



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

Caracterización espectral del pulso electromagnético radiado por el rayo atmosférico (LEMP) mediante un Detector-Receptor de RF tipo SDR (Software-Defined Radio)

Luis Fernando Díaz Cadavid

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales, Colombia

2014



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

A Spectral characterization of the "Lightning Electromagnetic Pulse" (LEMP) using an RF-Detector-Receiver implemented with "Software-Defined Radio" (SDR) technology.

Luis Fernando Díaz Cadavid

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales, Colombia

2014

Caracterización espectral del pulso electromagnético radiado por el rayo atmosférico (LEMP) mediante un Detector-Receptor de RF tipo SDR (Software-Defined Radio)

Luis Fernando Díaz Cadavid

Tesis de investigación presentada como requisito parcial para optar al título de:
Doctor en Ingeniería – Línea de investigación Automática

Director:

Ph.D., CAMILO YOUNES VELOSA

Codirector:

Ph.D., EDUARDO ANTONIO CANO PLATA

Línea de Investigación:

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

Grupos de Investigación:

GTT – Grupo de investigación en Telemática y Telecomunicaciones

E3P – Engineering, Energy and Education Policy

GREdyP – Grupo Redes de Distribución y Potencia

Universidad Nacional de Colombia

Facultad de Ingeniería y Arquitectura

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Computación

Manizales, Colombia

2014

(Dedicatoria)

A mis hijos Alejandro y Santiago y a mi esposa Elizabeth, porque ellos son el aliciente que mueve mi espíritu y la mejor recompensa por cada logro obtenido.

Agradecimientos

El autor quiere expresar su agradecimiento a los directores de la tesis, en particular al Profesor Ph.D. Camilo Younes V. por su oportuna ayuda en los momentos coyunturales y al Profesor Ph.D. Eduardo A. Cano P. por su valioso soporte logístico y de gestión en todo lo relacionado con los proyectos adscritos al presente trabajo.

De igual manera quiere agradecer al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación (Facultad de Ingeniería y Arquitectura) por su colaboración, material y humana. Así mismo quiere manifestar un agradecimiento especial a los integrantes de los grupos de investigación: GTT, GREdyP, E3P y GIRE.

Resumen

El presente trabajo tiene como objetivo principal la caracterización espectral del impulso electromagnético generado por el rayo atmosférico (LEMP) y su correspondencia con la zona específica del eje cafetero colombiano. En su desarrollo se presentan tres (3) aportes significativos a la investigación en este campo: Primero, un modelado matemático del canal vertical de descarga del rayo como una Estación emisora multibanda de RF; segundo, el diseño e implementación de dos (2) equipos simuladores hardware para generación de un pulso tipo LEMP; y tercero, el diseño e implementación de un Detector-Receptor de LEMP elaborado con tecnología SDR (Software-Defined Radio) lo cual lo convierte en pionero. Además el trabajo incluye algoritmos en software (programas), que combinando técnicas FFT, STFT y Wavelets, permiten realizar el procesamiento de la señal registrada para obtener su caracterización espectral. Se presentan también los resultados y análisis del funcionamiento de los equipos diseñados, así como de los registros obtenidos del LEMP (mediciones).

Palabras clave: Descarga atmosférica, LEMP, Caracterización espectral, SDR.

Abstract

This work has as main purpose the spectral characterization of the Lightning Electro-Magnetic Pulse (LEMP) and their correspondence to the specific zone called “Eje Cafetero Colombiano” (central-western of Colombia). This thesis will present three (3) significant contributions to research in this field: First, a mathematical modeling of the lightning vertical discharge channel as an RF transmission system; second, the design and implementation of two (2) HW generator-simulators of LEMP; and third, the design and implementation of a lightning detector-receiver developed with Software-Defined Radio (SDR) technology, making it a pioneer. Further this work includes software algorithms (programs), which perform digital processing of the recorded signal to obtain their spectral characterization. The operation of the designed equipment, is evaluated. The results of the spectral characterization of the recorded signals (LEMP measurements) as well as their analysis are also presented.

Keywords: Lightning, LEMP, Spectral characterization, SDR.

Contenido

	Pág.
Resumen	VII
Abstract.....	VIII
Lista de figuras	XV
Lista de tablas	XXII
Lista de Símbolos y abreviaturas.....	23
1. Introducción	27
1.1 Objetivos propuestos	28
1.1.1 Objetivo general	28
1.1.2 Objetivos específicos	28
1.2 Logros obtenidos y limitaciones.....	28
1.3 Explicación sintética del dispositivo propuesto	30
1.4 Diseño sinóptico del rayo receptor arquitectura SDR.....	31
2. Contextualización	33
2.1 Estructura del documento	33
2.2 Motivación y Justificación.....	33
2.3 Formulación del Problema	35
2.3.1 Problemas en la detección del rayo.....	35
2.3.2 Problemas para el registro en medio digital del LEMP.	36
2.3.3 Problemas planteados al análisis espectral del rayo.....	38
2.3.4 Espectro obtenido mediante medición directa.	38
2.3.5 Espectro obtenido mediante Transformada de Fourier.	39
2.4 Hipótesis de solución	41
2.4.1 Hipótesis 1 (Arreglo Rayo-receptores RF Banda-Angosta).....	41
2.4.2 Hipótesis 2 (Receptor de Rayos implementado con arquitectura SDR)....	42
2.5 Etapas de diseño y metodología de implementación.....	43
2.5.1 Etapas de diseño.....	43
2.5.2 Primer problema a resolver.	43
2.5.3 Metodología empleada.	44
3. Antecedentes y Estado del Arte	46
3.1 De la caracterización del rayo en su componente espectral RF.....	47
3.2 De los Detectores de Rayos.....	48
3.3 De la tecnología SDR (Software-Defined Radio).	50

3.4 De los Detectores/Receptores de rayo tipo SDR.....	51
3.5 Del modelado del rayo como Estación emisora multi-banda de ondas RF.	51
3.6 De la DFT aplicada al análisis espectral del Rayo.	54
4. Modelado del Protocolo de Transmisión.....	55
4.1 Modelado del rayo como Estación Emisora Multibanda de Ondas RF.....	55
4.1.1 Consideraciones sobre el modelado del rayo como Sistema Emisor de RF Multibanda.	56
4.1.2 Modelado del Rayo como Emisora RF en el Dominio de la Frecuencia... ..	60
4.1.2.1 Monopolos de un cuarto de onda y Teoría de Imágenes	61
4.1.2.2 Antenas Lineales y Dipolo Elemental	62
4.1.2.3 Cálculo de los campos radiados	64
4.1.2.4 Descifrando el rayo como Emisora Multibanda	71
4.1.2.5 Simulación computacional con base en el modelo obtenido	73
4.1.2.6 Cálculo de la potencia radiada y medida en el sitio de observación ..	76
4.2 Modelado de la forma de onda.....	77
4.2.1 Modelo basado en los circuitos de E. Marx	77
4.2.2 Simulación computacional con base en el modelo obtenido	82
4.3 Modelado forma de onda en salida módulos Equipo Frontal SDR.....	84
4.3.1 Recepción de la señal en el módulo Sensor de campo-(H).....	85
4.3.2 Recepción de la señal en los módulos RF de Detección	87
4.3.2.1 Simulación computacional con base en el modelo obtenido	89
5. Cálculo y especificaciones del módulo ADC	91
5.1 P1- Resolución del chip DSP (Rango dinámico).....	92
5.2 P2- La frecuencia de muestreo (parámetro de diseño).....	93
5.3 Especificaciones requeridas a la DAQ	94
6. Implementación Generadores HW de LEMP simulado.....	95
6.1 GLEMP01 - Generador LEMP simulado (circuito RC)	96
6.1.1 Requerimientos técnicos	96
6.1.2 Diseño del circuito electrónico del simulador.....	97
6.1.2.1 Bloque 1 - Alimentación DC.....	97
6.1.2.2 Bloque 2 - Generador de pulso con forma de onda normalizada.....	98
6.1.2.3 Bloque 3 - Inyector de componentes espectrales (modulador AM)	99
6.1.3 Ensamblaje físico del circuito	100
6.1.4 Pruebas del dispositivo	103
6.1.4.1 Pruebas de la forma de onda generada.....	103
6.1.4.2 Pruebas del inyector de espectro.....	104
6.1.4.3 Prueba final del Generador 01 de LEMP simulado	105
6.1.4.4 Análisis de las pruebas	106
6.1.5 Conclusiones sobre el GLEMP-01 implementado.....	106
6.2 GLEMP02 - Generador LEMP simulado (circuito RL).....	107
6.2.1 Requerimientos técnicos	108
6.2.2 Análisis de diseño	108
6.2.3 Circuito eléctrico del GLEMP-02	111
6.2.4 Prueba del GLEMP02	113
6.2.5 Conclusiones sobre el generador implementado	115
7. Diseño e implementación de los módulos del Equipo Frontal.....	116

7.1	Requerimientos y propuesta de diseño	116
7.1.1	Requerimientos de diseño	116
7.1.2	Módulo Frontal propuesto	117
7.1.3	Agrupación de Antenas propuesto.....	118
7.2	Antenas del Sub-módulo de Detección/Recepción RF	119
7.2.1	Antena Lazo Sub-módulo Rx-RF (Bandas ULF, VLF y LF).....	120
7.2.2	Antena Dipolo $\lambda/2$ Sub-módulo Rx-RF (Bandas MF y HF)	130
7.2.3	Antena Yagui sub-módulo Rx-RF (Bandas VHF y UHF).....	142
7.3	Antena del sub-módulo de Disparo (Trigger).....	143
7.4	Antenas del Sub-módulo Sensor Campo Magnético (H)	151
7.5	Receptores Sub-módulo Detección/Recepción RF	155
7.5.1	Implementación Receptor RB1.....	157
7.5.2	Implementación Receptor RB2.....	174
7.5.3	Adaptación Receptor RB3	180
7.5.4	Sumador Inversor del Detector/Receptor RF.....	182
7.6	Sub-módulo de Disparo (Trigger).....	184
7.7	Sub-módulo Sensor de Campo (H).....	188
7.8	Ensamblaje final del Módulo Frontal del SDR.....	193
8.	Módulo ADC del Sistema LEMPSA.....	194
8.1	Aspectos relevantes del HW de la DAQ.....	194
8.1.1	Análisis de las especificaciones técnicas	194
8.1.2	Instalación de la DAQ en el PC	195
8.2	Pruebas iniciales (Test de la DAQ).....	196
8.3	Conexión DAQ-Módulo Frontal	197
8.4	Digitalización y Registro de la señal LEMP.....	198
8.4.1	Enfoques	198
8.4.2	Software de Control de la DAQ (Drivers).....	199
8.4.3	Parámetros de Control de la DAQ (variables)	200
8.4.4	Marcador de “Fecha y hora”	201
8.4.5	Algoritmos de Captura y Registro.	202
8.4.5.1	Configuración de Ajuste inicial y Rearmado HW	202
8.4.5.2	Algoritmo de Captura Única.....	202
8.4.5.3	Algoritmo de captura continua o Multicaptura.....	202
8.4.5.4	Prueba del Algoritmo de captura implementado	204
8.5	Certificación forma de onda simulada por GLEMP-02	205
9.	Módulo Software del Sistema LEMPSA	206
9.1	Análisis Espectral Digital	206
9.1.1	Análisis de la señal LEMP- $x(t)$	207
9.1.2	Análisis de la señal muestreada $x[n]$	207
9.1.3	Transformada Discreta de Fourier (DFT)	209
9.1.4	Análisis Espectral No paramétrico.....	212
9.1.4.1	Estimación espectral.....	213
9.1.4.2	El periodograma.....	214
9.1.4.3	El Método de Welch - WOSA	215
9.1.5	La STFT (Short Time Fourier Transform).....	215
9.1.5.1	El principio de incertidumbre de Heisenberg.....	217
9.1.5.2	La Fuga o Dispersión Espectral (Spectral Leakage).....	218
9.1.6	La Transformada Continua Wavelet (CWT).....	219

9.2 Software implementado para Análisis Espectral	220
9.3 Pruebas del Software implementado	223
9.3.1 Prueba del programa LEMPSA01_DFT.m.....	224
9.3.2 Prueba del programa LEMPSA02_DEP_WELCH.m	225
9.3.3 Prueba rutina LEMPSA03_STFT_ESPECTROGRAMA.m	226
9.3.4 Prueba #2 rutina LEMPSA02_DEP_WELCH.m	226
10. Resultados y su Análisis.....	228
10.1 Configuración de captura y registro.....	228
10.1.1 Variables de entorno del programa de captura.....	228
10.1.2 Capacidad de Registro del Sistema LEMPSA.....	229
10.1.3 Limitaciones prácticas del Sistema LEMPSA	230
10.2 Correlación de las señales RF Vs. Campo-H.....	231
10.3 Interpretación Forma de Onda registrada vía el Sensor de Campo-H.....	233
10.4 Determinación de Frecuencias componentes del LEMP	235
10.5 Análisis Espectral.....	239
10.5.1 Análisis de los Periodogramas obtenidos	239
10.5.2 Análisis de los Espectrogramas obtenidos	240
10.5.3 Análisis de los Escalogramas obtenidos	241
11. Conclusiones y Recomendaciones.....	243
11.1 Conclusiones generales	243
11.1.1 Conclusiones sobre los resultados obtenidos	243
11.1.2 Conclusiones sobre los modelos propuestos	244
11.1.3 Conclusiones sobre los equipos HW implementados.....	245
11.2 Recomendaciones.....	245
11.2.1 Trabajos Futuros.....	246
Bibliografía	247
ANEXOS.....	253
Anexo A – Caracterización física del rayo.....	254
A.1. Fenomenología y Parámetros	254
A.1.1. Comportamiento de las descargas atmosféricas.....	254
A.1.2. Forma de onda de la corriente de un Rayo	256
A.1.3. Funciones de probabilidad para la corriente máxima de un Rayo	258
A.1.4. Función de probabilidad para el t_f de I_R	260
A.1.5. Función de probabilidad conjunta para la I_R y el t_f	261
A.1.6. Datos representativos de un Rayo	264
A.1.7. Densidad de descargas a tierra - DDT	264
A.2. Velocidad de retorno del rayo	266
Anexo B - Cálculo de la respuesta al impulso del equipo frontal.	267
Anexo C – Cálculos de campo radiado para antenas Dipolo	272
Anexo D – Fotos Sistema LEMPSA.....	278
Anexo E – Parametrización Antenas LEMPSA.....	283
E.1. Antena Lazo \diamond N-espigas Coax (med. malla) - ALCccM.....	284

E.1.1. Medición de inductancia L - ALCccM.....	284
E.1.2. Cálculo de la inductancia L - ALCccM.....	285
E.1.3. Carta de Smith - ALCccM.....	286
E.1.4. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCccM.....	287
E.1.5. Mediciones Impedancia Ze vs. Frecuencia (MHz) - ALCccM.....	288
E.2. Antena Lazo \diamond N-espiras (cable coaxial- medición de núcleo) - ALCccN.....	289
E.2.1. Medición de inductancia L – ALCccN.....	289
E.2.2. Carta de Smith- ALCccN.....	289
E.2.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCccN.....	290
E.2.4. Mediciones Impedancia Ze vs. Frecuencia (MHz) - ALCccN.....	291
E.3. Antena Lazo \diamond en $<45^\circ$ N-espiras al. Cu – ALC45°ac18AWG.....	292
E.3.1. Medición de inductancia L - ALC45°ac18AWG.....	292
E.3.2. Cálculo de la inductancia L - ALC45°ac18AWG.....	293
E.3.3. Carta de Smith - ALC45°ac18AWG.....	294
E.3.4. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCac18AWG.....	295
E.3.5. Mediciones Impedancia Ze vs. F. (kHz) - ALCac18AWG.....	296
E.4. Antena Dipolo $\lambda/2$ (Longitud 32 metros) - AD $\lambda/2$	297
E.4.1. Especificaciones técnicas – AD $\lambda/2$	297
E.4.2. Carta de Smith – AD $\lambda/2$	298
E.4.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – AD $\lambda/2$	299
E.4.4. Mediciones Impedancia Ze vs. F. (MHz) - AD $\lambda/2$	300
E.5. Antena de Hilo Largo sin terminación - AHLsT.....	301
E.5.1. Especificaciones técnicas – AHLsT.....	301
E.5.2. Carta de Smith – AHLsT.....	302
E.5.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – AHLsT.....	303
E.5.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – AHLsT.....	304
E.6. Antena Parrilla modos A/B – APmA/B.....	305
E.6.1. Especificaciones técnicas Antena Parrilla – APmA/B.....	305
E.6.2. Medición de inductancia L – APmA.....	306
E.6.3. Cálculo de Inductancia L – APmA.....	306
E.6.4. Carta de Smith Antena Parrilla modo A – APmA.....	307
E.6.5. Carta de Smith Antena Parrilla modo B – APmB.....	307
E.6.6. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – APmA.....	308
E.6.7. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – APmA/B.....	309
E.6.8. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – APmA.....	310
E.6.9. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – APmB.....	311
E.7. Antena Lazo Sensor (H) circular – ALsHcirc.....	312
E.7.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor (H) Circular – ALsHcirc.....	312
E.7.2. Carta de Smith- ALsHcirc.....	313
E.7.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHcirc.....	314
E.7.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsH.....	315
E.8. Antena Lazo Sensor (H) cuadrada – ALsHcuad.....	316
E.8.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor -H Cuadrada – ALsHcuad.....	316
E.8.2. Carta de Smith- ALsHcuad.....	317
E.8.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHcuad.....	318
E.8.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsHcuad.....	319
E.9. Antena Lazo Sensor (H) rectangular – ALsHrect.....	320
E.9.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor -H Rectangular – ALsHr.....	320
E.9.2. Carta de Smith- ALsHrect.....	321
E.9.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHrect.....	322

E.9.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsHrect.....	323
Anexo F – Circuitos Módulo Frontal Sistema LEMPSA.....	324
F.1. Receptor RB1.....	324
F.1.1. Cálculos variante Filtro LPF del RB1.....	324
F.1.2. Circuito Receptor RB1.....	327
F.1.3. Montaje Circuito Receptor RB1.....	328
F.2. Receptor RB2.....	329
F.2.1. Cálculos Filtro HPF del RB2.....	329
F.2.2. Circuito Receptor RB2.....	332
F.2.3. Montaje Circuito Receptor RB2.....	333
F.2.4. Señales de alta frecuencia registradas con RB2.....	334
F.3. Receptor RB3.....	335
F.3.1. Señales de alta frecuencia registradas vía RB3.....	335
F.4. Programación F_s en Scopemeter Fluke 199C.....	336
F.5. Sumador Inversor.....	337
F.5.1. Circuito Sumador simulado en Multisim.....	337
F.5.2. Montaje Circuito Sumador.....	339
F.6. Sub-módulo de Disparo (Trigger).....	340
F.6.1. Circuito Trigger en NI Multisim™.....	340
F.6.2. Montaje Circuito Trigger.....	341
F.7. Sub-módulo Sensor de Campo (H).....	342
F.7.1. Montaje Circuito Sensor de Campo (H).....	342
F.8. Ensamblaje final del Módulo Frontal del SDR.....	346
F.8.1. Vista general del Montaje Físico del módulo Frontal.....	346
Anexo G – Datos Tarjeta ADC.....	347
G.1. Especificaciones Técnicas DAQ.....	347
G.1.1. Peculiaridades (Features).....	347
G.1.2. Parámetros Técnicos (Datasheet).....	347
G.2. Hardware Test.....	350
G.3. Diagrama de tiempos de adquisición de la DAQ.....	351
G.4. Algoritmos de Captura y Registro.....	352
G.4.1. Código Función “Setup.m”.....	352
G.4.2. Código Programa “Prueba_LEMPSA1.m”.....	353
G.4.3. Código Programa “Captura_Continua_Rayos.m”.....	355
Anexo H – Muestras de Análisis Espectral.....	357
H.1. Formas de Onda señales LEMP registradas.....	357
H.2. Estadísticas de componente espectral.....	361
H.3. Periodogramas.....	364
H.4. Espectrogramas.....	366
H.5. Escalogramas.....	367
Anexo I – Proyectos y Producción Académica Relacionada.....	369

Lista de figuras

	Pág.
Fig. 1.1: Foto Arreglo antenas banda ancha del módulo frontal del LEMPISA-I.	29
Fig. 1.2: Imagen PC + módulo Frontal (sensado/amplificación) del LEMPISA-I.	29
Fig. 1.3: El rayo como Emisor RF.	30
Fig. 1.4: Esquema de un Radio Receptor estándar.	31
Fig. 1.5: Esquema de un Radio Receptor LEMP básico.	31
Fig. 1.6: Diagrama de bloques Receptor LEMP arquitectura SDR.	32
Fig. 2.1: Representación de la I_{MAX} del LEMP.	36
Fig. 2.2: Pendiente dI/dt de un rayo negativo de mediana intensidad.	37
Fig. 2.3: Campo Eléctrico de la forma de onda (arriba) y su TF (abajo).	40
Fig. 2.4: Arreglo Radio-Receptores LEMP de Banda Angosta.	41
Fig. 2.5: Sistema Detector-Receptor de Banda Ancha con arquitectura SDR.	42
Fig. 3.1: Entenas de los barcos.	46
Fig. 3.2: Campanero Electrostático.	48
Fig. 3.3: a) Mecanismo de registro del Detector de Rayos de Popov.	48
Fig. 3.4: b) Circuito del Detector de Rayos de Popov.	48
Fig. 4.1: Carrera de rayos con paquete de Frecuencias.	57
Fig. 4.2: Ilustración tipos de trayectos arriba señal LEMP al receptor-RF.	57
Fig. 4.3: Ilustración relación alturas Rayo Vs. Perfil geográfico.	58
Fig. 4.4: Modelo de radiación del Dipolo sobre un terreno conductivo.	59
Fig. 4.5: Geometría de la Antena Monopolo.	61
Fig. 4.6: Monopolo $\lambda/4$	61
Fig. 4.7: Dipolo equivalente del Monopolo.	62
Fig. 4.8: Arreglo co-lineal de elementos de corriente (Tomado de Weeks [22]).	62
Fig. 4.9: Elemento de corriente con especificación de campos.	63
Fig. 4.10: a) Dipolo alimentado en su centro con corriente de distribución sinusoidal.	64
Fig. 4.11: Modelo-2 del rayo como antena monopolo vertical.	67
Fig. 4.12: Rayo como Emisora Multibanda.	72
Fig. 4.13: Simulación con MATLAB® de campos radiados (E_Y , E_Z y $H\phi$).	75
Fig. 4.14: Forma de onda de la corriente medida en el canal vertical.	77
Fig. 4.15: Forma de onda plena del impulso normalizado $1,2/50 \mu s$ [13].	78
Fig. 4.16: Circuitos tipo A y tipo B de un Generador de Impulsos.	78
Fig. 4.17: Circuitos para el estudio de un generador de impulsos.	79
Fig. 4.18: Onda de impulso de tensión y sus componentes.	81
Fig. 4.19: Forma de Onda $[V_{DC}(t)]$ tipo rayo generada con MATLAB ®.	82

Fig. 4.20:	Forma de Onda señal LEMP [$V_{(LEMP)}$] simulada con MATLAB®	83
Fig. 4.21:	Módulos de detección/recepción señal LEMP lado equipo Frontal del SDR...	84
Fig. 4.22:	Representación gráfica de un Sistema LTI-SISO	85
Fig. 4.23:	Ejemplo forma de onda señal LEMP en salida Sensor Campo-(H)	86
Fig. 4.24:	Diagrama de bloques de los módulos RF del Equipo Frontal SDR	87
Fig. 4.25:	Respuesta al impulso de diferentes sistemas de segundo orden	89
Fig. 4.26:	Forma de onda sub-amortiguada de un Sistema LTI de 2° Orden	90
Fig. 5.1:	Gráfica de conversión Análogo a Digital de una señal.....	91
Fig. 6.1:	Esquema de prueba equipo SDR con Generador LEMP simulado.....	95
Fig. 6.2:	Circuito RC generador de LEMP simulado.....	97
Fig. 6.3:	Foto circuito físico del generador-01 de LEMP simulado	100
Fig. 6.4:	Diagrama etapa adaptación de impedancias	101
Fig. 6.5:	Foto dispositivo HW GLEMP01 con equipos conectados para prueba.....	102
Fig. 6.6:	Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↑ y P2b↓	103
Fig. 6.7:	Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↓ y P2b↓	103
Fig. 6.8:	Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↓ y P2b↑	104
Fig. 6.9:	Forma de onda generada por GLEMP01 con t_3 ↑	104
Fig. 6.10:	Analizador de Espectros mostrando frecuencia detectadas.....	104
Fig. 6.11:	Escopómetro en modo “Spectrum” mostrando frecuencias detectadas.....	105
Fig. 6.12:	Espectrometro mostrando frecuencias F1, F2, F3 y componente DC.	105
Fig. 6.13:	Osciloscopio Digital mostrando forma de onda similar al LEMP real	106
Fig. 6.14:	Circuito RL – Sistema LTI de primer orden	108
Fig. 6.15:	Respuesta circuito RL a un pulso DC.....	109
Fig. 6.16:	Sistema LTI excitado en la entrada por $\delta(t)$	111
Fig. 6.17:	Respuesta al Impulso de un Sistema de Primer Orden.....	111
Fig. 6.18:	Circuito eléctrico del GLEMP02	112
Fig. 6.19:	Foto del dispositivo portátil GLEMP02 hecho en Colombia por UN.....	113
Fig. 6.20:	Esquema de prueba del GLEMP02	113
Fig. 6.21:	Registro señal de prueba emitida por GLEMP02.....	114
Fig. 7.1:	Anchos de Banda arreglo Antenas.	119
Fig. 7.2:	Antena de Hilo para recepción en VLF.	120
Fig. 7.3:	Campos de Bobina inducida.....	123
Fig. 7.4:	Altura efectiva h_e de un dipolo vertical.	123
Fig. 7.5:	Modelo de capacitancias parasitas de una bobina inducida.	124
Fig. 7.6:	Modelo Antena de lazo cuadrada de N-Espiras.	125
Fig. 7.7:	Antena lazo cuadrada implementada con cable coaxial.....	127
Fig. 7.8:	Antena lazo cuadrada implementada con alambre de cobre AWG-18	128
Fig. 7.9:	Foto Antenas de lazo implementadas e instaladas sobre el techo.	128
Fig. 7.10:	Diagrama de instrumentación para caracterización de la Antena (ΔF).	129
Fig. 7.11:	Diagrama instrumentación para caracterización de la Antena (Z , SWR, Γ)..	130
Fig. 7.12:	Techo con forma Diente de Sierra.....	131
Fig. 7.13:	Planos propagación Campos Eléctrico E y Magnético H señal LEMP.....	132
Fig. 7.14:	Diagrama de radiación de un Dipolo $\lambda/2$	133

Fig. 7.15: Diagrama de radiación Ant. dipolo $\lambda/2$ modo Rx - polarización horizontal. .	134
Fig. 7.16: Antena Dipolo $\lambda/2$ banda MF-HF.....	136
Fig. 7.17: Diferencia de corrientes por naturaleza asimétrica de alimentación [48].	137
Fig. 7.18: Balun con 7 espiras de cable coaxial alrededor del toroide de ferrita.	138
Fig. 7.19: Diagrama instrumentación para caracterización de la Antena Dipolo $\lambda/2$	138
Fig. 7.20: Antena Tx - Hilo Largo instalada en paralelo a la Antena Rx Dipolo $\lambda/2$	139
Fig. 7.21: Diagrama de Radiación de una Antena Tx Hilo Largo sin terminación	140
Fig. 7.22: Antena de Hilo Largo sin terminación, implementada para pruebas.	140
Fig. 7.23: Diagrama instrumentación para determinación BW del Dipolo $\lambda/2$	141
Fig. 7.24: Antena Yagui FU0622.....	142
Fig. 7.25: Adaptación antena Yagui para ampliación Ancho de Banda.....	143
Fig. 7.26: Diagrama instrumentación para determinación B_w antena Yagui	143
Fig. 7.27: Antena de hilo delgado plegada en forma de parrilla.	144
Fig. 7.28: Arreglo co-lineal en monoplano de Antenas de lazo rectangulares.....	145
Fig. 7.29: Foto Antena Parrilla implementada e instalada sobre el techo.....	146
Fig. 7.30: C.M. variante induciendo en a) superficie S y b) con contorno ℓ	146
Fig. 7.31: Antena Parrilla bajo inducción de flujo magnético.....	148
Fig. 7.32: Antena de Hilo con Bobina de carga.	150
Fig. 7.33: Antena de Lazo en plano XY con campo incidente de ángulo θ_i [70]	152
Fig. 7.34: Circuito equivalente de Thévenin para antena Lazo como receptora.....	153
Fig. 7.35: Esquema Antenas Lazo mono-espira para conexión a Sensor campo H.....	154
Fig. 7.36: Foto Antenas Lazo mono-espira para conexión a Sensor campo H.	155
Fig. 7.37: Esquema general Detector/Receptor RF.....	156
Fig. 7.38: Diagrama de Bloques Funcionales del Receptor RB1 propuesto.	158
Fig. 7.39: Circuito resonante del Receptor RB1 y diagrama de resonancia (Δf).....	158
Fig. 7.40: Filtro Pasabajos RLC del receptor RB1 y su diagrama de Bode (Δf).....	159
Fig. 7.41: Divisor de tensión.	159
Fig. 7.42: Función compleja de un Filtro Pasa-bajas de 2° Orden con $Q=0,707$	161
Fig. 7.43: Capacitor de Polipropileno.....	162
Fig. 7.44: Configuraciones AO Inversor a) Sin R_{OFFS} b) Con R_{OFFS} c) Con $R_{OFFS} + C$	162
Fig. 7.45: Impedancias de entrada al AO.	163
Fig. 7.46: Ganancia de tensión en lazo abierto Vs. Frecuencia (ΔF)	164
Fig. 7.47: Modelado corriente IB.	164
Fig. 7.48: Circulación de I_{B2} (AO sin señal entrada).....	165
Fig. 7.49: (a) Configuración para eliminar offset (b) Circuito considerando efecto I_B ..	165
Fig. 7.50: Ejemplo de efecto de la distorsión debida al SR en la salida de un AO.	167
Fig. 7.51: Respuesta a transitorios (a) Pequeña señal en mV (b) Señal grande en V. ...	169
Fig. 7.52: Power Supply AO tipo bipolar	169
Fig. 7.53: Fuente AC/DC Dual de voltajes $\pm 12 V_{DC}$ [83].....	169
Fig. 7.54: Power Supply Bypassing	170
Fig. 7.55: Protección entrada al AO.....	170
Fig. 7.56: Circuito alimentación LED	171
Fig. 7.57: Diag. Instrumentación de pruebas circuito RB1 (a) EMP tipo rayo (b) ΔF	172

Fig. 7.58: Foto antena de lazo con antena bobina de prueba en su centro.	173
Fig. 7.59: Diagrama-2 de Instrumentación para pruebas circuito RB1	173
Fig. 7.60: Datos forma de onda registrada de señal LEMP obtenida vía RB1.	174
Fig. 7.61: Espectro de la señal LEMP Figura 7.60 registrada vía RB1	174
Fig. 7.62: Diagrama de Bloques Funcionales del Receptor RB2 propuesto.	175
Fig. 7.63: Filtro Pasa-altos RCL del receptor RB2 y su diagrama de Bode (Δf).	175
Fig. 7.64: Curva de Ganancia (dB) en lazo abierto Vs. Frecuencia (Hz)	177
Fig. 7.65: Respuesta al Impulso (a) Señal grande en V (b) Pequeña señal en mV.	178
Fig. 7.66: Relación entre Slew-Rate y alimentación	179
Fig. 7.67: Señal RF detectada por RB2 bajo pruebas (señal Móvil Aeronáutica civil) ..	180
Fig. 7.68: Adaptador salida RB3 para ingreso al Sumador Inversor	180
Fig. 7.69: Diagrama de Instrumentación para pruebas de RB3	181
Fig. 7.70: Esquema adaptador entrada RB1 a Sumador	182
Fig. 7.71: Configuración AO Inversor como Sumador	183
Fig. 7.72: Diagrama de Bloques Funcionales del Sub-módulo de Disparo.	185
Fig. 7.73: Circuito resonante del Sub-módulo Trigger y su diagrama de Bw según Q..	186
Fig. 7.74: Diagrama esquemático circuito Sensor de Campo (H).....	189
Fig. 7.75: Configuración de prueba para ajuste óptimo del CMRR vía R16	192
Fig. 7.76: Diagrama Instrumentación pruebas de ajuste del circuito Sensor C-H	192
Fig. 7.77: Forma de onda tipo rayo detectada por el Sensor C-H bajo prueba.	193
Fig. 7.78: Vista global del panel delantero del Receptor del Módulo Frontal	193
Fig. 8.1: Test de la DAQ (a) Con GS (b) Con GLEMP-01	196
Fig. 8.2: Esquema conexiones DAQ-Módulo Frontal	197
Fig. 8.3: Estructura general del SDK MATLAB para control de HW Compuscope	199
Fig. 8.4: Diagrama de flujo básico de algoritmos de captura a) Única b) Múltiple.....	203
Fig. 8.5: Pulso tipo rayo registrado mediante: (a) Sensor Campo-H; (b) Detector RF....	204
Fig. 8.6: Pulso GLEMP-02 (a) registrado x Sensor C-H (b) aumentado (c) IEC 60060-1	205
Fig. 9.1: Representación de un “Muestreador” ideal.....	208
Fig. 9.2: Comportamiento de FFT como conjunto de filtros BPF (Bin)	211
Fig. 9.3: Ejemplo gráfica generada por LEMPSA06_Estadística1_Full_Sesion.m	222
Fig. 9.4: Esquema de instrumentación Pruebas Módulo Software sistema LEMPSA....	223
Fig. 9.5: Diagrama Amplitud Vs. Frecuencia obtenido con LEMPSA01_DFT.m.....	224
Fig. 9.6: Periodograma obtenido con LEMPSA02_DEP_WELCH.m.....	225
Fig. 9.7: Diagrama “T vs. F” obtenido con LEMPSA03_STFT_ESPEC.m.	226
Fig. 9.8: Periodograma validación SW mostrando F de Emisoras Comerciales.....	227
Fig. 10.1: Forma de onda de Señal LEMP limitada en voltaje de salida	231
Fig. 10.2: Forma de onda pulso EM detectado y que no corresponde a un LEMP.	232
Fig. 10.3: Modelo de Propagación LEMP(t) mediante ondas de superficie y de cielo ...	233
Fig. 10.4: Registro de Señal LEMP propagada bajo un canal Ionosferico vespertino. ...	234
Fig. 10.5: Ráfaga de Pulsos Regulares registrada con el Sistema LEMPSA.	235
Fig. 10.6: Estadística de aparición de Frecuencias en (%) Magnitud x Registro	235
Fig. 10.7: Gráfica de Bandas F. x Aporte energético a la composición señal LEMP.....	238
Fig. 10.8: Periodograma señal LEMP obtenido mediante Sistema LEMPSA	239

Fig. 10.9: Espectrograma señal LEMP obtenido mediante Transformada de Gabor240

Fig. 10.10: Escalograma señal LEMP obtenido mediante CWT241

Fig. A.1: Tipos de rayo entre nube y tierra.....254

Fig. A.2: Fases de un Rayo.....255

Fig. A.3: Típica forma de la onda de corriente de retorno del rayo.257

Fig. A.4: Onda de rayo en doble rampa.....257

Fig. A.5: Función densidad de probabilidad para I.....258

Fig. A.6: Función de Distribución Acumulada.259

Fig. A.7: Función densidad de probabilidad para t_r260

Fig. A.8: Función densidad de probabilidad conjunta para I y para t_r262

Fig. A.9: Función densidad de probabilidad conjunta para I y para t_r263

Fig. A.10: Función densidad de probabilidad conjunta para I con $t_r = 2 \mu s$264

Fig. B.1: Ejemplo de un Radio usado para medir espectro radiación RF de un Rayo....267

Fig. C.1: Intersección de los ejes utilizados en coordenadas esféricas.272

Fig. C.2: Dipolo lineal alimentado en el centro con distribución de “I” sinusoidal.275

Fig. D.1: Diseño antenas sobre techo edificio Bloque V – Campus La Nubia278

Fig. D.2: Foto antenas LEMPISA sobre techo edificio B.V – Campus La Nubia278

Fig. D.3: Foto ubicación Sistema LEMPISA en Campus La Nubia.....279

Fig. D.4: Mapa con ubicación Sistema LEMPISA en Campus La Nubia.....280

Fig. D.5: Foto Sistema LEMPISA en Bastidor del Laboratorio GTT281

Fig. D.6: Foto Módulo Frontal Sistema LEMPISA (sin antenas)282

Fig. E.1: Antena Lazo cuadrada de 12 espiras de cable coaxial RG-59284

Fig. E.2: Carta de Smith Antena Lazo cuadrada de 12 (medida en malla)286

Fig. E.3: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz287

Fig. E.4: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en MHz.287

Fig. E.5: Carta de Smith Antena Lazo cuadrada de 12 (medida en núcleo).....289

Fig. E.6: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz290

Fig. E.7: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en MHz.290

Fig. E.8: Antena Lazo cuadrada de 40 espiras de alambre cobre 18AWG.292

Fig. E.9: Carta de Smith Antena Lazo cuadrado de 40 vueltas alambre 18AWG294

Fig. E.10: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en kHz.....295

Fig. E.11: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en kHz 295

Fig. E.12: Antena Dipolo $\lambda/2$ Sistema LEMPISA.....297

Fig. E.13: Carta de Smith Antena Dipolo – $AD\lambda/2$298

Fig. E.14: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – $AD\lambda/2$ 299

Fig. E.15: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – $AD\lambda/2$299

Fig. E.16: Antena Hilo Largo sin Terminación para pruebas Sistema LEMPISA.....301

Fig. E.17: Diseño Balun 9:1 Antena Hilo Largo - AHLsT301

Fig. E.18: Carta de Smith Antena Hilo Largo sin Terminación - AHLsT302

Fig. E.19: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – AHLsT303

Fig. E.20: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – AHLsT303

Fig. E.21: Diseño Antena Parrilla modos A/B Sistema LEMPISA305

Fig. E.22: Foto Antena Parrilla ubicada en techo edificio Campus La Nubia.....305

Fig. E.23: Carta de Smith Antena Parrilla modo A - APmA.....	307
Fig. E.24: Carta de Smith Antena Parrilla modo B – APmB.....	307
Fig. E.25: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – APmA.....	308
Fig. E.26: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – APmA.....	308
Fig. E.27: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – APmB.	309
Fig. E.28: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – APmB.	309
Fig. E.29: Diseño Antena Lazo Circular Sensor (H) Sistema LEMPISA.....	312
Fig. E.30: Carta de Smith Antena Lazo Circular Sensor (H) – ALsHcirc.	313
Fig. E.31: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHcirc.	314
Fig. E.32: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHcirc.	314
Fig. E.33: Diseño Antena Lazo Cuadrada Sensor (H) Sistema LEMPISA.....	316
Fig. E.34: Carta de Smith Antena Lazo Cuadrado Sensor (H) – ALsHcuad.....	317
Fig. E.35: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHcuad.	318
Fig. E.36: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHcuad.	318
Fig. E.37: Diseño Antena Lazo Rectangular Sensor (H) Sistema LEMPISA.....	320
Fig. E.38: Carta de Smith Antena Lazo Rectangular Sensor (H) – ALsHrect.	321
Fig. E.39: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHrect.	322
Fig. E.40: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHrect.	322
Fig. F.1: Filtro LPF tipo RLC (variante RB1)	324
Fig. F.2: Diagrama de Bode LPF tipo RLC (variante RB1)	325
Fig. F.3: Diagrama de Fase LPF tipo RLC (variante RB1)	325
Fig. F.4: Diagrama de Nyquist LPF tipo RLC (variante RB1)	326
Fig. F.5: Respuesta al escalón LPF tipo RLC (variante RB1)	326
Fig. F.6: Respuesta al impulso LPF tipo RLC (variante RB1).....	326
Fig. F.7: Diagrama esquemático Detector/Receptor RB1	327
Fig. F.8: Circuito RB1 de prueba implementado en protoboard.	328
Fig. F.9: Circuito RB1 prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.....	328
Fig. F.10: Ancho de Banda de RB1 medido en conexión directa al GS (sin antena)	328
Fig. F.11: Filtro HPF tipo RCL (RB2)	329
Fig. F.12: Diagrama de Bode HPF tipo RCL (RB2)	330
Fig. F.13: Diagrama de Fase HPF tipo RCL (RB2)	330
Fig. F.14: Diagrama de Nyquist ($f=0 \rightarrow \infty$) HPF tipo RCL (RB2).....	331
Fig. F.15: Respuesta al escalón HPF tipo RCL (RB2)	331
Fig. F.16: Diagrama esquemático Detector/Receptor RB2	332
Fig. F.17: Circuito RB2 prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.....	333
Fig. F.18: Diagrama de Instrumentación para pruebas circuito RB2	333
Fig. F.19: Señal RF 28 MHz detectada por RB2 en proceso de pruebas.	334
Fig. F.20: Señal RF 32 MHz detectada por RB2 en proceso de pruebas.	334
Fig. F.21: Señal RF 36 MHz detectada vía RB3.....	335
Fig. F.22: Señal RF 88 MHz detectada vía RB3.....	335
Fig. F.23: Diagrama esquemático circuito sumador I-Parte (Ingreso RB1)	337
Fig. F.24: Diagrama esquemático circuito sumador II-Parte	338
Fig. F.25: Circuito Sumador prototipo implementado en baquelita (PCB) universal....	339

Fig. F.26: Diagrama esquemático circuito Trigger.....	340
Fig. F.27: Circuito Trigger prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.	341
Fig. F.28: Circuito Sensor Campo-H prototipo implementado en PCB universal.....	342
Fig. F.29a: Diseño Gerber del Circuito Sensor Campo-H (vista 3-D)	343
Fig. F.30b: Diseño Gerber del prototipo de Circuito Sensor Campo-H.....	344
Fig. F.31c: Esquema topológico del prototipo de Circuito Sensor Campo-H.....	345
Fig. F.32: Ensamblaje Final del Módulo Frontal del SDR.....	346
Fig. G.1: Respuesta en Frecuencia DAQ GAGE-CS1422	348
Fig. G.2: Diagrama de Bloques simplificado de la DAQ Razor Compuscope 1422.....	348
Fig. G.3: Display de Auto-test vía GAGE-Manager™ Software.	350
Fig. G.4: Ejemplo de un Pantallazo (Display) de prueba con la utilidad CS-Test.	350
Fig. G.5: Diagrama de tiempos de adquisición de la DAQ.....	351
Fig. H.1: (a) Forma de Onda RF señal LEMP y (b) Ampliación área del ploteo.....	357
Fig. H.2: Formas de Onda RF y C-H pulso EM de rayo cercano y poca intensidad.....	358
Fig. H.3: Formas de Onda señal LEMP registradas el 22-Mayo-2014.	359
Fig. H.4: Ráfagas de pulsos regulares registradas el 12-Sep-2013.....	360
Fig. H.5: (a) Registro Señal LEMP rayo lejano y (b) Frecuencias detectadas vía RB1....	361
Fig. H.6: Ejemplo de Salida de un archivo “Estadistica.dat”	362
Fig. H.7: Gráfica de Bandas F. x Aporte energético a la composición señal LEMP	363
Fig. H.8: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 20$ kHz).....	364
Fig. H.9: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 10$ kHz).....	364
Fig. H.10: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 9,8$ kHz).....	365
Fig. H.11: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 10,1$ kHz).....	365
Fig. H.12: Espectrograma señal LEMP registrada vía detector RF	366
Fig. H.13: Espectrograma señal LEMP registrada vía detector RF	366
Fig. H.14: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Blackman, $K=1$)	367
Fig. H.15: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Hanning, $K=2$)	367
Fig. H.16: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Hanning, $K= 4$)	368
Fig. H.17: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Exponencial, $K= 5$)	368

Lista de tablas

	Pág.
Tabla 4-1: Intensidad de campos radiados (E_y , E_z y $H\phi$) en función de la distancia.	76
Tabla 6-1: Especificaciones técnicas de los transformadores de señal utilizados	101
Tabla 7-1: Factores para cálculo Antena Lazo según forma geométrica.....	126
Tabla 10-1: Sub-bandas definidas para análisis Espectral de la señal LEMP	237
Tabla E -1: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuadro N-Espiras coax (Malla)...	288
Tabla E -2: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuadro N-Espiras coax (Núcleo)	291
Tabla E -3: Medición Ze vs. F (kHz) – Antena Lazo \diamond N-Espiras al. Cu 18AWG	296
Tabla E -4: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Dipolo $\lambda/2$ - AD $\lambda/2$	300
Tabla E -5: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Hilo Largo sin Terminación - AHLsT..	304
Tabla E -6: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Parrilla modo A - APmA	310
Tabla E -7: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Parrilla modo B - APmB	311
Tabla E -8: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Circular Sensor (H) – ALsHcirc. .	315
Tabla E -9: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuad. Sensor (H) – ALsHcuad.	319
Tabla E -10: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Rect. Sensor (H) – ALsHrect.	323
Tabla F -1: Muestras/Ventana según T/División en Fluke 199C.....	336
Tabla H-1: Frecuencias Ruido que deben ser filtradas en registro Señal LEMP	363

Lista de Símbolos y abreviaturas

Símbolos con letras latinas

Símbolo	Término	Unidad SI	Definición
A_i	Amplitud de cada i -ésimo componente frecuencial	v	Ecuación (69)
A	Área encerrada por perímetro antena lazo	m^2	Ecuación (119)
B	Densidad de Flujo Magnético	Wb/m	$\mu_0 H$ o
c	Velocidad de la luz en el espacio libre	m/s	λF
E	Intensidad de Campo Eléctrico	v/m	E_t/Q_t
F	Frecuencia de la onda	Hz	c/λ
G	Ganancia del Sistema	1	Ecuación (B11)
H	Intensidad de campo magnético	v/m	B/μ_0
I	Corriente Eléctrica	Amp.	V/R
j	Parte imaginaria	--	$\sqrt{-1}$
N	Número de vueltas (espiras) de la bobina/Antena Lazo.	1	Ecuación (112)
Q	Factor de Calidad	1	f_0/BW
Z	Impedancia	Ω	$R + j(X_L - X_C)$

Símbolos con letras griegas

Símbolo	Término	Unidad SI	Definición
β	Constante de propagación	rad/m	$2\pi/\lambda$
γ	Coeficiente de reflexión	1	$(SWR-1)/(SWR+1)$
ϵ	Diferencia de potencial	v	Ecuación (125)
η	Impedancia intrínseca del medio	Ω	$(\mu/\epsilon)^{1/2}$
λ	Longitud de Onda	m	c/F
ξ	Factor de amortiguamiento	1	Ecuación (80)
τ	Constante de tiempo	s	Ecuación (101)
ν	Velocidad de fase	m/s	$1/(\mu\epsilon)^{1/2}$
ω	Velocidad angular	rad.	$2\pi F$

Subíndices

<u>Subíndice</u>	<u>Término</u>
a	Ajuste
B	Bias
DC	Corriente Directa (cc)
e	Equivalente
e	Entrada
H	High-Superior
i	i-ésimo componente
i	input-entrada
I	Integrador
L	Low-Inferior
m	medida
MAX	Máximo
mx	Máxima
o	Output-Salida
os	Offset (desplazamiento)
p-p	Pico a Pico
qn	Quantification Noise (Ruido cuantificación)
R	de Registro
RAD	Radiación
S	Sample (de muestreo)
v	Voltaje (tensión)
w	Width (ancho de)
x	Eje X
y	Eje Y
z	Eje Z

Superíndices

<u>Superíndice</u>	<u>Término</u>
b	Número de bits de Resolución
n	Exponente, potencia

Abreviaturas

<u>Abreviatura</u>	<u>Término</u>
AC	Altern Current
A/D	Análogo a Digital
ADC	Analog to Digital Converter (Conversor Análogo-Digital)
AM	Amplitud Modulada
AO	Amplificador Operacional
AWG	American Wire Gauge
BALUN	Balance to Unbalanced Transformer
BPF	Band Pass Filter
Bw	Band Width (Ancho de Banda)
CMMR	Common Mode Rejection Ratio
CWT	Continuos Wavelet Transform
DAQ	Data Acquisition Card
DC	Direct Current (Corriente continua)
D.D.	Disco Duro
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing – Procesamiento Digital de Señal
EEB	Empresa de Energía de Bogotá D.C.
EM	Electromagnético
EMI	Electromagnetic Interference
EMP	Electromagnetic Pulse
EPM	Empresas Públicas de Medellín
f.e.m.	Fuerza Electromotriz
FDTD	Finite Difference - Time Domain
FFT	Fast Fourier Transform
GLEMP	Generador de LEMP simulado
GS	Generador de Señales
HF	High Frequency
HPF	High Pass Filter
HW	Hardware
ISA	Interconexión Eléctrica S.A.
LEMP	Lightning Electromagnetic Pulse
LEMPSA	Lightning Electromagnetic Pulse Spectrum Analyzer
LF	Low Frequency
LPF	Low Pass Filter
LTI	Linear Time Invariant
MF	Medium Frequency
MPF	Magnetic Path Finder
OEM	Onda Electromagnética
PC	Personal Computer
PEM	Pulso Electromagnético

Abreviatura **Término**

RF	Radio Frecuencial (Radio Frequency)
RFC	Ready For Comments
Rx	Recepción
SDK	Software Development Kit
S/N	Signal to Noise Ratio
SDR	Software-Defined Radio
SISO	Single Input - Single Output
SR	Slew-Rate
STFT	Short Time Fourier Transform
SW-n	Switch-n (Interruptor-n)
SWR	Stationary Wave Ratio (Relación Onda Estacionaria)
ToR	Time of Arrival
Tx	Transmisión
UHF	Ultra High Frequency
ULF	Ultra Low Frequency
VHF	Very High Frequency
VLf	Very Low Frequency
UTC	Universal Time Coordinate
WF	Waveform – Forma de Onda

1. Introducción

El presente documento es la memoria de la tesis doctoral “*Caracterización espectral del pulso Electromagnético radiado por el rayo atmosférico (LEMP) mediante un Detector-Receptor de RF tipo SDR (Software-Defined Radio)*”, presentada por el Ingeniero y Magister en Telecomunicaciones, Luis Fernando Díaz Cadavid dentro del programa de “Doctorado en Ingeniería Automática - Línea de Investigación: Compatibilidad Electromagnética” ofrecido por el Departamento de Eléctrica, Electrónica y Computación de la Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales.

Esta tesis hace parte a su vez de una de las metas delineadas en el proyecto “*Detección y Registro de Descargas Atmosféricas*” financiado por la Vicerrectoría de Investigación con Código HERMES 14067 y gestionado en su momento por el presente autor (tesista) con el fin de obtener recursos económicos para la ejecución de la misma.

A nivel investigativo la tesis se encuentra enmarcada dentro de un trabajo interdisciplinario acometido por tres grupos de investigación de la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales, siendo estos: GREdYP (Grupo de Redes de Distribución y Potencia), GTT (Grupo de investigación en Telemática y Telecomunicaciones) y E3P (Environmental Energy and Education Policy), los cuales adelantan desde hace varios años un estudio detallado de las descargas atmosféricas en la región conocida como Eje Cafetero Colombiano.

Entre las metas trazadas por el equipo conjunto se definió como uno de los objetivos principales el “Diseño e implementación de un receptor SDR para detección y caracterización espectral¹ del LEMP”, tarea emprendida por el tesista y la cual se enmarca dentro de los objetivos propuestos en el proyecto de tesis aprobada según resolución CFIA-045 del 16/02/2010 (Acta 008/2010 del Consejo de Facultad de Ingeniería y Arquitectura).

¹ **Caracterización espectral:** Proceso técnico de descomposición de una señal compleja en muchos componentes individuales de frecuencia, cuantificando y relacionando en el proceso varios de sus indicadores (amplitudes, intensidades, etc.) versus estos mismos componentes frecuenciales y determinando de esta manera características relevantes tales como frecuencia dominante, potencia, armónicos, distorsión, ancho de banda y otras propiedades espectrales.

1.1 Objetivos propuestos

1.1.1 Objetivo general

- Caracterizar² espectralmente el Pulso Electromagnético radiado por el Rayo atmosférico (LEMP) mediante un dispositivo detector-receptor de RF tipo SDR (Software-Defined Radio).

1.1.2 Objetivos específicos

- Modelar el Rayo como Emisor de Ondas RF.
- Diseñar e implementar el sistema de antenas de Banda Ancha del módulo “Front-End” del Detector/Receptor de Rayos tipo SDR.
- Diseñar e implementar los módulos de Sensado, Filtrado, Amplificación, adaptación e integración del Detector/Receptor de Rayos tipo SDR.
- Implementación del módulo software para registro digital de la señal LEMP y su posterior procesamiento (DSP).
- Realizar un análisis espectral del LEMP (DSP) mediante el Detector/Receptor de Rayos tipo SDR implementado.

Nota: Una primera socialización de la propuesta fue presentada en el Seminario Internacional de Calidad de la Energía Eléctrica (SICEL), celebrado en Bogotá en el año 2009 [1].

1.2 Logros obtenidos y limitaciones

Como resultado más importante de la tesis se obtuvo un sistema pionero diseñado exclusivamente para análisis espectral del LEMP. Este sistema ha sido denominado como LEMPSA-I (**L**ightning **E**lectro**M**agnetic **P**ulse **S**pectrum **A**nalyzer versión **I**) y como todo sistema SDR está compuesto por un arreglo de antenas (ver foto de la Figura 1.1), un dispositivo Front/End y un PC equipado con una tarjeta A/D de altísima velocidad de muestreo (ver imagen de la Figura 1.2). Ahora bien, como la implementación del dispositivo con arquitectura SDR lo hace verdaderamente original, pues no se tienen registros similares, ni en bases de datos, ni en literatura técnica, se está adelantando

² **Caracterizar:** Determinar los atributos peculiares de alguien o de algo, de modo que claramente se distinga de los demás (1^a. definición de la Real Academia de la Lengua Española - vigésima segunda edición).

actualmente un proceso de patente lo cual explica porque en la presente tesis no se incluyen detalles puntuales de los circuitos expuestos.



Fig. 1.1: Foto Arreglo antenas banda ancha del módulo frontal del LEMPSA-I.

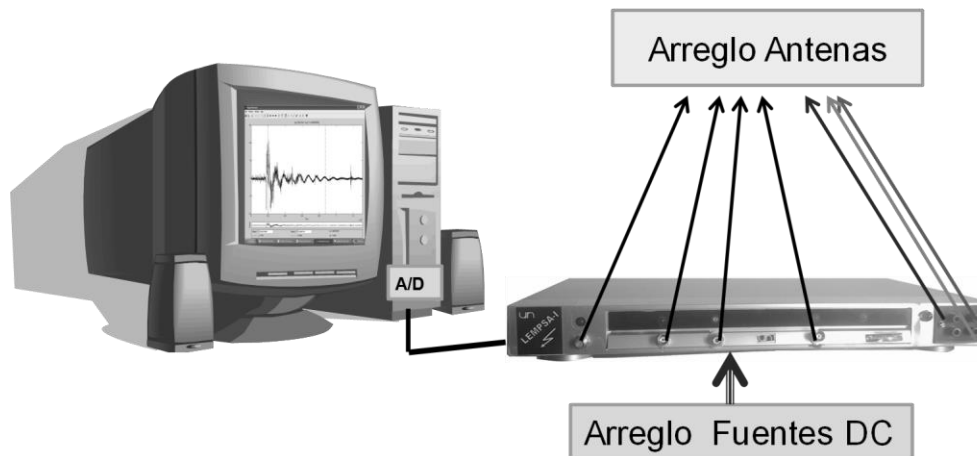


Fig. 1.2: Imagen PC + módulo Frontal (sensado/amplificación) del LEMPSA-I.

Por otro lado, teniendo como objetivo el diseño de un analizador espectral del LEMP, la presente tesis plantea desde el punto de vista estricto de la teoría de Radiocomunicaciones, un **modelado del canal de descarga del rayo** como Emisor de OEM Multifrecuencial, diferenciándose en este aspecto de la literatura existente en la cual se presentan análisis de radiación de los campos EM en el dominio espacio-temporal **y no en el dominio frecuencial**. Un esbozo de esta teoría fue socializada también en la ponencia presentada en el SICEL-2009 [1].

Así mismo, la implementación física del LEMPSA-I planteó la necesidad de un dispositivo generador de LEMP simulado que permitiera probar los módulos del sistema en las diferentes fases del proceso de montaje. Dispositivo que al ser inexistente en el

mercado, impulsó a su propia creación por parte del tesista. Los detalles de diseño y ensamblaje de dicho dispositivo denominado como GLEMP-01 (Generador de LEMP simulado versión 1) se encuentran debidamente detallados en la presente memoria y fueron socializados en Asunción (Paraguay) en el evento SICEL-2011, así como publicados en la *Revista Ingeniería e Investigación* [2].

Sin embargo, aunque el GLEMP-01 fue muy efectivo en el diagnóstico del módulo DSP del LEMP-SA-I, así como en la etapa de pruebas de recepción de forma de onda de los módulos RF, no fue así con la sección de antenas, lo cual obligó a inventar un nuevo dispositivo de generación inalámbrica de LEMP simulado y además portátil. Este nuevo dispositivo ha sido denominado GLEMP-02 y las características teórico-prácticas de su diseño están claramente especificadas en el capítulo 6, numeral 6.2 de la presente memoria, y a su vez fueron socializadas en el evento SICEL-2013 [3].

Limitación: Al ser el LEMP-SA-I un sistema solitario (un solo nodo), permite registrar la señal LEMP y detectar el momento del evento, mas no el sitio de impacto, pues para esto se requiere establecer una red de triangulación con un mínimo de tres nodos.

1.3 Explicación sintética del dispositivo propuesto

La teoría que permite interpretar al rayo como un emisor de espectro, así como la propuesta de un dispositivo detector-receptor para su análisis, puede resumirse así:

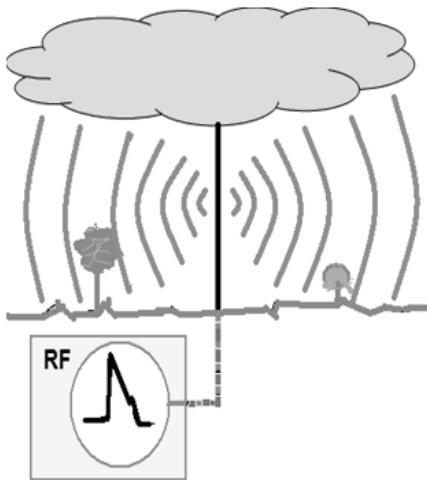


Fig. 1.3: El rayo como Emisor RF.

Soporte teórico: Una simulación del rayo como antena monopolo vertical excitada en su base por un generador de pulso EM (ver Figura 1.3), es frecuentemente usada para los cálculos de los campos magnético y eléctrico radiados por el rayo, y generalmente se toma como modelo del canal de descarga del rayo [4]-[5]. Se concibe el rayo entonces como un Sistema Emisor RF compuesto por un Generador de pulso intermitente de banda ancha (equivalente en tiempo y forma de onda al LEMP), conectado en su salida a una antena monopolo vertical de hilo delgado con longitud finita muy por debajo del máximo de transmisión λ e igual a la altura media entre el suelo impactado y la nube de tormenta.

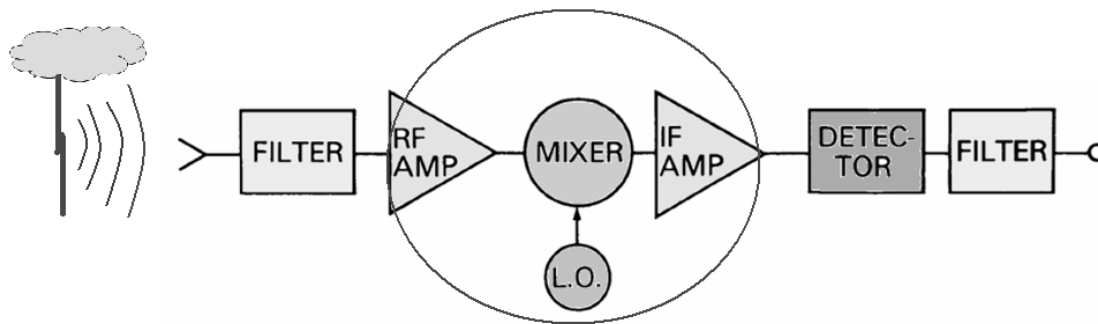


Fig. 1.4: Esquema de un Radio Receptor estándar.

Solución propuesta: Si asumimos al rayo como una Emisora RF, entonces para registrar la señal LEMP emitida debemos diseñar un radio receptor. Ahora bien, nuestro receptor no requiere etapa de demodulación ni de frecuencia intermedia considerando que la emisora Rayo no es estándar (ver Figura 1.4). Además, este receptor debe permitir registrar digitalmente la señal del LEMP en su forma de onda (curva dE/dt) de tal manera que permita efectuar un DSP para análisis espectral (ver Figura 1.5). Por estos motivos, se propone utilizar arquitectura SDR en el diseño, la cual, aunque hasta la fecha no ha sido usada explícitamente en este tipo de receptores, cumple de una manera resuelta todos los requerimientos establecidos.

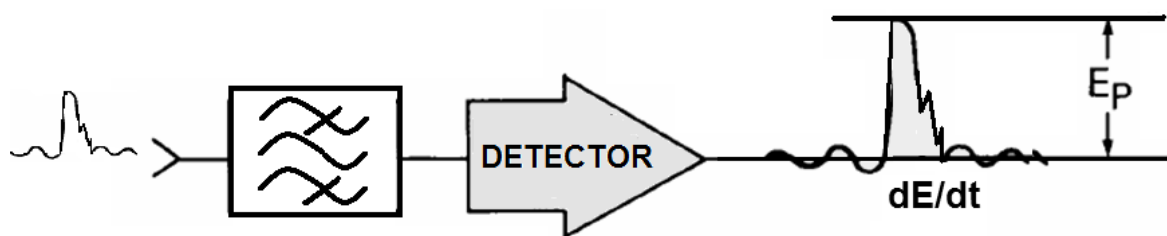


Fig. 1.5: Esquema de un Radio Receptor LEMP básico.

1.4 Diseño sinóptico del rayo receptor arquitectura SDR

Un sistema de Radio Definido por Software - SDR (Software-Defined Radio) puede estar conformado por una computadora (PC) equipada con un convertidor analógico-digital (ADC), precedido de algún adaptador de radio frecuencia (RF) al que se le denomina Equipo Frontal (Front End). Una gran parte del procesamiento de las señales se realiza en procesadores de propósito general, en lugar de utilizar hardware de propósito específico. Esta configuración permite cambiar los protocolos y formas de onda simplemente cambiando el software.

En la Figura 1.6, se encuentra resumido el funcionamiento de un rayo receptor implementado con arquitectura SDR, el cual se puede describir así:

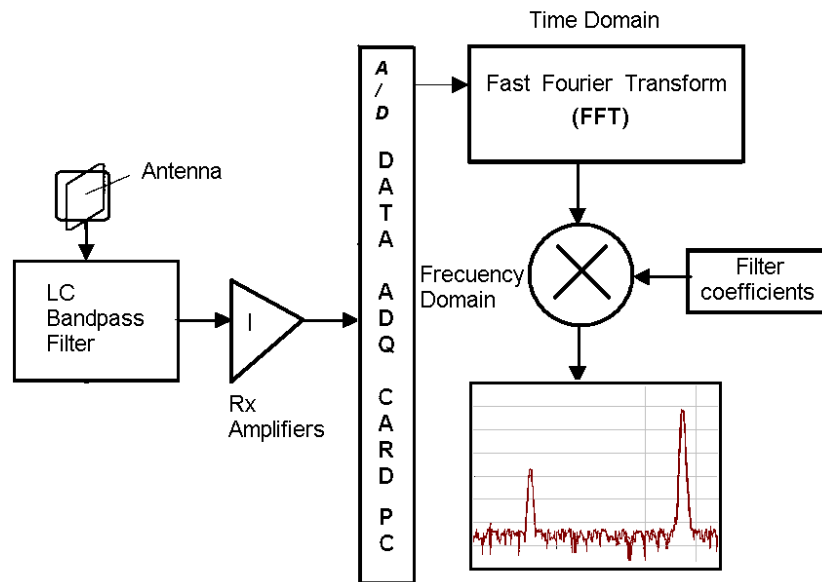


Fig. 1.6: Diagrama de bloques Receptor LEMP arquitectura SDR.

La señal sensada entregada por el equipo frontal a la entrada del ADC es muestreada, digitalizada y sometida a un proceso de Transformada Rápida de Fourier FFT complejo de n bins, por lo que es convertida al dominio de las frecuencias. En la práctica teniendo en cuenta que la señal LEMP es transitoria, aleatoria, no estacionaria y de muy corta duración (orden μ s), se utilizan técnicas STFT (Short Time Fourier Transform) y su alternativa CWT (Continuous Wavelet Transform).

Continuando, un generador calcula unos coeficientes de filtro pasabanda (BPF) y mediante otro proceso FFT son convertidos también al dominio de frecuencias. Ambas señales, en el dominio de frecuencias (señal útil y señal de filtrado) son multiplicadas digitalmente (mediante una función de mezcla digital) para proporcionar el ancho de banda del filtrado máximo de la señal útil y procesarla adecuadamente. Finalmente, sobre la amplitud de cada bin se aplicará un escalado logarítmico para su presentación. Siendo tres (3) las formas de presentación de la señal procesada:

- Frecuencia versus Amplitud (Analizador de espectros).
- En una gráfica bidimensional (Frecuencia Vs. Tiempo)
- En el tiempo, como en un osciloscopio.

Este último método de presentación permitirá al investigador caracterizar la intensidad de descarga del rayo.

Es importante anotar que aunque el concepto de SDR no es nuevo, Mitola lo propuso en 1.991 [6], la reciente evolución de la circuitería digital ha hecho posible desde el punto de vista práctico muchos de los procesos que tiempo atrás eran solamente posibles desde el punto de vista teórico.

2. Contextualización

Este segundo capítulo de la memoria tiene como finalidad introducir conceptos básicos sobre el proceso de diseño e implementación del equipo propuesto (objetivo de tesis), así como describir el propio documento para facilitar su lectura.

En este capítulo se contextualiza al lector respecto de las razones por las cuales se da este trabajo, se presenta una formulación del problema detallando aspectos relevantes, la hipótesis de solución y una breve descripción de las etapas de diseño de un equipo SDR así como la metodología empleada para su implementación.

2.1 Estructura del documento

El documento consta de once capítulos, entre los que se cuenta el presente (**Contextualización**), un capítulo **introdutorio** y una serie de **anexos** con información técnica, así: El capítulo 3, muestra en forma resumida el estudio realizado sobre **antecedentes y estado del arte** correspondiente a los temas relacionados con la detección de rayos mediante técnicas RF; el capítulo 4, nos enseña el **Modelado del Protocolo de Transmisión** desde el punto de vista del rayo como Antena Emisora en Banda ancha, de su forma de onda emitida, como pulso unitario y de su forma de onda en el lado receptor; el capítulo 5, corresponde a un cálculo de las **características** requeridas al módulo **ADC de la DAQ**; el capítulo 6, entrega los detalles de diseño y montaje de dos **generadores de LEMP simulado** (uno RC y el otro RL); el capítulo 7, es un tratado práctico de los **módulos RF, Trigger y Sensor de campo-H**, así como del arreglo de **Antenas en Banda ancha** implementado; el capítulo 8, contiene la información referente a las especificaciones técnicas de la **tarjeta DAQ adquirida**, su diagrama de funcionamiento, su instalación en el PC así como detalles del programa de control de la DAQ y de la aplicación para adquisición de datos elaborado en MATLAB™; el capítulo 9, trata sobre el **módulo software del dispositivo SDR**, en el se describen las **aplicaciones DSP** utilizadas y se reportan los registros obtenidos; el capítulo 10, describe los **resultados** obtenidos con sus respectivos análisis, además en él se validan los modelos realizados y el capítulo 11 se refiere a las **conclusiones**, las recomendaciones y los trabajos futuros.

2.2 Motivación y Justificación

Cada descarga electro-atmosférica (rayo) que acaece en el planeta es singular e irrepetible, los expertos [7, 8, 9] corroboran que: “... *El rayo es un fenómeno atmosférico de alta complejidad determinado por un sinnúmero de parámetros que varían según la*

región geográfica, las variables físicas y el sitio de impacto. Por otro lado el proceso que crea una célula de tormenta no ha sido definido completamente, aunque exista una aceptación generalizada como en todos los procesos". En otras palabras, la mecánica exacta por la cual se activan las cargas que desencadenan en una descarga atmosférica, no es bien conocida. Lo que sí es bien sabido por todos, es que el rayo es el elemento natural más mortífero del planeta y que a su vez es el fenómeno que más afecta la "Calidad de la Energía", en especial los transitorios producidos por el pulso electromagnético que este genera, pulso ampliamente conocido como LEMP³ por su acrónimo en inglés (Lightning Electro-Magnetic Pulse).

No es necesario demostrar que un adecuado conocimiento de las características de radiación del LEMP en una locación geográfica dada, serían esenciales en la determinación de los niveles de amenaza que pudieran sufrir sistemas sensibles, tales como: subestaciones eléctricas, edificios inteligentes, centros de control energético, de telecomunicaciones, etc. De esta forma, basados en un nivel de amenaza puntualizado por el LEMP, más una aceptación de riesgo, dichos sistemas podrían ser protegidos de manera eficiente y económica (no se utilizarían recursos innecesarios). Ahora bien, el concepto LEMP viene ligado necesariamente al concepto de emisión de onda RF y surge el cuestionamiento sobre la componente frecuencial radiada.

Pudiéramos suponer entonces que considerando la imperativa necesidad de proteger la vida humana y los sistemas mencionados, de la nefasta acción del rayo, el estado del arte en el estudio de las descargas electro-atmosféricas se encuentra en una etapa muy avanzada y que estas se encuentran suficientemente caracterizadas, incluso en su componente espectral, pero no es así. Veamos, si se suscribe el estudio del rayo al dominio del tiempo donde este se analiza como un impulso de energía (derivada dE/dt) encontramos que con certeza está caracterizado, pues los parámetros que lo definen con relación a su forma de onda, así como a sus campos eléctrico y magnético están claramente establecidos como se puede apreciar en el resumen expuesto en el anexo A. Sin embargo, cuando se trata de analizar la radiación del LEMP, referenciando el rayo como un emisor de RF en banda ancha, encontramos que los estudios, además de escasos, son en ocasiones inclusive vagos, pues aunque la radiación RF generada por las descargas atmosféricas ha sido intensamente estudiada [11, 12] durante las décadas recientes en varios de sus rangos de frecuencia (Banda Angosta), así como ciertos comportamientos de esta radiación en varios estadios de la descarga atmosférica, tales como el "stepped leader (líder de paso o trazador)", "Return stroke (descarga de retorno)", etc., la radiación RF en Banda ancha (desde LF a VHF) **no** ha sido estudiada suficientemente, aspecto que justifica y motiva su profundización, planteándose así el menester de estudiarlo con más detalle en el dominio de la frecuencia (caracterización espectral), tarea que resueltamente es acometida en la presente tesis, máxime cuando este documento ofrece a la comunidad

³ Según el estándar IEC-61312-1 [10] de la Comisión Electrotécnica Internacional, el **LEMP** se encuentra definido como "*los campos y corriente del impulso electro-magnético generado por el rayo que son causantes de interferencia*".

científica no solamente el diseño de un dispositivo pionero para análisis espectral del LEMP, sino los detalles teóricos y prácticos de su implementación.

2.3 Formulación del Problema

Para analizar el rayo en su componente espectral se requieren tres (3) etapas básicas:

- 1^a. Detectarlo (Recepción de la señal).
- 2^a. Registrarlo (digitalización de la señal).
- 3^a. Aplicar técnicas DSP a la señal registrada (análisis espectral).

2.3.1 Problemas en la detección del rayo

Aunque son muchos los estudios existentes sobre “Detección de rayos atmosféricos”, en especial del rayo Nube-Tierra, la mayoría de estos estudios, así como la de los equipos comerciales de detección de rayos, se enfocan en el campo electrostático generado por el rayo o tratan al rayo como emisor de muy baja o de baja frecuencia (VLF o LF), siendo muy pocos los estudios referidos al rayo como emisor de alta frecuencia (MF, HF, VHF). Los receptores que detectan en este rango amplio, son llamados de “Banda ancha”.

La radiación electromagnética emitida por el rayo en el orden de las frecuencias microondas e inferiores, son generalmente conocidas como la porción RF del espectro. Esta radiación es importante tanto para las investigaciones científicas como para las consideraciones de ingeniería sobre entornos de interferencia durante tormentas eléctricas. Medidas realizadas, han reportado desde frecuencias muy bajas (pocos kilohertz) hasta frecuencias muy altas en el orden de los GigaHertz [12].

Por otra parte, si se quiere tratar al rayo como un generador de EMP de alta frecuencia, la detección de dicho pulso para efectos de análisis espectral implica como mínimo el diseño de un receptor de RF de banda ancha (VLF a VHF), con una altísima respuesta temporal, considerando que el LEMP es un transitorio que puede llegar a ser de cortísima duración (del orden de los 5 a 50 μ s).

Ahora bien, cuando se trata el rayo como un “Emisor RF”, debemos tener en cuenta que un Transmisor RF normal (por ejemplo, uno de radiodifusión pública), emite una señal continua en el tiempo, facilitando así que mediante un simple tanque de resonancia ubicado en el receptor, la detección de dicha señal sea una tarea elemental, permitiendo además su registro con una potencia aceptable, que además es muy fácil de amplificar. Condiciones, que son bien diferentes cuando se trata de la señal EMP generada por el rayo, pues esta, además de ser un transitorio de muy corta duración, no siempre se repite, lo cual establece unas condiciones de respuesta en tiempo (time response) bastante exigentes para el diseño del receptor de la onda EMP emitida por el rayo.

Estudios concernientes a la detección del rayo, tratándolo como generador de radiación EM pulsar (LEMP), establecen que el registro de éste y específicamente su derivada dE/dt [12], es la única fuente real (insumo de datos) a la hora de obtener su componente espectral. En la detección del LEMP debemos tener en cuenta que:

- Su aparición es completamente impredecible.
- Es generado por una fuente de energía extremadamente alta (de 20 a 20.000 kv)
- Es de muy corta duración (en promedio de 5 a 300 μs).
- Su forma frente/cola es de un frente muy rápido (del orden de los 2 a 10 μs) donde se concentra la mayor cantidad de energía.
- Su energía se distribuye en el espectro RF de manera amplia y aleatoria.

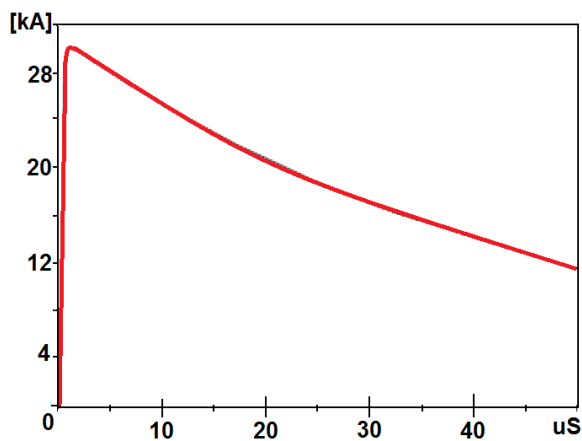


Fig. 2.1: Representación de la I_{MAX} del LEMP mediante ATP®.

Nota: Estudios sobre la descarga atmosférica estiman que esta se puede representar como una fuente de corriente generadora de EMP (transitorio) que se inyecta en el punto del sistema donde incide el rayo. Aplicaciones Software como el ATP® disponen de varios modelos de fuentes para la simulación de dichos transitorios. Para el caso de la simulación de la corriente pico del rayo (I_{MAX}) se utiliza habitualmente una fuente de corriente Heidler tipo 15, pues es la que se ajusta con mayor exactitud a la forma de onda de

corriente propuesta por las normas IEC 60060-1 [13] y ANSI/IEEE Standard 4-1995 [14] (ver Figura 2.1).

Del análisis de la Figura 2.1 se desprende la importancia de diseñar el equipo rayo-receptor de tal forma que brinde en detalle medidas exactas que permitan reproducir la forma de corriente en el tramo del frente de onda, es decir en un período de tiempo de 0 a 3 μs .

2.3.2 Problemas para el registro en medio digital del LEMP.

El objetivo es obtener la curva de intensidad de descarga (curva corriente - tiempo), es decir, grabarla de comienzo a fin (obtener una señal de energía finita) mediante un equipo receptor apropiado y efectuarle una conversión A/D (señal con período T de muestreo), para que al satisfacer las condiciones de Dirichlet nos permita aplicarle la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y así obtener el espectro discreto de frecuencias.

En la Figura 2.2, se muestra una curva de intensidad de descarga para un rayo negativo de mediana intensidad, con Intensidad máxima de 42 kA y Pendiente $di/dt=34$ kA/ μs .

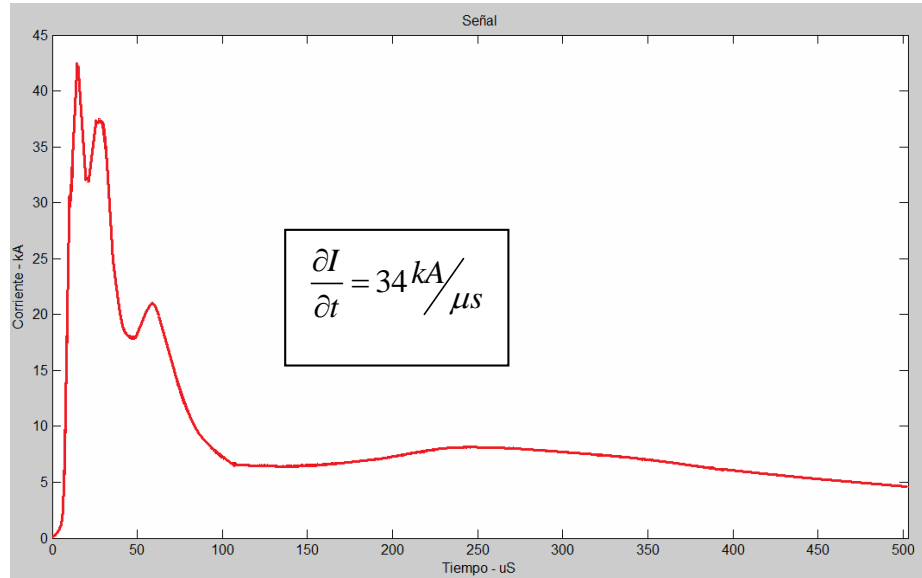


Fig. 2.2: Pendiente dI/dt de un rayo negativo de mediana intensidad

A la hora de registrar el LEMP, el mayor problema radica en que como ya lo hemos dicho, este pulso es de muy corta duración (transitorio). Esto implica que si queremos digitalizar la señal y grabarla para su posterior análisis, el período de muestreo estará afectado por dos parámetros importantísimos: Por un lado el tiempo t de duración del impulso y por el otro, la banda que se quiere medir (VLF a VHF o 3 kHz a 300 MHz). Siendo dos (2) las tareas principales:

1. Recrear fielmente la forma de onda del LEMP.
2. Descomponer espectralmente el rayo en el mayor rango posible.

Si nos atenemos solamente al objetivo de recrear el LEMP, para obtener un impulso como el de las gráficas mostradas en las Figuras 2.1 y 2.2, se requiere un t_S (tiempo de muestreo) que nos permita al menos 10 muestras por microsegundo, esto significa que:

$$t_S = 1 \mu\text{s} / 10 = 0,1 \mu\text{s} \quad (1)$$

De donde la Frecuencia de muestreo F_S sería solamente

$$F_S = 1 / t_S = 1 / [0,1 \times 10^{-6}] \text{ Hz} = 10^7 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz}. \quad (2)$$

Pero si el ancho de banda (Bw) deseado fuera de 150 MHz (rango DC-VHF/2), entonces la F_S mínima necesaria de acuerdo con el criterio de Nyquist, sería

$$F_S = 2Bw = 2 \times 150 \text{ MHz} = 300 \text{ MHz} \quad (300 \text{ MS/s}) \quad (3)$$

Por otro lado, las normas IEC-61083 e IEEE-1122 [15] establecen los criterios de medida de transitorios tipo rayo y similares, y de estas se desprende que la Frecuencia de muestreo debe ser 4 (cuatro) veces la F_{MAX} , de tal forma que si $F_{\text{MAX}}=150 \text{ MHz}$, entonces:

$$F_S = 4 * F_{MAX} = 4 * 150 \text{ MHz} = 600 \text{ MHz} \text{ (600 MS/s)} \quad (4)$$

Si cada muestra se codificara a 16 bits, el tamaño del registro en 1 segundo [T_R/s] sería:

$$T_R/s = 600 \text{ MHz} \times 16 \text{ bits} = 9600 \text{ Mbits} = 1200 \text{ MB} = 1,2 \text{ GB} \quad (5)$$

Si consideramos, la enorme capacidad de almacenamiento que se requeriría para grabar por ejemplo 30 segundos de señal (36 GB), queda clara y establecida la necesidad de diseñar un sistema de detección del evento (módulo de disparo-‘trigger’), que nos permita grabarlo solamente cuando ocurra.

2.3.3 Problemas planteados al análisis espectral del rayo.

Cuando se trata de la porción RF del espectro radiado por los rayos y delimitada en el rango de las LF, la palabra "espectro" se usa generalmente en la literatura sobre rayos para referirse a la magnitud de la transformada de Fourier del campo eléctrico $E(t)$ radiado durante la descarga. En las aplicaciones sobre rayos, dos métodos han sido tradicionalmente utilizados para medir este espectro:

La primera técnica consiste en medir la energía radiada en una determinada frecuencia directamente a través de un filtro y un sistema de detección ajustada a la frecuencia de interés. Receptores de radio estándar se pueden adecuar para este fin ajustándolos a un rango de frecuencia en banda angosta.

La principal dificultad con las mediciones de este tipo consiste en identificar cual elemento del fenómeno (el líder, la descarga de retorno, etc.), es la fuente de la radiación y que por otro lado se requiere una cantidad elevada de receptores lo que incrementa los costos de implementación.

En la segunda, el espectro se obtiene a partir del campo eléctrico de la forma de onda vía una transformación de Fourier. La forma de onda (‘waveform’) del campo eléctrico (derivada dE/dt) se registra primero utilizando dispositivos tales como tarjetas de adquisición de datos (DAQ) con altísima velocidad de muestreo (grabadora de banda ancha), y el espectro se obtiene numéricamente de este registro por medio de una transformada de Fourier vía una aplicación tipo MATLAB™.

Esta técnica tiene la ventaja de ser sencilla, pero requiere gran ancho de banda de los dispositivos de grabación, además de un rango dinámico amplio, debido a que la potencia de la señal en las altas frecuencias tiende a disminuir rápidamente con la frecuencia.

2.3.4 Espectro obtenido mediante medición directa.

El primer método se utiliza para determinar el espectro directamente mediante mediciones de la potencia incidente en una frecuencia específica. El procedimiento consiste en el uso de un “Detector” el cual tiene conectado a la antena, un filtro pasabanda estrecho en frecuencias y cercano a la frecuencia de interés, gracias al cual se

obtiene la medida de la potencia radiada en dicha banda (ver Figura 1.4). La relación precisa entre el espectro de la frecuencia nominal f_0 , a la cual es sintonizado el filtro y la salida del sistema, depende del filtro específico y del detector empleado. Un caso especialmente importante ocurre cuando el filtro es muy estrecho (porcentualmente pequeño con respecto a la frecuencia central f_0) y el detector es un detector de envolvente del tipo empleado en los receptores de radio AM convencional. En este caso, si en la entrada tenemos un solo impulso, su espectro $S(f_0)$ es proporcional al valor pico, E_p , de la salida. Esta relación es calculada en detalle en el Anexo B, donde se demuestra que con un filtro pasa-banda ideal con ancho de banda Bw y con una ganancia del sistema G , nosotros obtenemos:

$$S(f_0) = \frac{E_p}{2GB_w} \quad (6)$$

2.3.5 Espectro obtenido mediante Transformada de Fourier.

Un rayo no es un acontecimiento único, sino, más bien, es una secuencia de muchos eventos discretos. Algunos, tales como las descargas de retorno ('return strokes') y los líderes de paso o trazadores ('stepped leaders') han recibido mucha atención y se conocen bastante bien, mientras que otros, como los numerosos eventos que tienen lugar en las nubes sólo empiezan a ser estudiados recientemente. Los campos eléctricos radiados desde estos eventos muestran tendencias características en forma y tiempo (dominio del tiempo), las cuales permiten no solo identificar el tipo de evento, sino obtener por separado el espectro correspondiente a varios eventos (dominio de la frecuencia).

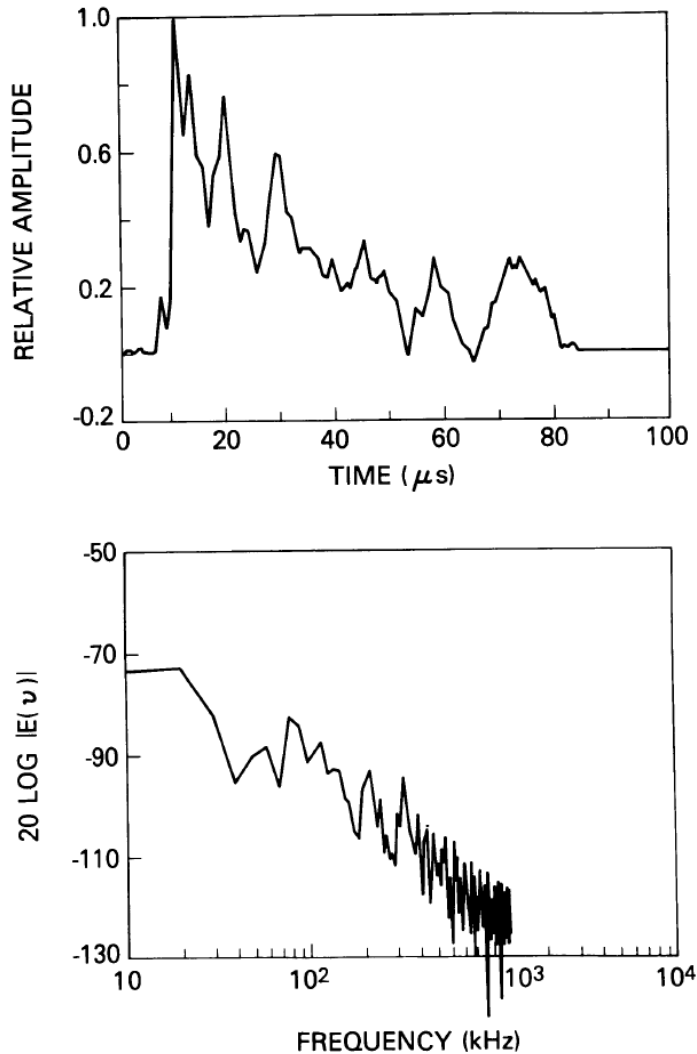


Fig. 2.3: Campo Eléctrico de la forma de onda (arriba) y su TF (abajo) para la 1ª Descarga de retorno. (Registrado en Florida durante TRIP-76 y tomado de [12])

Por ejemplo, en la parte superior de la Figura 2.3 se muestra la forma de onda del campo eléctrico $E(t)$ registrado y grabado en La Florida en 1976 por el Profesor de la NASA David Le Vine [12], en el marco del proyecto TRIP (Thunderstorm Research International Project). Esta forma de onda, tiene la forma característica de las observadas durante las primeras descargas de retorno [4]. Esta comienza abruptamente con un rápido crecimiento al pico y luego decae irregularmente hasta el cero. Frecuentemente, este abrupto comienzo es precedido por una cadena de pequeños pulsos asociados con el líder de paso [16]. El último paso de estos es visible en este registro justo antes del comienzo de la descarga de retorno. El gráfico en la parte inferior de la Figura 2.3 es la magnitud de la transformada de Fourier de la forma de onda, $E(t)$, mostrada en la parte superior de dicha figura.

2.4 Hipótesis de solución

Definida la tarea objetivo del presente proyecto de tesis (Cap. 1 Introducción) y expuestos los problemas relacionados con su ejecución (Subcapítulo 2.3. Formulación del problema), el presente subcapítulo resume dos hipótesis planteadas para su solución.

2.4.1 Hipótesis 1 (Arreglo Rayo-receptores RF Banda-Angosta)

El concepto básico de esta hipótesis fue implementado en parte por el Profesor David Le-Vine [12], y consiste en un arreglo de N-Receptores de banda estrecha sintonizados cada uno a una Frecuencia identificada previamente como componente relevante de la señal LEMP (ver Figura 2.4).

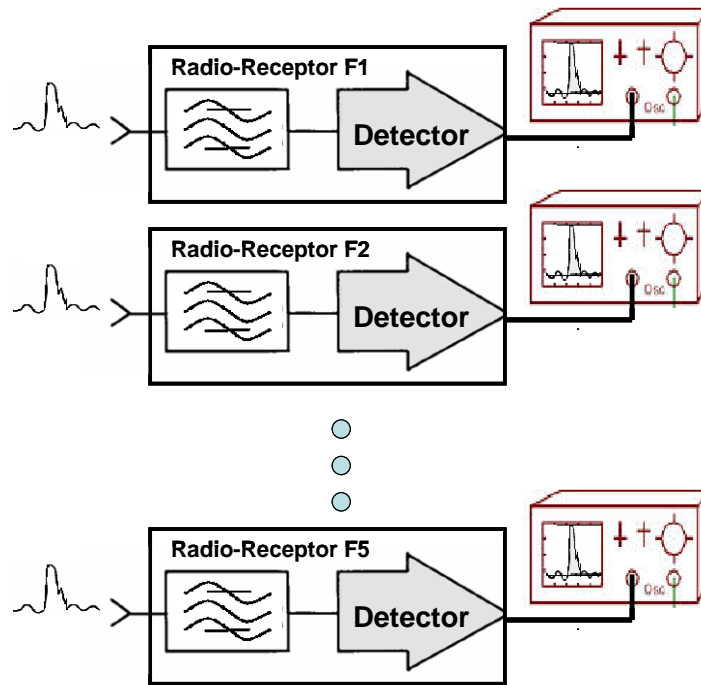


Fig. 2.4: Arreglo Radio-Receptores LEMP de Banda Angosta

Se puede plantear que dicho arreglo debe consistir como mínimo de cinco (5) receptores, basados en el supuesto teórico de que las cinco (5) principales componentes frecuenciales de la señal LEMP (se entiende que el pulso satisface en algún grado las condiciones de Dirichlet), contienen la mayor cantidad de energía de la señal y por tanto la forma de onda (dE/dt) puede obtenerse de manera aproximada como:

$$V_{LEMP}(t) = \sum_{Fi=1}^n A_{Fi}(t) \quad (7)$$

Donde: F_i - Frecuencia establecida para cada Radio-Receptor i .

n - Cantidad de Radio-Receptores del arreglo (n mínima=5)

$A_{Fi}(t)$ - Amplitud de cada F_i en el tiempo t de registro.

Consideraciones:

- Utilizando estudios existentes de la señal LEMP se determinan las primeras cinco (5) componentes frecuenciales con mayor amplitud.
- Se efectúa un arreglo de 5 radio-receptores AM sin etapa de demodulación.
- Cada uno de los radio-receptores se ajusta para que sintonice una de las 5 frecuencias.
- En lugar de un altavoz cada uno de los radio-receptores se conecta a un osciloscopio que permita registro digital de la forma de onda obtenida.
- Se procura que cada osciloscopio registre la señal de comienzo a fin.

Ventajas:

- Determina con certeza el aporte energético de las frecuencias elegidas en cada evento de descarga atmosférica.
- Basados en la ecuación (7) se puede recomponer con una aproximación aceptable la forma de onda de la señal LEMP.

Desventajas:

- Se encasilla el estudio a las frecuencias elegidas.
- Es muy costosa su implementación.
- No permite determinar que otras frecuencias pueden ser componentes.

2.4.2 Hipótesis 2 (Receptor de Rayos implementado con arquitectura SDR)

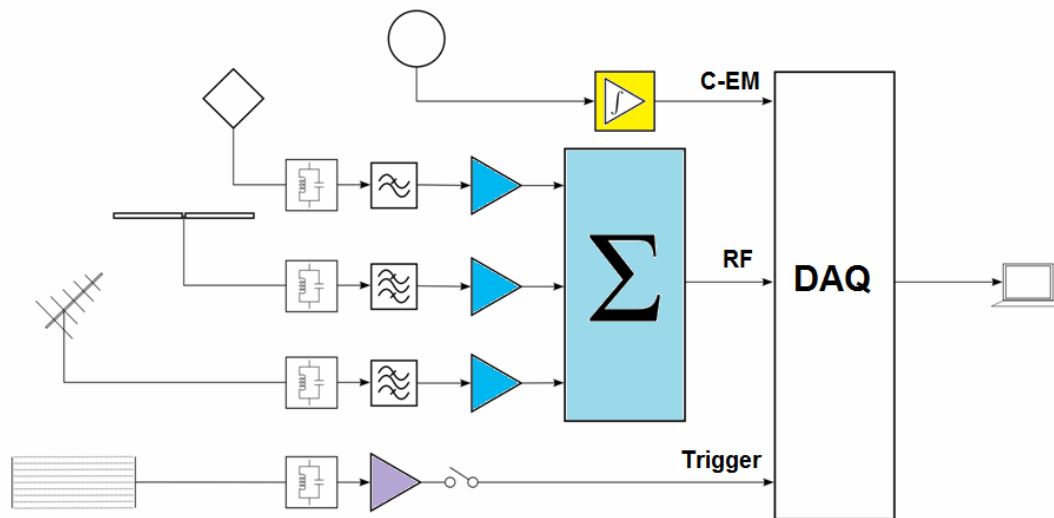


Fig. 2.5: Sistema Detector-Receptor de Banda Ancha con arquitectura SDR

La anterior hipótesis además de costosa no es práctica en muchos aspectos. Por otro lado cuando fue implementada por D. Le Vine no existían los PC's y mucho menos las Tarjetas de Adquisición y Digitalización de Datos (DAQs). Es así que considerando las altas velocidades de muestreo que brindan actualmente los módulos ADC de las nuevas

DAQs y que el DSP para análisis espectral es más un problema de aplicación Software que de Hardware, queda claro que la solución óptima estaría basada en una implementación del Radio-Receptor utilizando arquitectura SDR, como efectivamente quedó demostrado con la presente tesis. En el capítulo 1 (Introducción) numeral 1.4. se describe en forma sucinta el funcionamiento de un Radio-Receptor implementado con este tipo de arquitectura y a su vez en la Figura 2.5 se muestra el esquema general del dispositivo implementado en la práctica, en la cual se pueden apreciar tres (3) adiciones efectuadas al esquema básico planteado en la Figura 1.6: La primera consiste en un arreglo de antenas diseñado para obtener un registro de la señal en Banda ancha (VLF-VHF), la segunda consiste en un módulo de disparo (Trigger) para detección de la señal LEMP y como solución al problema planteado en el numeral 2.3.2 y la tercera consiste en un módulo sensor del campo Magnético generado por el rayo (dH/dt) cuya función es la de validación del evento y de correlación con la señal RF obtenida.

Un caracterizador espectral de la señal LEMP diseñado con arquitectura SDR presenta entre otras las siguientes ventajas:

- Permite detectar las componentes frecuenciales en un rango amplio.
- Facilita el registro digital de la señal para su posterior procesamiento y memoria histórica.
- Flexibilidad dinámica inherente a las aplicaciones Software.

2.5 Etapas de diseño y metodología de implementación

2.5.1 Etapas de diseño.

El proceso de diseño e implementación del sistema radio-detector de rayos con tecnología SDR propuesto, implica cinco (5) etapas generales:

1. Especificación del protocolo de transmisión.
2. Diseño e implementación del equipo frontal: incluye Antenas, Filtros resonantes, amplificadores, etc.
3. Implementación del sistema de disparo (trigger) acorde con las conclusiones obtenidas como consecuencia del estudio de la señal objeto de análisis.
4. Especificación de las características mínimas requeridas del módulo ADC de la DAQ, su instalación física, así como la implementación software de su sistema de control.
5. Implementación de la Aplicación software de análisis espectral, el cual conlleva un proceso digital de la señal (Algoritmos, filtros digitales, etc.)

2.5.2 Primer problema a resolver.

El desarrollo de cada etapa requiere pruebas paulatinas y si es posible controladas en laboratorio con el fin de validar la correcta funcionalidad de cada módulo, es aquí donde aparece el primer problema en el diseño e implementación de nuestro dispositivo: la aparición de un rayo atmosférico en nuestra zona de interés (Eje cafetero) es

completamente impredecible. Es decir no podemos contar con una señal de emisión continua o frecuente (lo que si sucedería si el rayo actuara como una Emisora pública normal), que nos permita constatar la adecuada recepción, calibrar la correcta sintonización y certificar los datos obtenidos.

Analicemos varias de las posibles soluciones:

- Migrar a un sitio donde la frecuencia de impactos de rayo esté garantizada: interesante, muy costosa, tal vez peligrosa y poco viable en nuestro caso.
- Utilizar los equipos de simulación de rayos para pruebas de transformadores del grupo de alta tensión de nuestra Universidad: También costosa, un poco peligrosa e innecesaria pues no nos interesa el estudio de la potencia del impacto del rayo sino la componente espectral radiada por el pulso electromagnético que este genera.
- Diseño e implementación de un simulador hardware que nos permita generar una señal LEMP controlada en laboratorio.

Efectuados los respectivos análisis sobre las posibles soluciones a nuestro primer problema, hemos encontrado que la última solución se presenta indudablemente como la más viable, efectiva, económica y necesaria.

2.5.3 Metodología empleada.

El diseño e implementación del equipo propuesto requiere que como todo dispositivo de radio-recepción RF, sea establecido primero el protocolo de transmisión (características de la señal emitida: forma de onda, potencia de emisión, duración y componentes frecuenciales). Ahora bien, como el rayo no es una emisora convencional y por ende no existe una hoja de especificaciones técnicas del pulso EM que transmite, se debe entonces modelar este protocolo con base en una revisión profunda de los antecedentes y estado del arte de los temas relacionados, así como de la información disponible sobre detectores similares.

Efectuados los estudios y realizado el modelo, se especifican las características mínimas del módulo ADC de la tarjeta DAQ requerida (con estos datos se efectúa su compra ajustada al presupuesto del proyecto).

Consecuentemente con base en el modelo obtenido pasamos a la etapa de diseño e implementación de los dispositivos generadores de LEMP simulado, gracias a los cuales se podrán efectuar pruebas sistemáticas en cada fase de construcción y montaje de los módulos del equipo frontal (Front-End).

El paso siguiente consiste en el diseño y montaje físico de los módulos del equipo frontal: Implementación del sistema de antenas en un arreglo de banda ancha; módulos radio-detección RF; módulo sumador señal RF; módulo de disparo (trigger) y el módulo sensor de campo-(H).

Simultáneamente (pudiera ser secuencialmente) procedemos a la instalación de la tarjeta DAQ adquirida en uno de los slots disponibles de un PC adaptado para trabajo como equipo SDR (PC con altas prestaciones en velocidad de procesamiento, memoria RAM y unidades de almacenamiento). Se deben confirmar las características de conversión A/D y de registro digital. A su vez se elaboran los programas de control y de adquisición de datos. (Esta etapa incluye por supuesto pruebas de validación de los programas implementados).

Obtenidos los primeros registros de eventos de descargas atmosféricas, pasamos a la etapa final, la cual consiste en la implementación del módulo software del equipo SDR, implicando: Aplicaciones DSP para análisis espectral de la señal obtenida; programas de validación de datos y correlación con datos obtenidos de otras fuentes.

3. Antecedentes y Estado del Arte

La relación entre los receptores de Radiofrecuencia y las descargas atmosféricas marca la historia de la misma Radio. Esta relación no es ajena en especial para quien haya tenido el privilegio de estudiar en la Universidad Estatal de Telecomunicaciones de San Petersburgo-Rusia [17], pues allí, entre muchas cosas, se aprende que el científico ruso Alexander Stepánovich Popov [18] no solo inventó el primer sistema de recepción inalámbrico de ondas de radio, al lograr la 1ª transmisión radiotelegráfica de varios kilómetros [19], sino su primera aplicación práctica al implementar en el año de 1.894 un efectivo Detector de Relámpagos – “грозоотметчик” en ruso [20, 21].

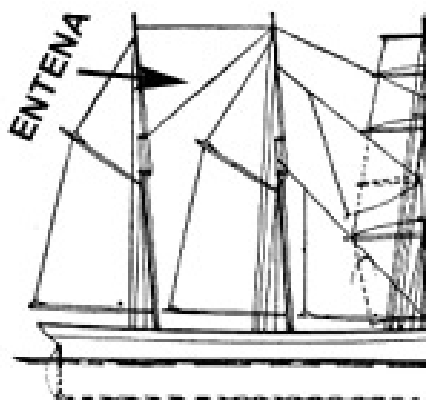


Fig. 3.1: Entenas de los barcos.

El gran aporte de Popov a la tecnología de radio-receptores RF consiste en que además de optimizar el Cohesor de Branly (módulo detector) añadió al sistema un nuevo dispositivo sensor formado por un hilo metálico largo desplegado verticalmente mediante un poste de madera y conectado en un extremo al Cohesor y en el otro puesto a tierra. A este nuevo dispositivo lo denominó “Antena” considerando su parecido físico a las “Entenas”⁴ de los barcos y que son conocidas también como “Antenas” en términos náuticos (ver Figura 3.1).

Con este evento queda entonces marcado el primer antecedente de la relación entre “Antenas” y “Descargas atmosféricas”, aspecto que también anota el científico norteamericano W. L. Weeks en su libro “Antenna Engineering” [22]. Así mismo podemos resaltar que este es a su vez el primer registro histórico de un Detector de Rayos basado en técnicas de recepción RF.

Los siguientes subcapítulos muestran los Antecedentes y el Estado del Arte de los aspectos relevantes en el diseño e implementación del equipo receptor SDR propuesto.

⁴ **Entena.** (Del lat. *antenna*). || **1.** f. Vara o palo muy largo al cual está asegurada la vela latina en las embarcaciones de esta clase. || **2.** Madero redondo o en rollo, de gran longitud y diámetro variable.

3.1 De la caracterización del rayo en su componente espectral RF.

Si bien los estudios del rayo en las bandas ELF y VLF son muchos, y se puede encontrar una gama amplia de literatura al respecto, los estudios de la caracterización del LEMP en su componente espectral referidos a la porción RF⁵ (propósito principal de la presente tesis), son verdaderamente escasos y no es fácil encontrar literatura referente. En [9] se menciona una observación realizada por M. Takagi (1969), quien encontró en el espectro, retardos entre los campos en banda ancha emitidos por la descarga de retorno y la radiación en banda estrecha a 60, 150 y 420 MHz, con un pico en la distribución del retardo en la primera descarga de aproximadamente 10 μ s y picos en las siguientes descargas de 10 y 50 μ s. Estas observaciones fueron nuevamente confirmadas en el que se puede afirmar es uno de los principales estudios relacionados al respecto y formalmente documentado, efectuado por el científico de la NASA, Dr. David M. Le Vine [12] y el científico de la Universidad de Arizona, E. Philip Krider, quienes en 1.977 en el marco del proyecto TRIP - Thunderstorm Research International Project [23], realizaron mediciones en banda estrecha de la radiación EM a 3, 30, 139 y 295 MHz, correlacionando con mediciones de campo eléctrico en banda ancha. Además en dicho estudio, el Profesor Le Vine propone el uso de la Transformada de Fourier, con el objeto de realizar análisis espectral de la onda registrada. Más adelante en el 2006, los Doctores S. Uful, C. Vernon y F. Mahendra [24] adoptan esta metodología para realizar un análisis espectral del campo radiado por los rayos en el intervalo RF de 20 kHz a 20 MHz. Ellos utilizaron el tiempo de detección del trueno para extraer las distancias entre el sitio de medición y el sitio de generación del rayo, y el espectro fue generado a partir de registros de los primeros 10 ms de observación del relámpago.

El espectro del campo de radiación de cada pulso individual (trazador, descarga de retorno, etc.) fue extraído aplicando la Transformada Discreta de Fourier definida por:

$$F(kf) = T \sum_{i=0}^{n-1} E(nT) e^{-j2\pi knfT} \quad (8)$$

Donde n es el número total de muestras, $k = 0, 1, \dots, n$, T es el intervalo de muestreo, $f = 1/nT$, y $E(nT)$ es la amplitud digitalizada. Los pulsos individuales, $E(nT)$ corresponden al producto de la amplitud digitalizada y el coeficiente de una ventana de Hanning, utilizada para disminuir el error de frontera de los filtros digitales aplicados.

En bandas superiores es importante anotar que en el 2001, Mardiana, Morimoto y Kawasaki [25] investigadores de la Universidad de Osaka-Japón efectuaron un estudio de imagenología del rayo usando un sistema VHF de banda ancha (en la banda de 25 a 250 MHz) mediante una técnica de interferometría radial basada en una estimación de

⁵ El término Radiofrecuencia o **RF**, se aplica a la porción del espectro electromagnético en el que se pueden generar ondas electromagnéticas aplicando corriente alterna a una antena. La Radiofrecuencia se localiza en el espectro de la radiación electromagnética menos energética, de 30 kHz a 1 GHz y su longitud de onda está entre 1 m. y 10 km. de amplitud (LF – UHF/2).

diferencias de fase entre varios componentes frecuenciales de los espectros Fourier obtenidos mediante un sistema de antenas sensoras de banda ancha.

3.2 De los Detectores de Rayos.

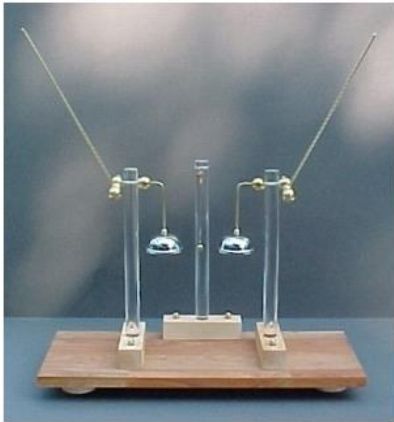


Fig. 3.2: Campanero Electrostático

El primer detector inventado para advertir de la aproximación de una tormenta fue la campana de rayos. Benjamin Franklin instaló uno de esos dispositivos en su casa. Dicho detector se basaba en un dispositivo electrostático llamado "Campanero Eléctrico" inventado por Andrew Gordon en 1742 (ver Figura 3.2).

Por otro lado y tal como se dijo antes, el primer detector de rayos mediante técnicas de RF fue inventado por A. S. Popov [26, 27] y es desde ese momento que queda sentado el principio de correspondencia proporcional entre la longitud de la antena y la sensibilidad de captación de descargas atmosféricas lejanas. Además y como dato relevante, el dispositivo inventado por Popov no solamente anunciaba en forma sonora (mediante un timbre) las descargas atmosféricas detectadas sino que también incluía un sofisticado pero a su vez sencillo sistema de registro en rollo de papel como se puede apreciar en la Figura 3.2.a.

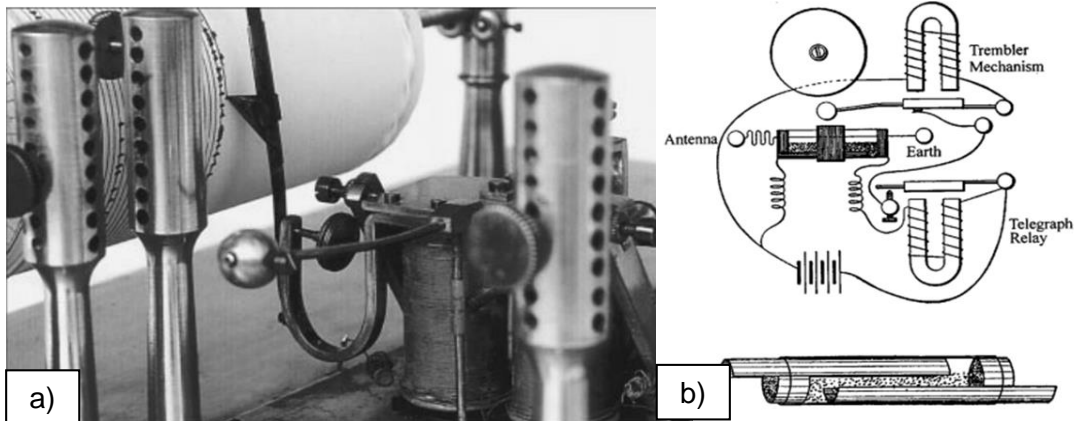


Fig. 3.3: a) Mecanismo de registro del Detector de Rayos de Popov.

Fig. 3.4: b) Circuito del Detector de Rayos de Popov.

(Fuente: D.J. Vermeulen [27])

Pasados los años, el avance de la Electrónica ha contribuido notablemente en la evolución de estos detectores. Por otro lado, en la red Internet mundial se encuentran sitios Web gracias a los cuales podemos acceder a circuitos elementales de detectores de rayos mediante receptores AM no convencionales de banda estrecha (normalmente para la banda de 300 kHz). Entre los sitios Web más conocidos se encuentra la página de

“Techlib.com” [28], así como la página de una sociedad de radioaficionados europeos conocida como “Lightning Radar” [29].

Actualmente un tipo de detector que incrementa su popularidad es uno alimentado con dos (2) pequeñas baterías 3A conocido como “Detector de rayos personal”, siendo similar en tamaño a un “Pager” (en Colombia los llamamos “Beeper”): Estos detectores se están haciendo populares entre las fuerzas militares, policía, Defensa Civil, etc. y están disponibles en el mercado On-Line. Los llamados “Detectores personales” detectan el pulso electromagnético (PEM) emitido por un rayo; y midiendo la fuerza del PEM detectado, el aparato puede estimar la distancia al rayo. Algunos detectores personales, al exponerlos a múltiples rayos detectados, pueden calcular y extrapolar la dirección del movimiento tormentoso en relación a su posición (aproximándose, alejándose o estacionándose).

Aunque los detectores personales funcionan bien en su habilidad de detectar rayos cercanos, son básicamente funcionales en comparación con los de uso profesional. Por ejemplo, no pueden informar sobre el sitio de impacto y si el rayo impactó en la proximidad, solo reportan que hubo un destello en el área. Pero a su vez, ambos equipos (personales y profesionales) al detectar los PEM, pueden recibir interferencia de otros pulsadores de PEM (como equipo electrónico, electrodomésticos, luces fluorescentes y hasta motores de vehículos) dando como resultado falsas alarmas o de rayos no detectados.

A su vez, los equipos más complejos para detectar aproximación de tormentas eléctricas tienen en cuenta que, las descargas de los rayos generan una amplia gama de radiaciones electromagnéticas, las cuales se presentan como radio-pulsos de frecuencia. Los tiempos en que el pulso de una descarga de un rayo dado, llega a varios receptores, se pueden utilizar para localizar la fuente de la descarga (ToA – Time of Arrivals). Gobiernos como el gobierno federal de los Estados Unidos, han construido una amplia red nacional de detectores de rayos tal, que permite efectuar un seguimiento en tiempo real de las descargas de los rayos por todo su territorio. El Gobierno de Estados Unidos, además de las bases en tierra para detección de rayos, ha instalado varios instrumentos a bordo de sus satélites con el fin de observar la distribución de los rayos no solo en su continente sino en su espacio aéreo. Estos incluyen el Optical Transient Detector (OTD), el Orb View-1 a bordo de un satélite lanzado el 3 de abril de 1995, y el posterior Lightning Imaging Sensor (LIS) a bordo del TRMM lanzado el 28 de noviembre 1997.

En Colombia, desde 1.988 se dispone de datos de detección de actividad de descargas eléctricas nube-tierra e intra-nube suministrados por la Red Colombiana de Localización de Rayos RECMA y de medidas de campo electrostático en algunas ciudades. Esta red se conformó bajo el liderazgo del Grupo PAAS-UN⁶ y es fruto de una alianza entre las principales empresas del sector eléctrico colombiano (ISA, EEB, EPM) y la Universidad Nacional de Colombia, con el propósito de planear una red de localizadores de rayos en

⁶ El PAAS - Programa de Investigación sobre Adquisición y Análisis de Señales de La Universidad Nacional de Colombia, creado en 1982 por el Profesor Horacio Torres, ha venido estudiando la caracterización espacial y temporal de fenómenos de perturbación e Interferencia Electromagnética debida a procesos naturales (Rayos) o artificiales (armónicos, sags, swells, transitorios), cuyo conocimiento es fundamental para el diseño y protección de equipos con miras fundamentalmente a una adecuada calidad de la energía eléctrica.

Colombia. Esta red, conocida hoy como RECMA, consta de 11 sensores que cubren la geografía colombiana, y ha sido la base para la obtención de los datos de los parámetros del rayo en zona tropical con los cuales el grupo PAAS - UN ha venido investigando una hipótesis sobre variación espacial y temporal, como puede apreciarse en los trabajos de H. Torres y C. Younes [30, 31].

Continuando con los trabajos mencionados, en Colombia desde el año 2011 se conformó el Grupo KERAUNOS [32], el cual ha implementado un sistema de predicción de rayos único en el mundo, compuesto por dos subsistemas: *LINET actualmente con 10 antenas que cubren el 85% del territorio colombiano, parte de Venezuela, Caribe, Pacífico y parte de Ecuador, este sistema está basado en un desarrollo tecnológico de la firma Nowcast de Munich y hace seguimiento de nubes de tormentas con base en el principio ToA (Time of Arrival) de descargas nube-nube y nube-tierra. El otro subsistema PreTHOR cuyos principios científicos fueron desarrollados dentro del programa de investigación PAAS de la Universidad Nacional de Colombia con proyectos de maestría y doctorado, con el desarrollo tecnológico posterior a cargo de la firma Keraunos, es un subsistema con 60 kms de diámetro de cubrimiento, 95% de precisión y predicción con 1/2 hora de anticipación.*

3.3 De la tecnología SDR (Software-Defined Radio).

El término “Software-Defined Radio” fue acuñado por Joseph Mitola en 1.991 [6], quien publicó el primer artículo sobre este tópico en 1.992 (IEEE National Telecommunications Conference, 1992). Aunque el concepto fue propuesto en 1.991, los receptores SDR tuvieron su verdadero origen en el Sector de la Defensa desde los años 70’s tanto en Estados Unidos como en Europa (por ejemplo, Walter Tuttlebee en el “*First International Workshop on Software Radio, Greece 1998*”, describe un radio VLF que usa una DAQ y un microprocesador 8085).

Desde comienzos del siglo XXI (año 2000) esta tecnología ha tenido amplia difusión entre los radioaficionados en la implementación de equipos de radiotransmisión RF en las bandas AM y FM, en especial gracias a los aportes de Ingenieros como Gerald Youngblood, CEO y fundador de Flex Radio Systems [33], y por supuesto a los avances que en materia de velocidad de procesamiento y de resolución de los convertidores ADC han alcanzado las tarjetas de audio para PC.

Después de un aparente receso, esta tecnología ha vuelto a resurgir con mucha fuerza en el campo de la telefonía móvil celular, dado que la tecnología SDR permite a los operadores móviles extender el espectro de los sistemas de redes e integrar aplicaciones múltiples.

La tecnología SDR, permite al usuario, una fácil escalabilidad a futuras redes, considerando su funcionalidad de radio como módulos de software en una plataforma integrada y unificada de hardware, la cual permite a los operadores implementar -- con flexibilidad y facilidad -- nuevos servicios móviles.

3.4 De los Detectores/Receptores de rayo tipo SDR.

Hasta la fecha no existe ninguna referencia explícita sobre aplicaciones de la tecnología SDR (Software-Defined Radio) en la implementación de equipos de Detección, Recepción o Medición de Rayos. Por lo tanto, su uso en este tipo de dispositivos se convierte en uno de los principales aportes de la presente tesis.

Por otro lado, no podemos ignorar que existen patentes pendientes o en proceso, de equipos con características similares, por ejemplo en [34], se menciona un dispositivo para detección de rayos, el cual consiste en un equipo RF móvil de recepción, compuesto por una antena, un amplificador Front-End y un audio CODEC con convertidor A/D y DSP, en el cual la etapa de pre-amplificación del códec es usada para la amplificación de la señal detectada del rayo, el convertidor A/D del CODEC es usado para la conversión A/D de la señal detectada y la unidad de procesamiento digital de la señal de audio del CODEC es usada para el procesamiento de la señal detectada del rayo.

Es importante anotar que estas similitudes son solo a nivel de bloques funcionales Hardware.

Considerando lo expuesto, es decir, que no existen antecedentes de dispositivos SDR aplicados al estudio del rayo, se abordaran a continuación los temas directamente relacionados con la implementación propuesta.

3.5 Del modelado del rayo como Estación emisora multi-banda de ondas RF.

Recordando lo expuesto en la Figura 1.3, en la presente tesis se pretende modelar el proceso de radiación EM del pulso generado por el rayo atmosférico (LEMP) como un Sistema de Transmisión RF multibanda, el cual estará compuesto por un Generador de Señal tipo rayo conectado a una Antena monopolo vertical de hilo delgado, donde como Antena actuará el canal de descarga del rayo en su “Descarga de retorno”.

El modelo de representación del canal del rayo como una antena, fue inicialmente propuesto en 1987 por A.S. Podgorski y J.A. Landt [35], replicado luego por Moini y otros (1997, 2000), y Baba e Ishii (2001). Estos modelos incluyen además, una solución numérica de las ecuaciones de Maxwell usando el Método de los Momentos (MOM), sin embargo solo se suscriben al modelado del canal plasmático formado en el momento de impacto y **no** incluyen estudios de propagación de la onda EM radiada.

Vladimir Rakov y Martin Uman en [9] definen cuatro (4) clases de modelos del canal de descarga del rayo en su Descarga de retorno:

- Los modelos físicos o de gas dinámico.
- Los modelos electromagnéticos, tales como el AT (Antenna Theory) y el de “Radiación por Dipolo Eléctrico”.
- Los modelos de circuito distribuido.
- Los modelos de Ingeniería, tales como el TLM (Transmission Line Model) y el DU (Diendorfer-Uman).

Es importante anotar que los modelos “Electromagnéticos” y de “Ingeniería” son los que más se acomodan al estudio de las características de propagación de la señal LEMP.

El modelo TLM (de Ingeniería) fue propuesto inicialmente por Uman y McLain en 1970 [97], proponiendo que la corriente del canal de descarga fluye por una línea de transmisión sin pérdida y los campos de radiación generados se propagan por un suelo totalmente conductor. Posteriormente, dos modificaciones al modelo fueron desarrolladas: Una, por Rakov y Dulzon en 1987 [98] consistente en un TLM modificado que incluye disminución lineal de la corriente con la altura (MTLL), y otra por Nucci y otros en 1988 [99], consistente en un TLM modificado que incluye disminución exponencial de la corriente con la altura (MTLE). Para aquellos casos en que la conductividad del suelo es muy alta y por tanto sus efectos sobre la propagación de los campos radiados son despreciables, el TLM predice que la componente vertical del campo eléctrico radiado por una descarga de retorno, así como la componente horizontal del campo magnético radiado, son proporcionales a la corriente del canal básico de descarga.

El otro modelo de Ingeniería: el DU, fue propuesto por Diendorfer y Uman en 1990 [100]. En este modelo la corriente del canal puede ser dividida en dos (2) partes con diferentes constantes de tiempo: una del piloto de retroceso en subida y una de transmisión en bajada. La diferencia entre los modelos DU y TLM se basa en la dirección de propagación y en la velocidad de la corriente del canal.

Por otro lado, los modelos electromagnéticos están basados usualmente en una simulación del canal de descarga del rayo como una “*antena lineal de hilo delgado, con pérdidas*”. Estos modelos involucran una solución numérica de las ecuaciones de Maxwell con el fin de encontrar la distribución de la corriente a lo largo del canal y desde el cual, los campos remotos Eléctricos $\mathbf{E}(\mathbf{x},\mathbf{y},\mathbf{z})$ y Magnético \mathbf{H} pueden ser calculados.

El problema de la propagación de la onda EM radiada por un dipolo eléctrico sobre un plano de tierra conductor, fue resuelto inicialmente en 1909 por el científico alemán Arnold Sommerfeld en varias de sus obras, donde la teoría completa subyace en la derivación de las funciones de Green para cualquier tipo de problema de la dispersión de una onda EM en presencia de una tierra absorbente. Posteriormente, en 1952, otros investigadores como Schelkunoff y Friis [46] van a tomar como base las integrales de Sommerfeld para realizar los cálculos de los campos radiados por una antena dipolo vertical, realizando así un tratado práctico para el diseño de antenas.

Un primer modelado del rayo como Antena Dipolo Vertical se encuentra también en la disertación de McLain y Uman en 1971 [36], según la cual la aproximación del momento de carga simple es suficiente para una comprensión general a nivel de los campos radiados de los rayos, así:

Si la altura H de la descarga de retorno es mucho menor que la distancia R (observación o medición desde campo lejano), entonces las componentes: vertical del campo eléctrico E y horizontal del campo magnético \mathbf{B}_ϕ se pueden escribir como:

$$E = -\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{M}{R^3} + \frac{\partial M / \partial t}{cR^2} + \frac{\partial^2 M / \partial t^2}{c^2 R} \right) \quad (9)$$

$$B\varphi = -\frac{\mu_0}{4\pi} \left(\frac{\partial M / \partial t}{R^2} + \frac{\partial^2 M / \partial t^2}{cR} \right) \quad (10)$$

Donde ϵ_0 es la permitividad, μ_0 la permeabilidad del espacio libre, dM/dt es el momento de corriente, $(1/R^3)$ el campo estático, $(1/R^2)$ el campo inductivo y $(1/R)$ los componentes de radiación. M es el momento dipolo vertical, y se define en una primera aproximación como función de la densidad de carga ρ en línea vertical al tiempo de retardo [$t-(R/c)$] como:

$$\mu(t) = 2 \int_0^H \rho \left(z, t - \frac{R}{c} \right) z dz \quad (11)$$

Donde la multiplicación por “2” significa la inclusión de la carga espejo (Teoría de imágenes).

Más adelante en el año 1997, los investigadores Thottappillil, Rakov y Uman [37] modelaron el rayo como Antena monopolo vertical y mostraron también cálculos de los campos radiados, sin embargo estos cálculos se refieren a la radiación de los campos con relación a la distribución de carga en función de la distancia y no en relación a las longitudes de onda de las frecuencias componentes del pulso electromagnético generado por el rayo. Hasta este punto se puede afirmar que existen en el dominio del tiempo modelos consistentes de la radiación EM generada por el rayo desde su canal de descarga.

Ahora bien, los modelos expuestos asumen la tierra como un conductor ideal, sin embargo la práctica indica que para ciertos casos es necesario tener en cuenta los efectos de la tierra como conductor finito. Al respecto, “Rachidi y otros” en 1996 [101] entregan una excelente revisión, presentando la teoría y las ecuaciones para el cálculo de los campos EM radiados por el canal de descarga del rayo en ambos dominios: dominio del tiempo y dominio de la frecuencia, solamente que estos cálculos son referidos exclusivamente a los voltajes inducidos por los rayos sobre las líneas aéreas de distribución de energía. Otro ejemplo, son los trabajos de “Delfino y otros” presentados en el 2008 [102-103], en los cuales muestra como los resultados provistos por la ya ampliamente desarrollada teoría de radiación del dipolo eléctrico pueden ser usadas para evaluar y calcular la radiación EM del pulso generado por el rayo (LEMP) sobre un plano de tierra con pérdidas.

R. Thottappillil en el Capítulo 5, numeral 5.2.1.1 del libro “The Lightning flash” [38] asevera que el cálculo de los campos (eléctrico y magnético) generados por un Dipolo eléctrico, expresado en el dominio de la frecuencia, puede ser encontrado en la mayoría

de los libros de “Electromagnetismo”, y esto es completamente cierto (recordemos a Sommerfeld y a Schelkunoff), sin embargo este tipo de cálculo asociado al rayo interpretado como un Sistema Emisor Multibanda de Ondas RF no fue posible encontrarlo en la literatura existente, razón por la cual la presente tesis asume esta tarea como puede apreciarse en el capítulo siguiente.

3.6 De la DFT aplicada al análisis espectral del Rayo.

Le Vine en [12] define el “Espectro” como la magnitud de la Transformada de Fourier aplicada a la medición del campo Eléctrico en el dominio del tiempo (derivada dE/dt), y dice que este parámetro es el que debería usarse si se quiere cuantificar la intensidad de cualquiera de los sub-procesos del rayo.

Una de las primeras aplicaciones de la transformada de Fourier fue planteada por Watt y Maxwell en 1957 [39], quienes buscando medir la atenuación de bajas frecuencias causadas por la superficie terrestre, aplicaron transformadas de Fourier a las formas de onda de campo eléctrico registradas por Norinder en 1954 [40] y Florman en 1955 [41], obteniendo así una composición espectral, sin embargo, pocos detalles fueron logrados en relación con las formas de onda de los pulsos EM radiados por el Rayo (LEMP). Más tarde, Taylor en 1963 [42], informó de una medida cuidadosamente documentada del espectro emanado por la descarga del rayo y las pérdidas de la propagación que deben tenerse en cuenta. Taylor registró formas de onda de la descarga de retorno y les realizó transformadas de Fourier en un rango de frecuencia de 1 a 100 kHz.

Posteriormente el enfoque con la transformada de Fourier fue ampliamente ignorado hasta Serhan, Uman y otros [43] quienes en 1980 reportaron nuevamente sobre los espectros generados por la radiación emitida por las “Descargas de retorno”. Usando técnicas modernas para su localización, fueron capaces entonces de separar las formas de onda de la primera descarga y su posterior retorno, así como de calcular los espectros para cada uno. Posteriormente en 1981, Weidman [44] utilizando técnicas sustancialmente similares, también reportó espectros de la primera “Descarga de retorno”. Sus datos, obtenidos de rayos sobre el océano para minimizar los efectos de propagación, amplían el espectro a 1 MHz y comprueban que existe: “...una *disminución proporcional al inverso de la frecuencia*”.

Más tarde, Weidman también reportó el primer trazo de retorno de los espectros en frecuencias más altas obtenidos mediante el registro de la derivada dE/dt , de la forma de onda del campo eléctrico en lugar de $E(t)$ en sí. No olvidemos que la grabación de la derivada mejora la sensibilidad de la medición de las frecuencias más altas (porque el espectro de la derivada es el espectro de la forma de onda multiplicado por la frecuencia).

Actualmente son muchas y variadas las técnicas DSP que aplican DFT al registro de la derivada dE/dt .

4. Modelado del Protocolo de Transmisión

El diseño de cualquier radio-receptor exige un conocimiento detallado del protocolo de transmisión utilizado por la emisora objetivo de Recepción. Esto implica especificaciones de forma de onda ('waveform'), potencia de transmisión, duración del pulso, componente espectral, etc. Como en nuestro caso la "Emisora" es ficticia, no existe entonces un protocolo real, y por tanto nos vemos necesariamente obligados a realizar un modelo aproximado de este, con el fin de elaborar una lista de especificaciones técnicas ('Datasheet') con fines de diseño e implementación del dispositivo propuesto.

4.1 Modelado del rayo como Estación Emisora Multibanda de Ondas RF

Es de conocimiento básico para aquellos que trabajan con antenas, que una corriente eléctrica variable que fluye a través de un conductor, induce un campo electromagnético alrededor de dicho conductor. De esta manera, inyectar una corriente eléctrica variable de por ejemplo 50.000 amperios a través de un "conductor" de aire ionizado (es el caso del canal de descarga del rayo) crea un campo electromagnético considerablemente grande, y si asumimos que esta corriente se suministra en forma de ráfaga de pulsos muy breves y muy rápidos, el campo electromagnético resultante, además de ser de gran alcance, también será muy rico en armónicos (señal multifrecuencial o multibanda). A su vez, el campo electromagnético al propagarse, induce una corriente en cada conductor que atraviesa, presentándose bien sea como transitorios indeseables en las líneas de distribución de energía o simplemente como energía transferida en antenas receptoras como es nuestro caso. El impulso inductor del campo EM producido en el canal de descarga del rayo actuando como antena radiante se conoce como LEMP (pulso electromagnético del rayo) y el objetivo principal de la presente tesis consistirá en el registro de los armónicos producidos por este (señal RF Multibanda).

Ahora bien, la caracterización del entorno electromagnético generado por el LEMP, así como el estudio de los efectos del rayo sobre varios sistemas, demanda necesariamente modelos referentes del canal de la descarga de retorno del rayo [45] asumiéndolo como antena radiante. Veamos:

4.1.1 Consideraciones sobre el modelado del rayo como Sistema Emisor de RF Multibanda.

- Consideración general sobre el modelado del rayo como emisora RF multibanda

Con el fin de evitar cualquier confusión en la interpretación del modelo propuesto en la presente tesis, es preciso recordar que se modela **no** para diseñar un “Molino de campo electroestático”, ni para recrear “el canal plasmático de descarga del rayo”, sino para implementar un receptor de las radiofrecuencias emitidas por este. En otras palabras si lo que se pretende es simplemente sintonizar una banda de frecuencia emitida por el rayo basta entonces con simularlo como una Estación radioemisora de banda angosta. En este sentido y tal como se ilustra en la Figura 1.3 puede ser suficiente modelar el rayo como un sistema compuesto por una antena emisora de RF tipo monopolo vertical conectada en su base a un generador de corriente variable ajustado a una frecuencia determinada.

Así mismo, si uno de los objetivos del Detector propuesto (receptor SDR) consiste en calcular la DEP (Densidad espectral de potencia) se puede predecir que aplicando el teorema de Parseval podemos obtener la potencia total de entrada de la señal al sistema de detección, efectuando una sumatoria de las potencias individuales de cada frecuencia detectada, lo cual sugiere que en el modelo a realizar se debe considerar que la Antena radiante (canal de descarga) estará inyectada por corriente producida no por un solo generador sino por un arreglo multibanda, garantizando además que a futuro se pueda contar con un procedimiento que nos permita validar el modelo.

- Consideraciones sobre la rugosidad del terreno aplicado al modelo

Para calcular los campos eléctricos y magnéticos generados por el LEMP, el canal de la descarga de retorno se modela generalmente como una antena lineal de hilo delgado (recordemos que el canal vertical de la descarga de retorno del rayo tiene un diámetro bastante pequeño si se compara con su longitud total, considerando que por un lado el trayecto nube-tierra es del orden de los kilómetros y que por el otro se ha determinado que el diámetro promedio del canal de descarga mide entre 2 y 4 cm), canal que se considera con una distribución de corriente, o con cierta línea de distribución de densidad de carga que cambia con el tiempo. Además, la radiación generada por la descarga de un rayo se auto-propaga y su longitud se extiende a gran velocidad, a veces, a una fracción significativa de la velocidad de la luz ($1-2 \times 10^8$ m/s). De esta manera para determinar el ToA en los cálculos de los campos $E(x,y,z)$ y H_ϕ , se tienen en cuenta: el fenómeno de retraso debido al tiempo de viaje finito de las señales a la velocidad de la luz [38] así como la rugosidad del terreno.

Ahora bien, el dato del ToA se requiere para calcular el sitio de impacto y la rugosidad determina el pico de intensidad del rayo, siendo estos dos datos muy útiles si se trata de diseñar un “Molino de Campo Electroestático”, pero innecesarios si lo único que queremos es sintonizar mediante un radio receptor una frecuencia emitida por el rayo. En otras palabras, haciendo el símil con un aspecto cotidiano, cuando encendemos el radio receptor comercial de nuestras casas o de un automóvil, no nos interesa saber en qué sitio está ubicada la emisora que queremos sintonizar, ni con qué potencia transmite,

simplemente lo que queremos es escucharla en la forma más nítida posible. O tomando otro ejemplo, cuando se diseña una antena de transmisión para una estación base celular, su cálculo no se efectúa teniendo en cuenta que un usuario querrá realizar una llamada dentro de un ascensor, sino que simplemente se añade al teléfono móvil celular un buen sistema de amplificación para los casos en que la señal sea muy débil.

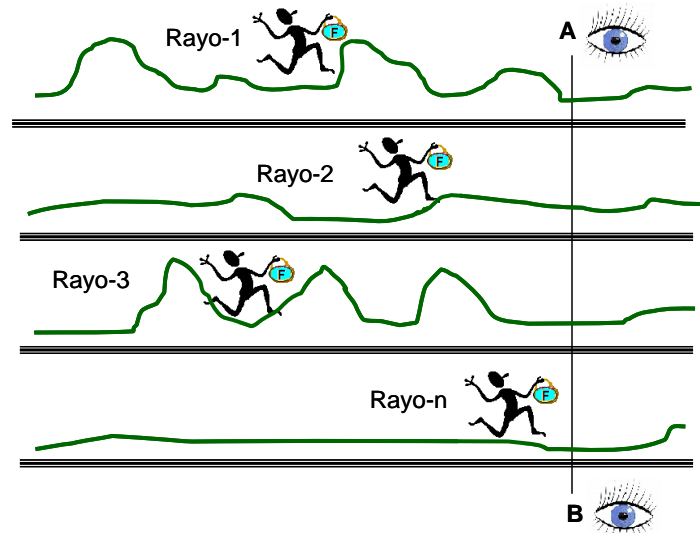


Fig. 4.1: Carrera de rayos con paquete de Frecuencias

Como la situación planteada se hace confusa inclusive para expertos en el estudio de rayos, se puede ilustrar con un ejemplo todavía más sencillo como el de la Figura 4.1. Supongamos entonces una carrera de obstáculos donde los competidores se llamaran Rayo-1, Rayo-2, hasta Rayo-n y donde cada uno porta un paquete de “Frecuencias”, y supongamos además que en la meta final se apostan dos (2) observadores: El observador A y el observador B, de tal manera que al observador A le interesa saber los tiempos de llegada (ToA) de cada competidor, mientras que al observador B solo le interesa saber que los paquetes (Frecuencias) traídos por los competidores llegaron a la meta. Siendo el caso del observador B el que nos atañe cuando se trata de diseñar un radio-receptor RF.

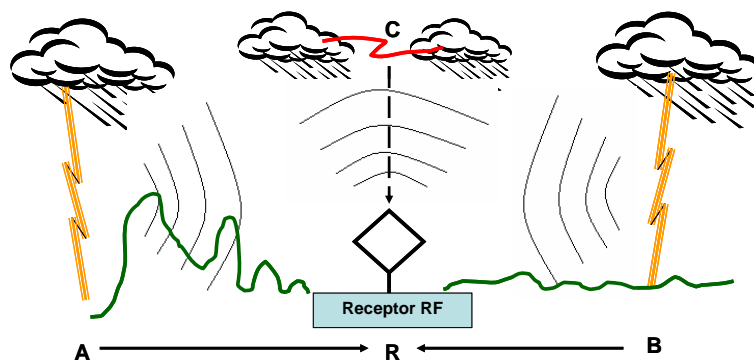


Fig. 4.2: Ilustración tipos de trayectos arriba señal LEMP al receptor-RF

Por otro lado, si analizamos la Figura 4.2, se pueden apreciar tres (3) posibles trayectos entre el punto de generación de la señal LEMP y el punto de ubicación del receptor RF, así:

Trayecto A->R: de alta rugosidad.

Trayecto B->R: de muy baja rugosidad y

Trayecto C->R: con rugosidad nula.

Además si consideramos que un rayo puede ser del tipo Nube-tierra, Tierra-nube o Nube-nube, y puede ser “Positivo” o “Negativo”, cualquier modelo que incluya estas características, se convierte a la hora de simular, en un modelo exclusivamente particular y no debemos olvidar que nuestro objetivo es modelar un patrón básico de radiación EM.

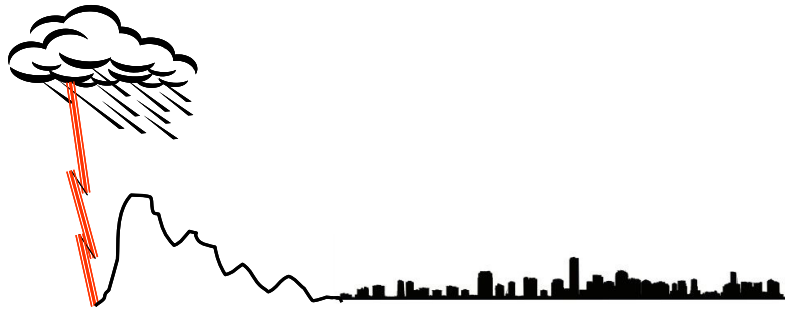


Fig. 4.3: Ilustración relación alturas Rayo Vs. Perfil geográfico.

Así mismo, si se considera que el interés de este estudio se centrará en los campos electromagnéticos radiados por el LEMP a pocos kilómetros de distancia (en campo cercano y medianamente cercano), podemos afirmar que en la mayoría de los casos, dado que la longitud de la antena de radiación RF (altura del canal de descarga) tiene un promedio de 1,5 km, la rugosidad del terreno puede obviarse cuando se trata de un sistema de recepción RF (ver Figura 4.3). En conclusión y para efectos prácticos, la superficie de tierra entre el sitio de impacto del rayo y el sitio de ubicación del receptor RF puede modelarse como un plano netamente horizontal.

▪ Consideraciones sobre la conductividad del terreno

Considerando que la mayor cantidad de energía de la señal LEMP se concentra en las frecuencias ubicadas en las bandas ELF-VLF y con base en la “Teoría básica de Antenas y Radiocomunicaciones” se puede asumir sin lugar a dudas que el plano de tierra es un conductor ideal. Veamos, si tomamos como ejemplo que la señal LEMP tiene un alto contenido de energía en la banda cercana a los 3 kHz y si calculamos su longitud de onda obtenemos que:

$$\lambda = \frac{c}{F} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^3} = 10^5 \text{ mtrs} = 100 \text{ km}$$

De esta manera si la comparamos con una altura de 5,3 km como la del Nevado del Ruiz ubicado en las cercanías de la ciudad de Manizales (Colombia), encontramos que esta última puede ser despreciable.

A su vez, si nos remitimos nuevamente a la Figura 4.3 y consideramos no solamente la gran longitud de la antena emisora RF (canal de descarga) sino también la alta conductividad del terreno en la zona del eje cafetero, podemos aseverar definitivamente que el plano de tierra puede ser modelado en nuestro caso como un conductor ideal.

- Consideraciones en la elección del modelo del rayo como antena emisora RF

Como ya se mencionó en el capítulo 3, numeral 3.5, existen modelos referentes que plantean que el canal de descarga del rayo se puede modelar como una “Antena monopolo vertical de hilo delgado”. Estos modelos proporcionan ecuaciones para los cálculos de los campos $E_{(z,r)}$ y H_{ϕ} radiados por esta antena. Sin embargo, estas ecuaciones generalmente están expresadas en el “*Dominio del tiempo*” y son aplicables a cualquier fuente con distribución lineal variante con el tiempo, ya que el LEMP es un evento transitorio que cambia su intensidad de corriente y su distribución de cargas en las coordenadas espacio-tiempo de una manera no periódica. En otras palabras, estas ecuaciones, si bien describen la propagación de la intensidad de la señal (magnitud de corriente) en términos de espacio y tiempo, no lo hacen en términos de frecuencia F , ni de longitud de onda λ , siendo F o λ los términos asociados con la radiación RF del pulso EM generado por la descarga atmosférica. Por otro lado, y ya en el *Dominio de la frecuencia* tenemos autores como Rachidi [101] el cual entrega cálculos de los campos radiados pero relacionados con los voltajes inducidos sobre las líneas aéreas de distribución de energía, o como Delfino [102-103] el cual nos muestra por ejemplo los siguientes cálculos de los campos radiados, asociados a la Figura 4.4 y en los cuales se tiene en cuenta un terreno con pérdidas:

$$E_z = E_{zi} - \frac{j}{2\pi\omega\epsilon_0} \int_0^{+\infty} \frac{\mu_E}{n^2\mu + \mu_E} \cdot J_0(\lambda r) \cdot e^{-\mu(z+z')} \cdot \frac{\lambda^3}{\mu} d\lambda \quad (12)$$

$$E_r = E_{ri} - \frac{j}{2\pi\omega\epsilon_0} \int_0^{+\infty} \frac{\mu_E}{n^2\mu + \mu_E} \cdot J_1(\lambda r) \cdot e^{-\mu(z+z')} \cdot \lambda^2 d\lambda \quad (13)$$

$$H_{\phi} = H_{\phi i} - \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\mu_E}{n^2\mu + \mu_E} \cdot J_1(\lambda r) \cdot e^{-\mu(z+z')} \cdot \frac{\lambda^2}{\mu} d\lambda \quad (14)$$

Donde los términos E_{zi} , E_{ri} y $H_{\phi i}$ corresponden a los campos radiados sobre un terreno conductivo ideal.

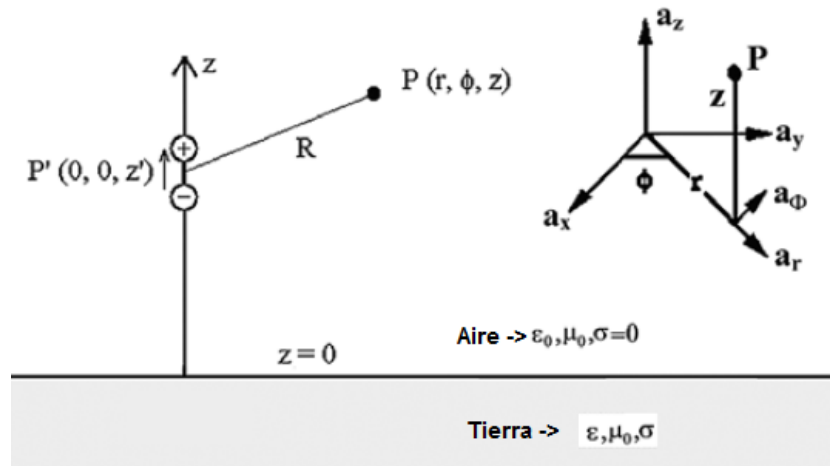


Fig. 4.4: Modelo de radiación del Dipolo sobre un terreno conductivo.

Ahora bien, a pesar de que estas ecuaciones están expresadas en el dominio de la frecuencia, están suscritas a una λ única (monofrecuencia), y si se le asignaran valores diferentes a cero (0) a las variables μ y ϵ_0 terminaríamos particularizando el modelo y alejándonos del patrón general de radiación objetivo.

Lo anterior implica que, si se quiere modelar el canal vertical de descarga del rayo como un “Transmisor de señal RF Multibanda”, teniendo en cuenta que la meta es lograr una adecuada caracterización espectral del LEMP, la vía es entonces realizar una simulación de dicho canal, como una “Antena Monopolo Vertical de Hilo Delgado” ortogonal a un plano de tierra horizontal y perfectamente conductivo, excitada en su base por un arreglo de generadores multibanda de corriente y desarrollar las ecuaciones que expresen en el “*Dominio de la Frecuencia*” los campos Eléctrico y Magnético radiados por esta Antena monopolo (Teoría de radiación del Dipolo Eléctrico). Para realizar esta tarea es preciso basarse en la Teoría de Radiocomunicaciones y haciendo uso de la “Ingeniería de Antenas” buscar su aplicación específica en un nuevo modelo que permita interpretar el Rayo como una Emisora Multibanda (Estación de Radio Multifrecuencial). Veamos:

4.1.2 Modelado del Rayo como Emisora RF en el Dominio de la Frecuencia

Para modelar el canal de descarga del rayo como una antena emisora RF primero debemos asociarlo en sus características a la geometría de una antena transmisora, para lo cual anotamos que:

- En el instante de impacto se forma un canal de descarga entre la nube tormenta y el suelo (caso rayo nube-tierra), que pese a las ramificaciones formadas, puede modelarse como un “*canal vertical*”.
- El canal de descarga formado, puede asumirse físicamente como un tubo cilíndrico metálico cuyo radio tiene un promedio entre 1 y 2 cm (no debe confundirse con la corona lumínica del canal plasmático, el cual es mayor), y considerando que su longitud (altura establecida entre la nube tormenta y el suelo en el momento de impacto), tiene un promedio de 1,5 km (150.000 cm), podemos afirmar que comparada la longitud del tubo con su diámetro, este último es despreciable y por tanto el canal de descarga puede interpretarse como un “*hilo (alambre) muy delgado*”.
- De acuerdo con los estudios existentes, en el momento de la descarga los electrones fluyen (corriente eléctrica) por el canal formado, en un solo sentido (*unidireccional*) a una velocidad muy alta y en forma variable (alterna).
- Si el canal de descarga del rayo actúa como un alambre por el que fluye corriente eléctrica variable y de alta velocidad, entonces necesariamente induce campo magnético variable (ecuación de Maxwell), y por tanto se comporta como una “*Antena*” generadora de OEM.
- Para el caso del rayo nube-tierra podemos suponer que la fuente de corriente eléctrica que alimenta al canal se ubica en su base, tal como se efectúa la conexión en una Antena *Monopolo* de telecomunicaciones (ver Figura 4.5).

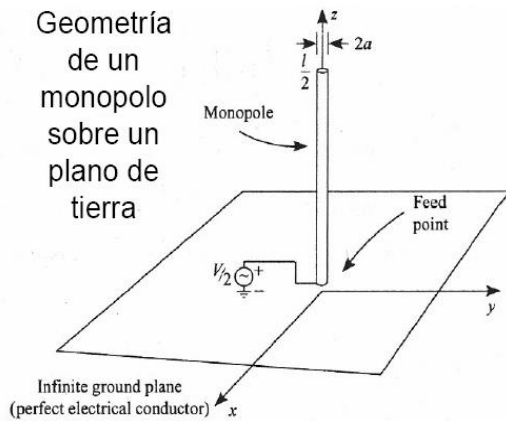


Fig. 4.5: Geometría de la Antena Monopolo

Descritas las anteriores similitudes, quedan claramente explicadas las razones por las cuales el canal de descarga del rayo se modela como una **Antena Monopolo Vertical de Hilo delgado**.

Por otro lado, en Teoría de Radiocomunicaciones para cálculos de radiación, la antena monopolo se trata como equivalente a la mitad de una Antena Dipolo con longitud l , caso en el cual la longitud L

de la Antena Monopolo será: $L = \frac{l}{2}$.

4.1.2.1 Monopulos de un cuarto de onda y Teoría de Imágenes

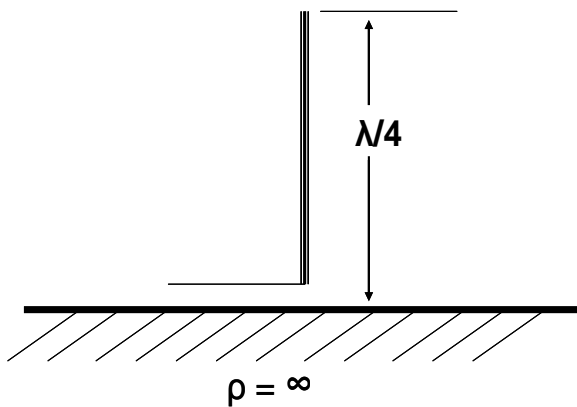


Fig. 4.6: Monopolo $\lambda/4$

Con el fin de facilitar los cálculos de los campos radiados por la Antena Rayo que queremos simular, es conveniente considerarla como un Monopolo de un cuarto de onda. Estos monopulos son hilos metálicos rectilíneos con longitud igual a $\lambda/4$, colocados perpendicularmente sobre un plano conductor infinito (plano tierra) y conectados en su base a un generador que tiene el otro terminal conectado a tierra.

Para el análisis de este tipo de monopulos se utiliza el método de las imágenes.

Demostraciones más amplias sobre la aplicación de la teoría de imágenes a este tipo de antenas se pueden encontrar en los trabajos de Schelkunoff-Friss [46], Jordan-Balmain [47], Weeks [22] y Cardama [48], de estos se desprende que: *en el proceso de radiación, los efectos reflectivos del plano conductor pueden ser tenidos en cuenta si son sustituidos por una antena ficticia correspondiente a la imagen de la antena real colocada por debajo del plano conductor (plano tierra)*. De esta forma los campos (E, H) producidos por el monopolo de un cuarto de onda ($L = \lambda/4$) y propagados sobre el plano conductor, corresponden a los campos generados por un Dipolo de media onda ($L = \lambda/2$) sin la presencia de un plano conductor (radiación en el espacio libre). En la Figura 4.7 se puede apreciar el equivalente en Dipolo eléctrico del monopolo mostrado en la Figura 4.5. Es importante anotar que si bien la distribución de corriente así como el diagrama de radiación es igual en ambas antenas (monopolo $\lambda/4 =$ dipolo $\lambda/2$), la potencia del monopolo será la mitad del dipolo, ya que solo radia en medio espacio, aunque su directividad será el doble por la misma razón.

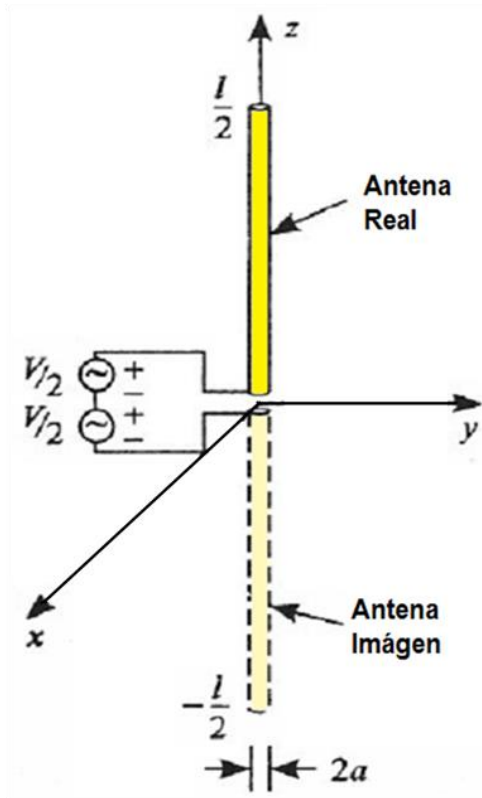


Fig. 4.7: Dipolo equivalente del Monopolo

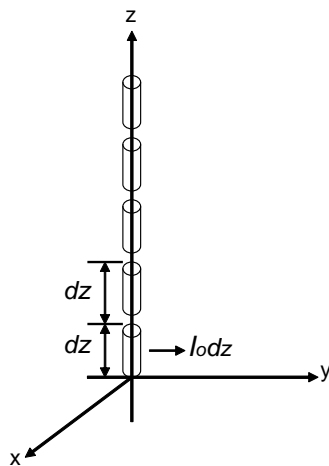


Fig. 4.8: Arreglo co-lineal de elementos de corriente (Tomado de Weeks [22])

4.1.2.2 Antenas Lineales y Dipolo Elemental

Si nos imaginamos una antena como la de la Figura 4.7 (rectilínea de hilo delgado) pero de un tamaño muy, pero muy pequeño ($L \ll \lambda$), obtenemos un segmento de antena conocido como “*Elemento de Corriente Infinitesimal*” o *Dipolo Elemental*.

Trainotti-Fano-Dorado en [49] lo definen como: “*un tramo de un conductor de una determinada longitud, y que forma parte de un circuito por el cual circula una corriente que varía armónicamente en el tiempo, de tal modo, que la distribución espacial de corriente a lo largo del elemento diferencial puede ser considerada como uniforme o constante*”. Este tipo de circuitos es el que se conoce como “**Antena lineal**” y se puede considerar que está conformada por varios dipolos elementales conectados en serie o en arreglo **co-lineal** (ver Figura 4.8), por esta razón es importante comenzar el estudio de las antenas con el análisis de las propiedades del Dipolo elemental, máxime cuando la antena monopolo vertical de hilo delgado es un claro ejemplo de Antena Lineal.

En caso de que este dipolo elemental presente una carga puntual “ q ” en ambos extremos, hablamos de un “*Dipolo de Hertz*”, caso en el cual su corriente y la carga estarían vinculados por:

$$i = \frac{\partial q}{\partial t} \equiv I_0 e^{j\omega t} \quad (15)$$

Donde I_0 es la unidad de corriente puntual.

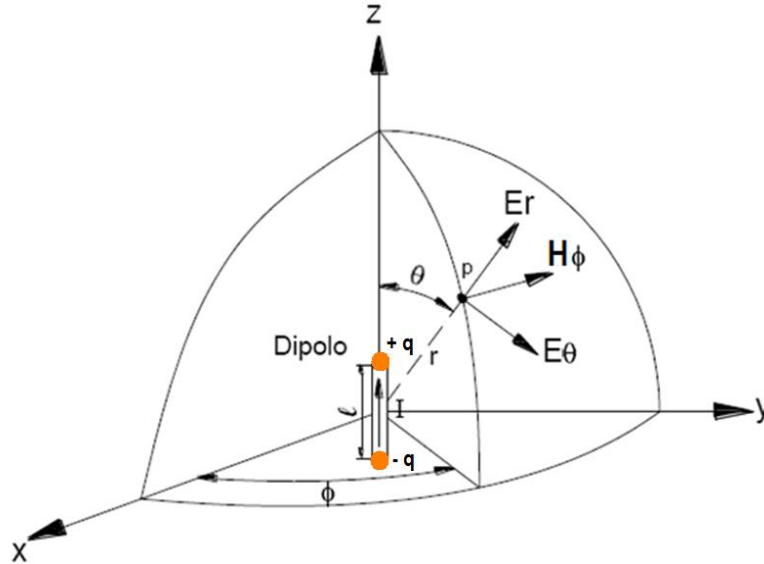


Fig. 4.9: Elemento de corriente con especificación de campos
(Tomado de Schelkunoff [46])

En la Figura 4.9 se muestra un “*Elemento de corriente infinitesimal*” ubicado en el centro de un sistema de coordenadas esféricas, trazado a lo largo del eje “Z” y con especificación de campos (E_r , H_ϕ y E_θ).

Esta tesis recalca que: si decimos que una Antena Lineal está conformada por una secuencia co-lineal de Elementos de Corriente, entonces, dados los campos de dicho elemento, la sumatoria (integral) de los campos de todos los elementos conformantes de la antena, brindaría los campos totales de la antena lineal objeto de estudio.

Con base en la Figura 4.9, para un medio no disipado, las ecuaciones que expresan los campos generados por un elemento de corriente infinitesimal (Dipolo elemental) relacionados con la longitud de onda λ y la impedancia intrínseca del medio η , están definidas como:

$$E_\theta = \frac{j\eta I_0 dz}{2\lambda r} \left(1 - \frac{\lambda^2}{4\pi^2 r^2} - j \frac{\lambda}{2\pi r} \right) e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (16)$$

$$H_\phi = \frac{jI_0 dz}{2\lambda r} \left(1 - j \frac{\lambda}{2\pi r} \right) e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (17)$$

$$E_r = \frac{\eta I_0 dz}{2\pi r^2} \left(1 - j \frac{\lambda}{2\pi r} \right) e^{-j\beta r} \cos \theta \quad (18)$$

Tal como registra Schelkunoff [46], las ecuaciones (16), (17) y (18) fueron derivadas por el mismísimo H. Hertz y constituyen de por sí uno de los mayores pilares de la “Teoría y Práctica de Antenas”. Schelkunoff subraya que estas ecuaciones representan a su vez “*la onda dominante en el espacio libre*”, y explica que es dominante en el sentido que expresa detalladamente la onda generada por un pequeño elemento de corriente sin importar su forma, en puntos donde la distancia desde el elemento es muy larga en

comparación con la longitud del mismo (campos lejanos).

A continuación teniendo en cuenta el elemento de corriente $I dz$ pasamos a efectuar el cálculo de los campos que serían radiados por la Antena Rayo, la cual será modelada como una Antena Lineal del tipo Monopolo Vertical de Hilo Delgado con longitud $\lambda/4$.

4.1.2.3 Cálculo de los campos radiados

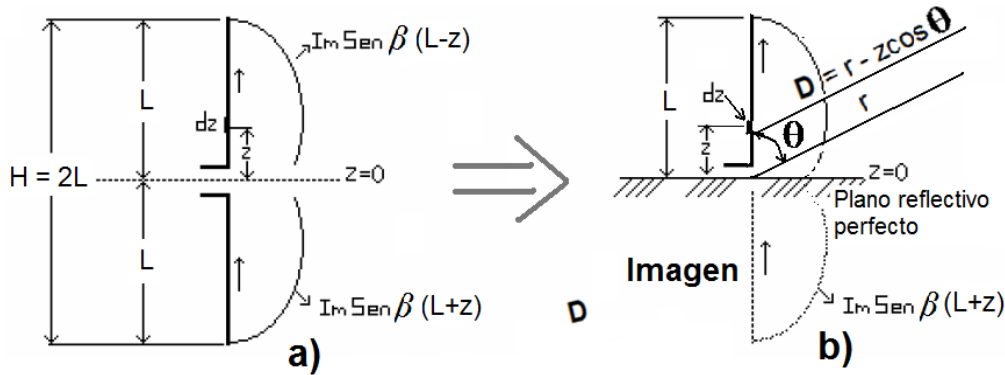


Fig. 4.10: a) Dipolo alimentado en su centro con corriente de distribución sinusoidal
b) Monopolo equivalente (Fuente: Jordan-Balmain [47])

Si asumimos que la corriente del Monopolo $\lambda/4$ se distribuye sinusoidalmente, como se muestra en la Figura 4.10, entonces:

$$\begin{aligned} I &= I_{mx} \text{sen}(L - z) \quad \text{para } z > 0 \\ I &= I_{mx} \text{sen}(L + z) \quad \text{para } z < 0 \end{aligned}$$

Donde I_{mx} es el valor de la corriente máxima. A su vez, la expresión para el Potencial Vector \overline{A}_z en el punto P de observación debido al elemento de corriente $I dz$ sería entonces:

$$dA_z = \frac{\mu I e^{-j\beta D} dz}{4\pi D} \quad (19)$$

Donde D sería la "Distancia" entre el elemento de corriente $I dz$ y el punto P de observación. De tal forma que el total del potencial vector \overline{A}_z debido a todos los elementos de corriente conformantes de la Antena, estaría dado por:

$$[A_z] = \frac{\mu_0 I_{mx}}{4\pi} \left[\int_{-L}^0 \frac{\text{sen}(\beta(L+z)) e^{-j\beta D}}{D} dz + \int_0^L \frac{\text{sen}(\beta(L-z)) e^{-j\beta D}}{D} dz \right] \quad (20)$$

En donde:

- L = Longitud del monopolo en metros.
- $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [Henrios/metro] = Permeabilidad en el vacío.
- $\beta = 2\pi/\lambda$ [rad/m] = Constante de propagación
- λ = Longitud de onda

Teniendo en cuenta que lo que se busca es calcular solamente los campos radiados, se pueden efectuar algunas simplificaciones de aproximación, por ejemplo para el factor Distancia-inversa (D en el denominador) es válido escribir que:

$$D \approx r$$

Sin embargo para D como factor de fase en el numerador si es importante la diferencia entre D y r. Ahora bien, si la distancia D entre el canal del rayo y un punto "P" de observación es muy grande (valores altos de D), entonces las líneas **D** y **r** se interpretan paralelas (ver Figura 4.10.b), de tal forma que D en el factor de fase puede escribirse como:

$$D = r - z \cdot \cos \Theta$$

Entonces la expresión para $\overline{A_z}$ se convierte en:

$$[A_z] = \frac{\mu_0 I_{mx} e^{-j\beta r}}{4\pi r} \left[\int_{-L}^0 \sin \beta(L+z) e^{-j\beta z \cos \theta} dz + \int_0^L \sin \beta(L-z) e^{-j\beta z \cos \theta} dz \right] \quad (21)$$

Recordando que la antena monopolo tiene su equivalente en un dipolo $\lambda/2$ y que por tanto su altura se toma como un cuarto de onda ($L = \lambda/4$), hacemos:

$$\sin \beta(L+z) = \sin \beta(L-z) = \cos \beta z$$

De esta manera la integral se convierte en:

$$\begin{aligned} [A_z] &= \frac{\mu I_{mx} e^{-j\beta r} L}{4\pi r} \int_0^L \cos \beta z (e^{j\beta z \cos \theta} + e^{-j\beta z \cos \theta}) dz \\ [A_z] &= \frac{\mu I_{mx} e^{-j\beta r} \lambda/4}{4\pi r} \int_0^{\lambda/4} [\cos \{\beta z(1+\cos \theta)\} + \cos \{\beta z(1-\cos \theta)\}] dz \\ [A_z] &= \frac{\mu I_{mx} e^{-j\beta r}}{4\pi r} \left\{ \frac{\sin[\beta z(1+\cos \theta)]}{\beta(1+\cos \theta)} + \frac{\sin[\beta z(1-\cos \theta)]}{\beta(1-\cos \theta)} \right\}_0^{\lambda/4} \\ [A_z] &= \frac{\mu I_{mx} e^{-j\beta r}}{4\pi \beta r} \left[\frac{(1-\cos \theta) \cos \{(\pi/2) \cos \theta\} + (1+\cos \theta) \cos \{(\pi/2) \cos \theta\}}{\sin^2 \theta} \right] \\ [A_z] &= \frac{\mu I_{mx} e^{-j\beta r}}{2\pi \beta r} \left[\frac{\cos \{(\pi/2) \cos \theta\}}{\sin^2 \theta} \right] \quad (22) \end{aligned}$$

Si asumimos que toda la corriente de la Antena Rayo se mueve en la misma dirección del eje Z, entonces:

$$\mu H_{\Phi} = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \sin \theta \quad (23)$$

Derivando A_z y reemplazando (22) en (23), la intensidad del campo magnético medida en un punto **P** distante (campo lejano), estaría dada por:

$$H_{\Phi} = \frac{jI_{mx}e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\{(\pi/2)\cos\theta\}}{\sin\theta} \right] \quad (24)$$

Como el campo eléctrico radiado E_{θ} está dado por:

$$E_{\theta} = \eta H_{\Phi} \quad (25)$$

Donde $\eta = 120\pi$ [Ohmios] es la Impedancia intrínseca del espacio libre, entonces reemplazando (24) en (25) se obtiene:

$$E_{\theta} = \frac{j60I_{mx}e^{-j\beta r}}{r} \left[\frac{\cos\{(\pi/2)\cos\theta\}}{\sin\theta} \right] \quad (V/m) \quad (26)$$

Luego, generalizando para campo lejano, la intensidad del campo eléctrico radiado por nuestra Antena equivalente a un Dipolo $\lambda/2$ (Monopolo $\lambda/4$) quedaría como:

$$E_{\theta} = \frac{j60I_{mx}e^{-j\beta r}}{r} \left[\frac{\cos(\beta L \cos\theta) - \cos\beta L}{\sin\theta} \right] \quad (V/m) \quad (27)$$

Ahora bien, las expresiones (24) y (27) nos permiten obtener en puntos distantes a la antena Rayo, los campos H y E radiados (zona Fraunhofer). Sin embargo, considerando que una de las habituales componentes frecuenciales de la señal LEMP se presenta cercana a los 10 kHz ($\lambda = 30 \text{ km} \gg L$), el cálculo de los campos H y E en la vecindad de la antena se hace imprescindible, máxime cuando en la zona denominada cercana, la antena actúa como una bobina, siendo entonces muy importantes los campos inductivos, además de los radiados. Por otro lado reviste especial interés el cálculo de la componente del campo eléctrico que es paralela a la antena, y la cual denominaremos E_z considerando que en las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6 la antena (que suponemos corresponde al canal de descarga del rayo) se ha ubicado en el eje "Z". Por esta razón es pertinente utilizar un sistema de coordenadas cilíndricas en la simulación propuesta, combinando con coordenadas esféricas y rectangulares, como queda establecido en el modelo graficado en la Figura 4.11, en la cual la antena monopolo (canal de descarga del rayo) con su respectiva imagen, es ubicada convenientemente en el eje "Z". En esta figura son establecidas las siguientes relaciones:

- $r = \sqrt{Z^2 + Y^2}$
- $D = \sqrt{(Z - h)^2 + Y^2}$
- $R_1 = \sqrt{(Z - L)^2 + Y^2}$ y
- $R_2 = \sqrt{(Z + L)^2 + Y^2}$

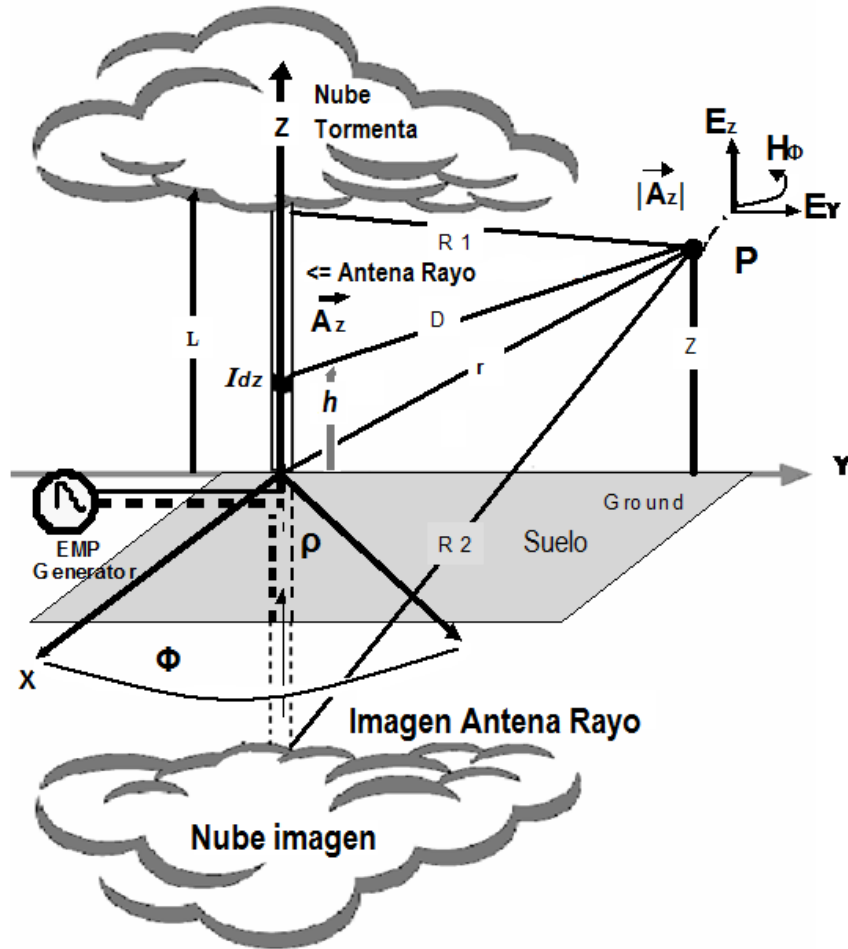


Fig. 4.11: Modelo-2 del rayo como antena monopolo vertical

En la Figura 4.11, se plantea además que la antena tiene una longitud L igual a la altura de la nube tormentosa, y que esta es alimentada en su base por un generador de EMP (asumimos que el pulso es tipo rayo). A su vez las coordenadas cilíndricas del punto P de observación serán (ρ, Φ, z) y el plano tierra (ground) se supone perfectamente conductor.

Si se calcula el potencial magnético en el punto P (ρ, Φ, z) , podemos conocer los campos eléctricos y el campo magnético en ese punto.

En [22]-[46]-[47] se encuentran desarrollos completos de estos campos, con resultados en coordenadas cilíndricas referidas a la Figura 4.11. Veamos:

Primero asumimos nuevamente que la distribución de corriente en la antena es sinusoidal, de tal forma que se cumple:

$$I = I_{mx} \text{sen}(L - h) \quad \text{para } z > 0$$

$$I = I_{mx} \text{sen}(L + h) \quad \text{para } z < 0$$

De esta manera el potencial vector \vec{A}_z en el punto P estaría dado por:

$$[A_z] = \frac{\mu_0 I_{mx}}{4\pi} \left[\int_{-L}^0 \frac{\text{sen}(\beta(L+h))e^{-j\beta D}}{D} dz + \int_0^L \frac{\text{sen}(\beta(L-h))e^{-j\beta D}}{D} dz \right] \quad (28)$$

Recordando la igualdad:

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$$

Hacemos:

$$\text{sen}\beta(L-h) = \frac{e^{j\beta(L-h)} - e^{-j\beta(L-h)}}{2j} \quad (29)$$

Efectuando la misma correspondencia para $\text{sen}\beta(L+h)$, reemplazamos en (28) y obtenemos el potencial vector:

$$[A_z] = \frac{\mu I_{mx}}{8\pi j} \left[e^{j\beta L} \int_0^L \frac{e^{-j\beta(D+h)}}{D} dh - e^{-j\beta L} \int_0^L \frac{e^{-j\beta(D-h)}}{D} dh \right. \\ \left. + e^{j\beta L} \int_{-L}^0 \frac{e^{-j\beta(D-h)}}{D} dh - e^{-j\beta L} \int_{-L}^0 \frac{e^{-j\beta(D+h)}}{D} dh \right] \quad (30)$$

Procediendo, en coordenadas cilíndricas la intensidad de campo magnético H_Φ estaría dado por:

$$H_\Phi = \frac{1}{\mu} (\nabla \times \mathbf{A}_z)_\Phi = -\frac{\partial A_z}{\partial \rho} \quad (31)$$

Como el campo magnético es ortogonal a la antena (fuente de corriente), se puede tomar el punto P sin pérdida de generalidad en el plano Z-Y (plano X = 0), así por lo tanto, considerando que ($\rho = Y$), obtenemos:

$$H_\Phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial Y} \quad (32)$$

Luego reemplazando (30) en (32) obtenemos:

$$H_\Phi = -\frac{I_{mx}}{8\pi j} \left[e^{j\beta L} \int_0^L \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-j\beta(D+h)}}{D} \right) dh - e^{-j\beta L} \int_0^L \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-j\beta(D-h)}}{D} \right) dh \right. \\ \left. + e^{j\beta L} \int_{-L}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-j\beta(D-h)}}{D} \right) dh - e^{-j\beta L} \int_{-L}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-j\beta(D+h)}}{D} \right) dh \right] \quad (33)$$

Considerando el primer término, desarrollamos la derivada y obtenemos:

$$e^{j\beta L} \int_0^L \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-j\beta(D+h)}}{D} \right) dh = e^{j\beta L} \int_0^L \left[\frac{-j\beta y e^{-j\beta(D+h)}}{D^2} - \frac{y e^{-j\beta(D+h)}}{D^3} \right] dh \quad (34)$$

El integrando resulta ser entonces una diferencial perfecta. De tal forma que integrando nos da:

$$\begin{aligned}
 e^{j\beta L} \left[\frac{ye^{-j\beta(D+h)}}{D(D+h-z)} \right]_{h=0}^{h=L} &= ye^{j\beta L} \left[\frac{e^{-j\beta(R_1+L)}}{R_1(R_1+L-z)} - \frac{e^{-j\beta r}}{r(r-z)} \right] \\
 &= ye^{j\beta L} \left[\frac{(R_1-L+z)e^{-j\beta(R_1+L)}}{R_1[R_1^2-(L-z)^2]} - \frac{(r+z)e^{-j\beta r}}{r(r^2-z^2)} \right]
 \end{aligned} \tag{35}$$

Pero como: $R_1^2 - (L-z)^2 = r^2 - z^2 = y^2$

El primer término se convierte en:

$$\frac{e^{j\beta L}}{y} \left[\left(1 - \frac{L-z}{R_1}\right) e^{-j\beta(R_1+L)} - \left(1 + \frac{z}{r}\right) e^{-j\beta r} \right]$$

De manera similar los demás términos (segundo, tercero y cuarto) de la ecuación (33) se desarrollan como:

$$\begin{aligned}
 &\frac{e^{-j\beta L}}{y} \left[\left(1 + \frac{L-z}{R_1}\right) e^{-j\beta(R_1-L)} - \left(1 - \frac{z}{r}\right) e^{-j\beta r} \right] \\
 &\frac{e^{j\beta L}}{y} \left[\left(1 - \frac{L+z}{R_2}\right) e^{-j\beta(R_2+L)} - \left(1 - \frac{z}{r}\right) e^{-j\beta r} \right] \\
 &\frac{e^{-j\beta L}}{y} \left[\left(1 + \frac{L+z}{R_2}\right) e^{-j\beta(R_2-L)} - \left(1 + \frac{z}{r}\right) e^{-j\beta r} \right]
 \end{aligned}$$

Sumando estos cuatro (4) términos obtenemos la intensidad de campo magnético:

$$H_{\Phi} = -\frac{I_{mx}}{4\pi j} \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{y} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{y} - \frac{2\cos(\beta L)e^{-j\beta r}}{y} \right) \tag{36}$$

La expresión (36), representa el campo magnético que se puede calcular en todo punto del espacio: campo cercano y lejano.

Por otro lado, resolviendo el rotor del campo H_{Φ} , se obtienen los dos campos eléctricos, E_z y E_y , para esto recordemos que en el espacio libre:

$$E = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times H \tag{37}$$

Como en la Figura 4.11 el plano $x=0$, sin pérdida de generalidad en el plano Z-Y definimos E_z y E_y , así:

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\nabla \times \hat{\phi} H \phi \right)_z = \frac{1}{j\omega\epsilon y} \frac{\partial}{\partial y} \left(y H \phi \right) \quad (38)$$

$$E_y = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\nabla \times \hat{\phi} H \phi \right)_y = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial}{\partial z} \left(H \phi \right) \quad (39)$$

Luego, sustituyendo (36) en (38) obtenemos:

$$E_z = \frac{-j\beta I_{mx}}{4\pi\omega\epsilon y} \left(\frac{ye^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{ye^{-j\beta R_2}}{R_2} - \frac{y2\cos(\beta L)e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (40)$$

Considerando las siguientes igualdades tomadas de la teoría electromagnética de W. H. Hayt Jr. [50]:

$$\omega = v\beta \quad \text{donde } v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \text{velocidad de fase, y}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \text{Impedancia intrínseca, siendo } \eta = 120\pi \text{ en el espacio libre.}$$

Hacemos la siguiente igualdad:

$$\frac{\beta}{4\pi\omega\epsilon} = \frac{\beta}{4\pi v\beta\epsilon} = \frac{1}{4\pi \left(\frac{1}{\sqrt{\mu}\sqrt{\epsilon}} \right) (\sqrt{\epsilon}\sqrt{\epsilon})} = \frac{\sqrt{\mu}}{4\pi\sqrt{\epsilon}} = \frac{\eta}{4\pi} = \frac{120\pi}{4\pi} = 30 \quad (41)$$

Procediendo en (40), eliminamos y (común en numerador y denominador) y aplicando (41) obtenemos:

$$E_z = -j30I_{mx} \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\cos(\beta L) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (42)$$

Repitiendo el procedimiento, obtenemos también:

$$E_y = j30I_{mx} \left(\frac{(z-L)e^{-j\beta R_1}}{Y R_1} + \frac{(z+L)e^{-j\beta R_2}}{Y R_2} - 2 \frac{z}{Y} \cos(\beta L) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (43)$$

Luego en (36) multiplicamos numerador y denominador por el imaginario “ j ” y relacionamos la ecuación con la impedancia intrínseca en el vacío de acuerdo con la siguiente igualdad:

$$\frac{30}{\eta} = \frac{30}{120\pi} = \frac{1}{4\pi}$$

De esta forma reescribimos:

$$H_{\Phi} = \frac{j30I_{mx}}{\eta y} \left(e^{-j\beta R_1} + e^{-j\beta R_2} - 2\cos(\beta L)e^{-j\beta r} \right) \quad (44)$$

Al igual que el campo magnético de la ecuación (36) o de la ecuación (44), las expresiones (42) y (43) permiten calcular los campos eléctricos en toda región del espacio, dada una I_{mx} (valor máximo de distribución de corriente) bien sea simulada o real, obtenida mediante el equipo adecuado.

Los datos de las variables r , R_1 y R_2 se pueden obtener midiendo el parámetro D , siendo conocida la ubicación geográfica del sitio de medición.

Hasta aquí, las expresiones obtenidas consideran una constante de propagación β la cual depende de una longitud de onda λ relacionada con una sola frecuencia, sin embargo se debe tener en cuenta que la LEMP es una señal de espectro RF complejo (Multifrecuencial), pues debemos recordar que la radiación RF emitida por las descargas atmosféricas ha sido demostrada y estudiada en las recientes décadas en varios de sus rangos de frecuencia y que ha sido establecido que la corriente I_{mx} muestra una composición espectral de banda ancha la cual es importante caracterizar con el fin de ajustar los cálculos correspondientes a cada campo (Eléctrico y Magnético).

4.1.2.4 Descifrando el rayo como Emisora Multibanda

Si bien el rayo es un fenómeno que radia OEM en una banda muy amplia (desde casi DC hasta Rayos X), no debemos olvidar que el canal de descarga del rayo está formado por varios subprocesos y que cada uno radia con sus propias características. Por ejemplo la descarga de retorno (Return Stroke) radia desde cerca-DC hasta las frecuencias ópticas, registrando mayor intensidad en las bandas VLF y LF (3-300 kHz). A su vez los Líderes de paso (Stepped leaders) centran su banda de radiación en VHF (30-300 MHz). La causa de esta radiación de alta frecuencia sigue siendo objeto de estudio y se plantean muchas causas posibles como tesis de explicación. En un estudio inicial en los años 60, Brook y Kitagawa [51] encontraron que la radiación en 420 y 850 MHz era siempre retardada entre 60 y 100 μ s para el 50 % de la radiación en banda estrecha de las descargas de retorno detectadas, sugiriendo que la radiación electromagnética de estas frecuencias era debida a la ruptura en la parte superior del canal de la descarga de retorno, fenómeno también observado y reportado en 1977 por Le Vine y Krider [23].

Más tarde Le Vine y otros en 1978 [52]-[53] lanzan la teoría de que la generación de ondas HF es provocada por la tortuosidad del canal de la descarga de retorno. Tesis a su vez controvertida, considerando que los procesos posteriores no irradian la misma intensidad, incluso cuando pasan por el mismo canal tortuoso.

Analizando esta hipótesis, Cooray y Orville en 1990 [54] muestran que, además de la tortuosidad, es necesario considerar las variaciones en la forma de onda, su tiempo de subida, y cualquier variación en la velocidad a lo largo del canal. Luego, Cooray y Pérez [55] sugieren que una causa importante de la radiación de HF en una descarga de retorno podría ser la ionización del aire virgen en la vaina de la corona que rodea el canal conductor de la descarga de retorno. Una ionización similar también ocurre en los líderes

de paso, así como en las serpentinas que los preceden.

En el 2008 Cooray y Fernando [56] modelan la importancia relativa de las ramificaciones, las irregularidades de carga, y la tortuosidad en el canal, y sugieren que la principal fuente de radiación de alta frecuencia se debe a las irregularidades y a las ramificaciones del canal de descarga, en lugar de a su tortuosidad. Finalmente es importante anotar que estas tesis no han sido todavía validadas suficientemente y que por ahora existe un hecho irrefutable: el rayo irradia OEM en un espectro muy amplio y poder determinar las componentes frecuenciales más importantes (las que contienen mayor energía) servirá indudablemente como insumo sustancial en su validación.

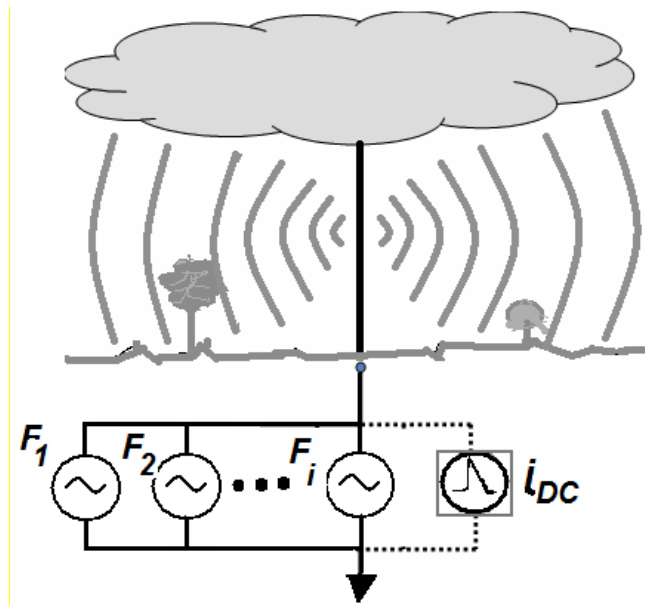


Fig. 4.12: Rayo como Emisora Multibanda

Con este nuevo argumento, es preciso rediseñar nuestro modelo e interpretar el canal vertical de descarga del rayo como un Sistema de Transmisión (Emisora) compuesto por una Antena monopolo vertical de hilo delgado con longitud finita muy por debajo de la λ máxima de transmisión e igual a la altura media entre el suelo impactado y la nube de tormenta, excitada en su base por un Generador RF formado por un arreglo múltiple de osciladores sinusoidales de Frecuencias diferentes espaciadas de manera aleatoria en un rango de espectro amplio, con diferentes amplitudes, conectadas en paralelo entre sí y al mismo tiempo conectadas a un generador pulsar de corriente DC con forma de onda tipo pulso (ver Figura 4.12). Cada oscilador será una fuente de corriente sinusoidal y estará dada por:

$$I(f_i) = A_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) [\text{Amp}] \quad (45)$$

Donde:

$\langle A_i \rangle$ - es la amplitud de cada i -fuente, siendo proporcional y equivalente en forma y tiempo a la señal LEMP y

f_i - la frecuencia de cada oscilador sinusoidal e independiente.

Asumiendo que el Generador RF que inyecta señal en la Antena Rayo está conformado por \mathbf{n} -osciladores de \mathbf{n} -frecuencias ($i=1$ hasta n) y tomando η (Impedancia intrínseca del espacio libre) como $\eta = 120\pi$ [Ohmios], se obtienen las siguientes expresiones para las ecuaciones (42), (43) y (44), así:

$$H_{\Phi} = \sum_{i=1}^n \frac{jI(f_i)}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta_i R_1}}{Y} + \frac{e^{-j\beta_i R_2}}{Y} - 2\cos(\beta_i L) \frac{e^{-j\beta_i r}}{Y} \right) \quad (46)$$

$$E_Z = \sum_{i=1}^n -j30I(f_i) \left(\frac{e^{-j\beta_i R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta_i R_2}}{R_2} - 2\cos(\beta_i L) \frac{e^{-j\beta_i r}}{r} \right) \quad (47)$$

$$E_Y = \sum_{i=1}^n j30I(f_i) \left(\frac{(z-L)e^{-j\beta_i R_1}}{Y} + \frac{(z+L)e^{-j\beta_i R_2}}{Y} - 2\frac{z}{Y} \cos(\beta_i L) \frac{e^{-j\beta_i r}}{r} \right) \quad (48)$$

Recordando que: $\cos X = \frac{e^{jX} + e^{-jX}}{2}$

Las ecuaciones (46), (47) y (48) pueden reescribirse como:

$$H_{\Phi} = \sum_{i=1}^n \frac{jI(f_i)}{4\pi Y} \left(e^{-j\beta_i R_1} + e^{-j\beta_i R_2} - e^{j\beta_i(L-r)} - e^{-j\beta_i(L+r)} \right) \quad (49)$$

$$E_Z = \sum_{i=1}^n -j30I(f_i) \left(\frac{e^{-j\beta_i R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta_i R_2}}{R_2} - \left(\frac{e^{j\beta_i(L-r)} + e^{-j\beta_i(L+r)}}{r} \right) \right) \quad (50)$$

$$E_Y = \sum_{i=1}^n j30I(f_i) \left(\frac{(z-L)e^{-j\beta_i R_1}}{Y} + \frac{(z+L)e^{-j\beta_i R_2}}{Y} - \frac{z}{Y} \left(\frac{e^{j\beta_i(L-r)} + e^{-j\beta_i(L+r)}}{r} \right) \right) \quad (51)$$

Formulas finales que facilitan la simulación mediante métodos numéricos computacionales.

4.1.2.5 Simulación computacional con base en el modelo obtenido

Con el fin de obtener las gráficas correspondientes de los campos radiados en función de la distancia en metros, utilizando MATLAB™ aplicamos las ecuaciones obtenidas en las expresiones (49), (50) y (51) al siguiente entorno de simulación:

Tipo de rayo: Negativo Nube-tierra

Altura Tierra-Nube tormenta = L= 1.000 metros.

Valores picos de DC y primeras 5 Frecuencias relevantes medidas:

<u>F(kHz)</u>	<u>Imx (kA)</u>
DC	30
10	10
20	4
50	2
300	0.7
1.500	0.25

Altura de observación: Z= 50 m (ubicación punto P)

Variación de distancia de cálculo: 1 a 100.000 metros en pasos de 10 metros (Escala logarítmica en ambos ejes).

En la siguiente gráfica de la Figura 4.13 se pueden observar los resultados obtenidos con la simulación propuesta (Nota: el entorno es meramente especulativo).

De la gráfica obtenida podemos extraer el valor de Intensidad de campo E_z a una distancia determinada, con el cual, asumiendo el aire como un dieléctrico perfecto, podemos calcular la densidad de potencia promedio \mathcal{P} en el tiempo [50], así:

$$\mathcal{P}_{z, Prom} = (1/2)|E_z|^2/\eta \quad (\text{w/m}^2) \quad (52)$$

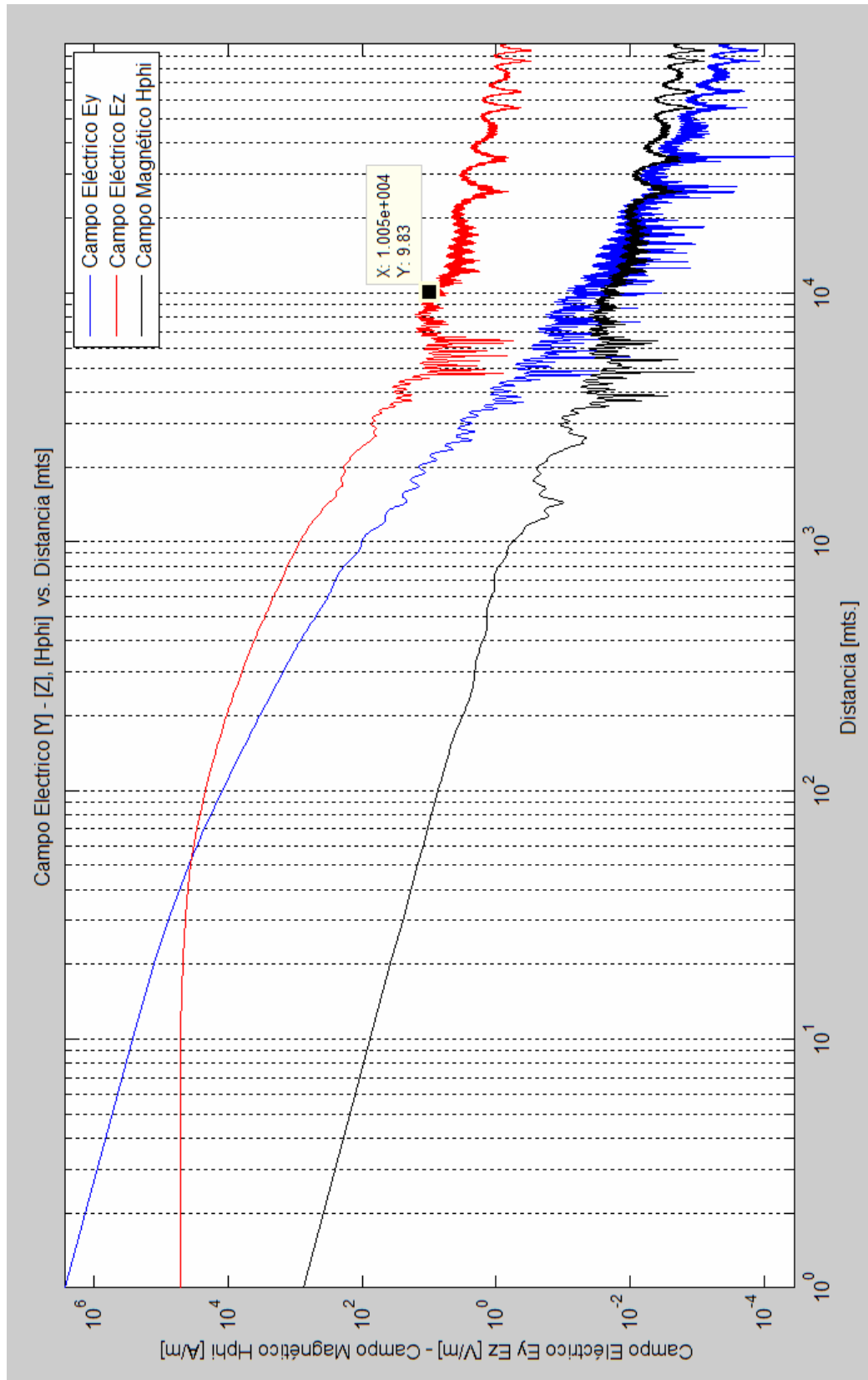


Fig. 4.13: Simulación con MATLAB® de campos radiados (E_y , E_z y H_ϕ)

Haciendo el ejercicio de extraer de la gráfica (Figura 4.13) los valores de campos radiados para las distancias 100 m, 1 km, 10 km, 20 km y 30 km, se obtiene la siguiente tabla:

Tabla 4-1: Intensidad de campos radiados (E_y , E_z y H_ϕ) en función de la distancia.

D (km) [km]	H_ϕ [A/m]	E(Y) [V/m]	E(Z) [V/m]	$\mathcal{P}_z, prom$ [W/m ²]
0.10	7.2730	11,890.0000	21,110.0000	591,037.9293
1.00	0.6140	100.6000	833.2000	920.7408
10.00	0.0300	0.0800	9.8300	0.1282
20.00	0.0146	0.0073	4.6180	0.0283
30.00	0.0088	0.0043	3.3810	0.0152

Aceptado el modelo como válido, los datos de la tabla 4-1 nos ilustran sobre la marcada disminución que sufre la intensidad de los campos radiados por la Antena-Rayo, a partir de los 10 km de distancia radial del sitio de emisión del LEMP (punto de impacto) y por tanto, teniendo en cuenta que el dispositivo que se quiere implementar es un tipo de radio-receptor, se puede concluir que para detectar la señal LEMP con un nivel aceptable desde un sitio ubicado en una zona que supere los 10 km, es entonces totalmente recomendable considerar para el diseño del equipo frontal del dispositivo SDR propuesto: **Antenas de gran longitud**, dada la pequeñísima intensidad de campo magnético H_ϕ (muy pocos A/m) que será registrada en campo lejano.

4.1.2.6 Cálculo de la potencia radiada y medida en el sitio de observación

Si asumimos que el receptor LEMP que se quiere implementar con tecnología SDR quedará habilitado para detectar todos los componentes espectrales con sus intensidades de potencia y si se tiene el cuidado de medir estas intensidades en un mismo tiempo t , entonces podemos presumir que aplicando el teorema de Parseval, la potencia global de la señal LEMP (P_{LEMP}) estaría dada por:

$$P_{LEMP} = \sum_{i=1}^n P(f_i) \quad [w] \quad (53)$$

Donde cada valor $P(f_i)$ se obtendría del análisis espectral efectuado.

4.2 Modelado de la forma de onda

Para cualquier emisor de OEM (el rayo lo es), el protocolo de emisión queda referido o expresado gráficamente en la forma de onda ('waveform') de la señal, en nuestro caso de la señal LEMP. Por otro lado, si con base en el modelo de la forma de onda queremos diseñar un dispositivo hardware generador de LEMP simulado, se debe ser muy juicioso en la elaboración del modelo, en especial, se recomienda procurar asociar desde el comienzo este modelo a un circuito eléctrico con el fin de facilitar su posterior implementación. Veamos:

4.2.1 Modelo basado en los circuitos de E. Marx

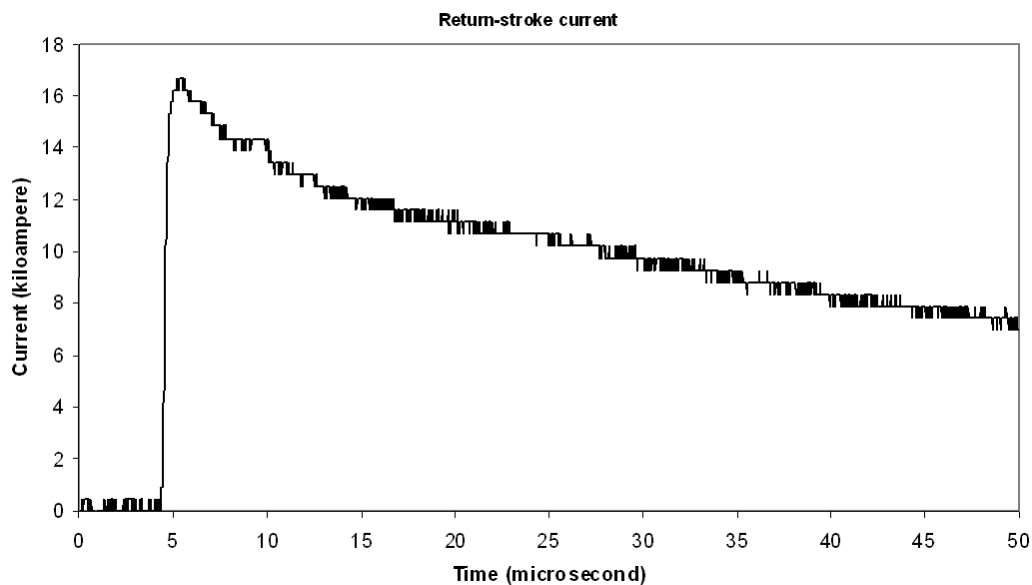


Fig. 4.14: Forma de onda de la corriente medida en el canal vertical de la Descarga de Retorno del Rayo (Tomado de [57])

La Figura 4.14 muestra una forma de onda **real** de la corriente $I(t)$ medida en un canal vertical de la Descarga de Retorno de un Rayo, con una intensidad máxima de 17 kA y una pendiente de subida de 10-90% de $1 \mu s$. El rizado en la pendiente de bajada es debido a la componente frecuencial. Este tipo de forma de onda por ser estadísticamente el más habitual de los correspondientes al LEMP explica el porqué, aunque las formas de onda de las sobretensiones atmosféricas poseen gran variedad, se ha estandarizado para efectuar pruebas de impulso en equipos y máquinas eléctricas. La onda estandarizada se denomina “onda normalizada” de corriente impulsiva y se entiende como aquella que posee unas características bien definidas respecto a la duración y amplitud de la misma y para el caso de la sobretensión por descarga atmosférica se encuentra especificada en las normas IEC 60060-1:1989 [13] y ANSI/IEEE Standard 4-1995 [14].

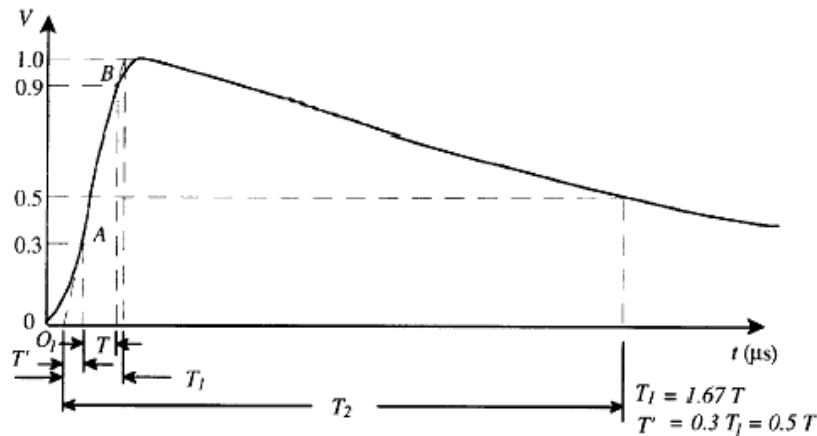


Fig. 4.15: Forma de onda plena del pulso normalizado 1,2/50 μs [13]

La Figura 4.15 muestra una onda plena de impulso normalizado tipo rayo atmosférico 1,2/50 μs , donde T_1 es el tiempo de frente virtual de un impulso generado por una descarga atmosférica, el cual es de 1,67 veces el intervalo de tiempo transcurrido entre el instante cuando un impulso tiene como valores 30% y 90% del valor pico. Tales instantes se denominan puntos A y B del frente de la onda. Esto significa que:

$$T_1 = 1,67 * (T'_{90} - T'_{30}) \quad (54)$$

T_2 es el intervalo de tiempo entre el origen virtual O_t y el instante de tiempo cuando el voltaje ha disminuido a la mitad del valor pico. Por lo que T_2 se llama tiempo de cola del impulso el cual es:

$$T_2 = (t_{50} + 0,5 * t_{90} - 1,5 * t_{30}) \quad (55)$$

Ahora bien, la ventaja es que si queremos desarrollar nuestro modelo de forma de onda tipo rayo, simplemente tenemos que apelar a una experiencia confirmada: *Los impulsos tipo rayo atmosférico se generan en los laboratorios de alta tensión utilizando el esquema básico propuesto por Erwin Marx en 1924*. Años de investigación han determinado que efectivamente una sobretensión por descarga atmosférica se puede representar como un impulso unidireccional de tensión, el cual puede obtenerse a partir de circuitos como los propuestos por E. Marx, cuyo esquema básico se encuentra consignado en la Figura 4.16 [58]-[59]:

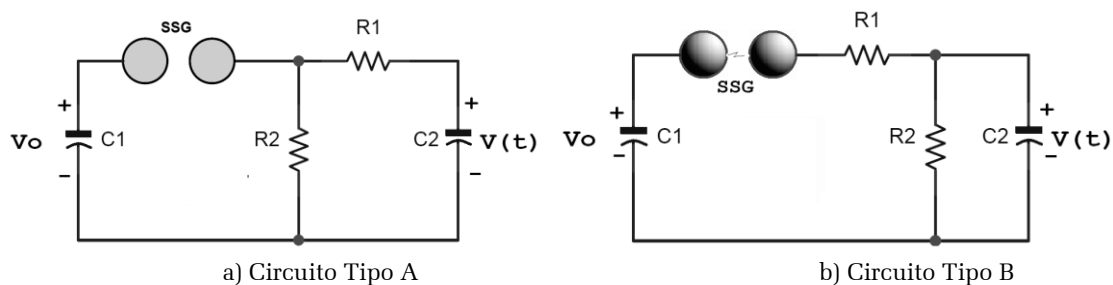


Fig. 4.16: Circuitos tipo A y tipo B de un Generador de Impulsos

Analizando estos circuitos se obtiene que inicialmente el condensador C_1 (que representa al generador de impulsos), es cargado con tensión continua V_0 , de polaridad positiva o negativa, y luego es súbitamente descargado en un circuito conformado por el condensador C_2 y las resistencias R_1 y R_2 . Este proceso de descarga se inicia en el instante en cual se establece entre las esferas del espinterómetro SG un arco eléctrico y la tensión se transfiere a C_2 , conectado en paralelo al objeto bajo prueba (por ejemplo un transformador eléctrico de alto voltaje).

Si el cierre del interruptor SG se supone instantáneo y se ignoran los elementos parásitos, este circuito generará un impulso cuya evolución temporal corresponde a una onda doble exponencial, donde la expresión analítica del voltaje del impulso en C_2 estaría dada por [58]-[59]:

$$v_{C_2}(t) = v_0 \cdot k \cdot (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (56)$$

Donde V_0 es la tensión de carga del condensador C_1 , k una constante que depende del tipo de circuito seleccionado (ver Figuras 4.13.a y 4.13.b) y α y β las raíces de la ecuación característica del sistema, cuyos inversos son las constantes de tiempo del mismo.

Si los parámetros *resistivos* y *capacitivos* de la Figura 4.16.a/b son constantes y los valores de α y β de la expresión (56) son relativamente diferentes entre sí, entonces se pueden analizar separadamente dos circuitos: el del frente de onda y el de la cola, como se muestran en la Figura 4.17 [60].

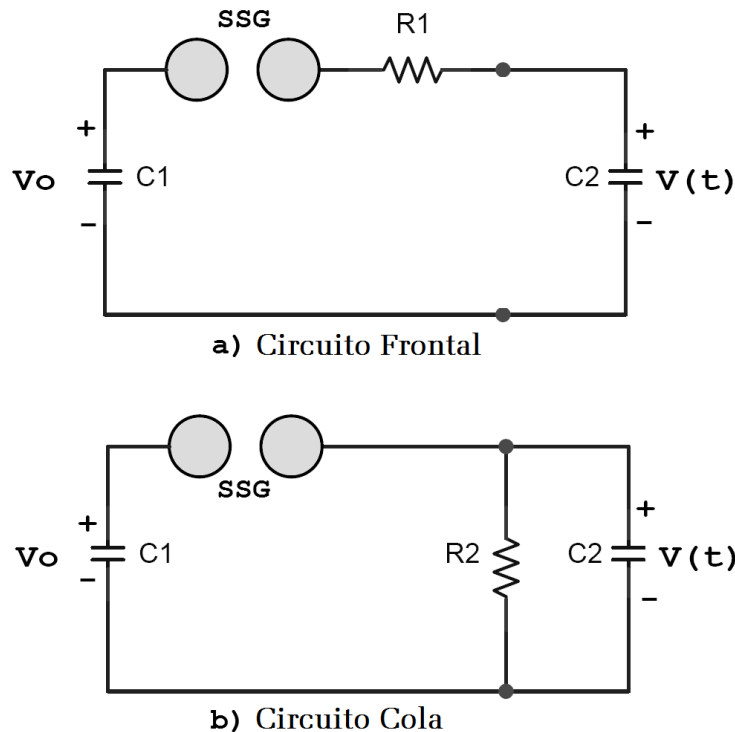


Fig. 4.17: Circuitos para el estudio de un generador de impulsos

Ahora bien, considerando el circuito del frente de onda (Figura 4.17.a) en el momento en que ocurre la descarga entre las esferas del espinterómetro SG , el condensador C_2 se carga en la constante de tiempo T_f :

$$\frac{1}{\beta} = T_1 = R_1 \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (57)$$

T_1 está entonces definida como el producto de la resistencia de frente R_1 con la capacidad equivalente serie de los dos condensadores C_1 y C_2 .

Haciendo un proceso análogo en el circuito de cola (Figura 4.17.b), en el instante en el cual la transferencia de carga de C_1 a C_2 es cero (debido a una redistribución de la carga eléctrica entre ambos), los condensadores se descargan en la resistencia R_2 con una constante de tiempo T_2 igual a:

$$\frac{1}{\alpha} = T_2 = R_2 (C_1 + C_2) \quad (58)$$

Analizando el circuito de la Figura 4.16.b, a partir del instante en que ocurre la transferencia de energía entre el capacitor C_1 y el capacitor C_2 se tiene la siguiente ecuación en el dominio de la frecuencia (transformada de Laplace):

$$V_{(s)} = \frac{V_0}{K} \frac{1}{(S^2 + a.S + b)} \quad (59)$$

Donde:

S - es la frecuencia angular compleja ($j\omega$), $k = R_1 C_2$ y

$$a = \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \quad (60)$$

$$b = \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) \quad (61)$$

Entonces tenemos que para la ecuación en el dominio del tiempo, el voltaje en el capacitor C_2 es:

$$v(t) = \frac{v_0}{k} \frac{1}{(\alpha_2 - \alpha_1)} (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) \quad (62)$$

Donde α_1 y α_2 son las raíces de la ecuación $S^2 + a \cdot S + b = 0$ ó

$$\frac{1}{\alpha_1} = \frac{2}{a + \sqrt{a^2 - 4b}} \quad , \quad \frac{1}{\alpha_2} = \frac{2}{a - \sqrt{a^2 - 4b}} \quad (63)$$

Como el voltaje en C_2 es $V(t)$, y es la superposición de dos funciones exponenciales de señales diferentes, de acuerdo con la ecuación (63) la respuesta negativa de la raíz es una constante de tiempo más grande ($1/\alpha_1$), que el tiempo positivo ($1/\alpha_2$). El gráfico de la Figura 4.18 representa la ecuación (63), de la cual se puede definir lo siguiente:

$$[\alpha_1 + \alpha_2 = a] \text{ y } [\alpha_1 \cdot \alpha_2 = b] \quad (64)$$

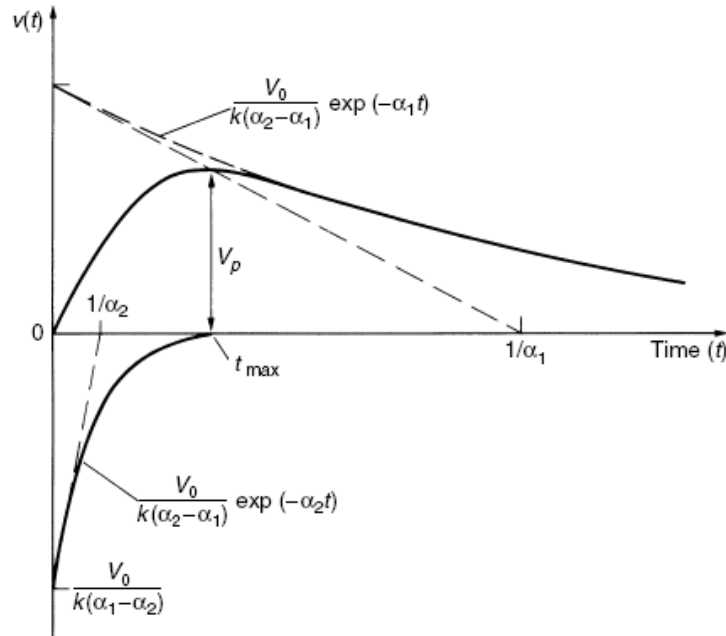


Fig. 4.18: Onda de impulso de tensión y sus componentes.

Para el circuito tipo B de la Figura 4.16.b, usando la ecuación (64) y sustituyendo los valores de **a** y **b** en las ecuaciones (60) y (61), se pueden calcular los valores de las resistencias R_1 y R_2 así:

$$R_1 = \frac{1}{2C_1} \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right] \quad (65)$$

$$R_2 = \frac{1}{2(C_1 + C_2)} \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right] \quad (66)$$

Entonces siguiendo el análisis del circuito de la Figura 4.16.b, podemos señalar que el tiempo t_1 (tiempo de frente) que tarda en cargar C_2 a través de R_1 será aproximadamente:

$$t_1 = 3 \cdot R_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (67)$$

De igual manera, para determinar el tiempo de cola, tenemos que tanto los capacitores C_1 y C_2 son descargados a través de R_1 y R_2 , por lo que tenemos que el tiempo al 50% de la descarga es aproximadamente:

$$t_2 = 0.7(R_1 + R_2)(C_1 + C_2) \quad (68)$$

Ahora bien, si nos remitimos al modelo de sistema emisor RF propuesto en la presente tesis (ver Figura 4.12), se supone que la Antena Monopolo vertical de hilo delgado (canal de descarga) es excitada en su base por un Generador RF formado por un arreglo múltiple de osciladores sinusoidales de Frecuencias diferentes espaciadas de manera aleatoria en un rango de espectro amplio, con diferentes amplitudes, conectadas en paralelo entre sí y al mismo tiempo conectadas a un generador pulsar de corriente DC con forma de onda

tipo rayo. Si asumimos que la señal entregada por el Generador de corriente DC tiene un voltaje $V_{DC}(t)$ cuya forma de onda es tipo rayo y está dada por la ecuación (56), y que los voltajes de los osciladores sinusoidales al estar conectados en un arreglo en paralelo se sumarían a este voltaje, obtenemos de este modo una especie de modulación AM, donde como señal portadora actuaría el pulso $V_{DC}(t)$ (suministrado por el generador DC) que definimos con una amplitud inicial A_0 muy grande en comparación con las amplitudes A_i asociadas a los osciladores sinusoidales ($A_0 \gg A_i$). Esta señal modulada que será inyectada a la antena rayo, se define como $V_{LEMP}(t)$, y estaría dada por:

$$V_{LEMP}(t) = V_{DC}(t) + \sum_{i=1}^n A_i \sin 2\pi f_i(t) \quad (69)$$

Donde:

$V_{DC}(t)$ – Pulso tipo rayo con forma de onda definida por ecuación (55)

f_i – i -ésimo componente frecuencial.

A_i – Amplitud de cada i -ésimo componente frecuencial.

Si reemplazamos (56) en (69) obtenemos una ecuación más detallada para simulación de la forma de onda de la señal LEMP modelada, así:

$$V_{LEMP}(t) = A_0 \cdot k \cdot (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) + \sum_{i=1}^n A_i \sin 2\pi f_i(t) \quad (70)$$

Donde $A_0 \gg A_i$

4.2.2 Simulación computacional con base en el modelo obtenido

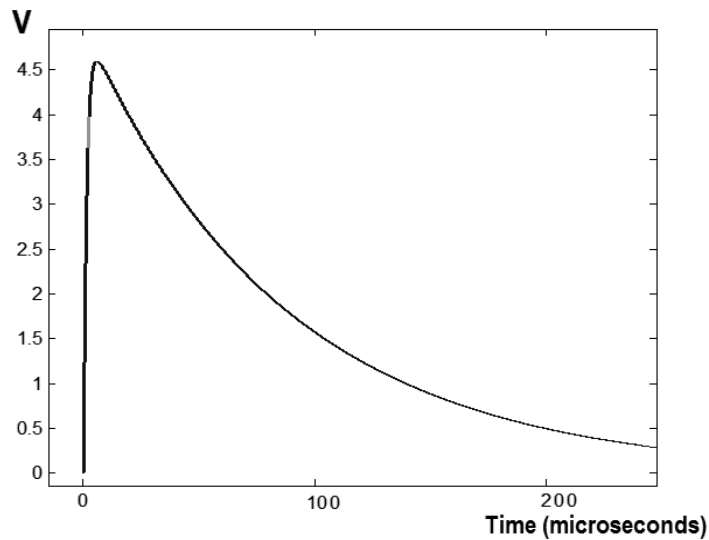


Fig. 4.19: Forma de Onda $[V_{DC}(t)]$ tipo rayo generada con MATLAB ®

La Figura 4.19 muestra un pulso tipo rayo generado con MATLAB® utilizando las ecuaciones desarrolladas en el presente subcapítulo. Como entorno de simulación se han asignado los siguientes valores:

$$A_0=5 \text{ V}_{\text{DC}}, k=1, C_1=470 \text{ pF}, C_2=4.7 \text{ pF}, R_1=100 \text{ k}\Omega \text{ y } R_2=160 \text{ k}\Omega.$$

Para validar las ecuaciones (69) o (70) propuestas, simulamos luego el pulso LEMP, tomando como señal portadora la $V_{\text{DC}}(t)$ obtenida en la Figura 4.19 y adicionando los siguientes valores de frecuencia f_i para los osciladores sinusoidales:

$$f_1 = 300 \text{ kHz con } A_1 = 0.08 \text{ V}_{\text{DC}}$$

$$f_2 = 1 \text{ MHz con } A_2 = 0.06 \text{ V}_{\text{DC}}$$

$$f_3 = 5 \text{ MHz con } A_3 = 0.05 \text{ V}_{\text{DC}}$$

$$f_4 = 10 \text{ MHz con } A_4 = 0.04 \text{ V}_{\text{DC}}$$

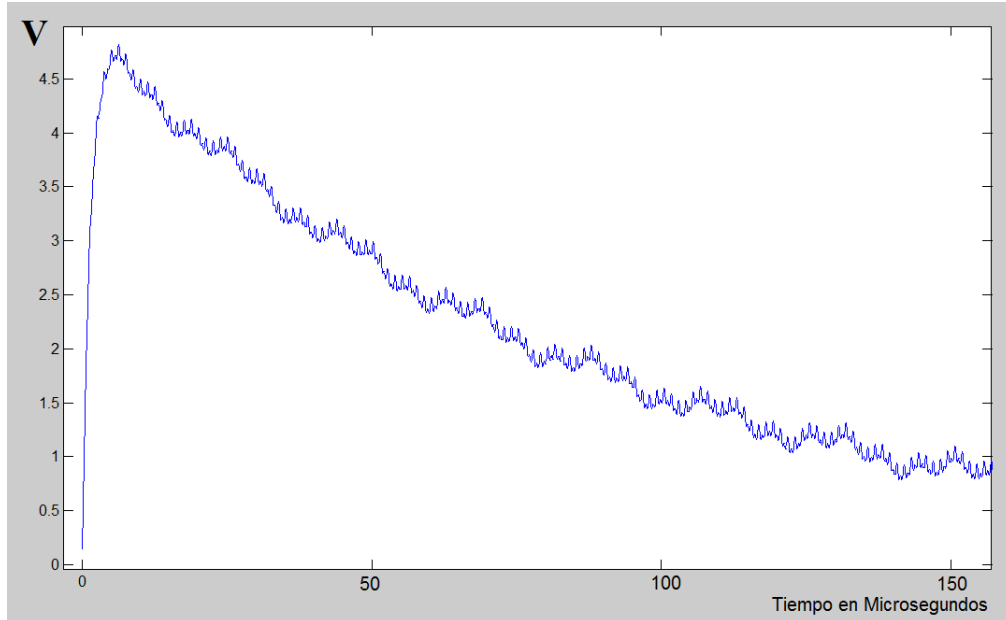


Fig. 4.20: Forma de Onda señal LEMP [V_{LEMP}] simulada con MATLAB®

Comprobada la similitud de las formas de onda de las señales LEMP mostradas en las Figuras 4.14 (medición real) y 4.20 (modelo obtenido), en un principio queda validado el modelo propuesto de forma de onda y definido mediante la expresión (70).

4.3 Modelado forma de onda en salida módulos Equipo Frontal SDR

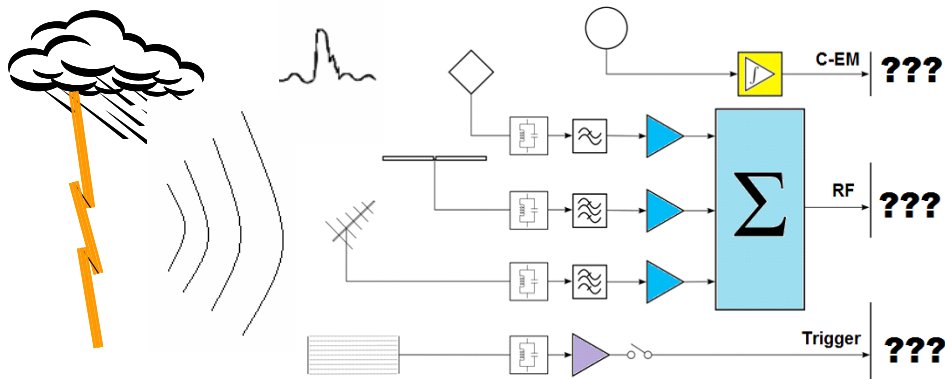


Fig. 4.21: Módulos de detección/recepción señal LEMP lado equipo Frontal del SDR

Tener una noción lo más aproximada posible de la forma de onda de la señal LEMP en la salida de los módulos RF encargados de su Detección, Sensado y Amplificación es de suma importancia en el proceso de diseño e implementación de dichos módulos, máxime cuando la obtención de la forma de onda esperada, representa de por sí el primer indicio de correcta funcionalidad del equipo implementado.

La Figura 4.21 muestra los módulos principales conformantes del Equipo Frontal del dispositivo de Detección SDR propuesto, así:

- Módulo Sensor de Campo Magnético (H).
- Módulos Detección/Recepción RF (Tres receptores RF pasa-banda, cuyas bandas son secuenciales y complementarias en un arreglo de banda única y amplia - Sumador).
- Módulo de Disparo (Trigger).

Cada uno de estos módulos está conectado a una antena que actúa como dispositivo de ingreso de la señal al módulo (Single Input). En el módulo, la señal entrante sufrirá una transformación lineal (Respuesta) y esta nueva señal transformada será entregada por el módulo en una única salida (Single Output), por lo cual, considerando que ante una señal de entrada, independiente del tiempo, el módulo deberá entregar la misma señal transformada sin ninguna variación, asumimos que todos los módulos se interpretaran como Sistemas LTI-SISO.

Para estudiar el comportamiento de un Sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) se utilizan normalmente dos tipos de entradas: Impulsiva o Frecuencial. Ahora bien, dado que cualquier tipo de entrada puede ser descompuesta en señales más elementales, la respuesta total del sistema puede calcularse mediante el principio de superposición, asumiendo que se conoce su respuesta a cada una de estas señales elementales. Un sistema LTI-SISO se representa gráficamente como un bloque funcional (ver Figura 4.22), donde la señal de entrada se simboliza como $x(t)$ en el dominio del tiempo o $X(f)$ en el dominio de la frecuencia y la señal de salida como $y(t)$ o $Y(f)$ respectivamente.

Ahora bien, dependiendo del objetivo de diseño, nos interesan dos tipos de Respuesta del sistema ante la señal de entrada:

- $\mathbf{h(t)}$ - Respuesta al Impulso, y
- $\mathbf{H(f)}$ - Respuesta en Frecuencia.

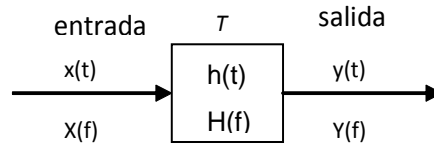


Fig. 4.22: Representación gráfica de un Sistema LTI-SISO

La respuesta al impulso $\mathbf{h(t)}$ corresponde a la respuesta de un sistema a un impulso unitario $\mathbf{u(t)} = \delta(t)$ (función Delta de Dirac), cuando el sistema se encuentra en estado de reposo. Un impulso unitario, es una función matemática abstracta que tiene una amplitud infinita y una duración casi cero. Por una propiedad matemática llamada *propiedad del cedazo*, se puede demostrar que cualquier función puede descomponerse en una suma de impulsos. Dado que la transformada de Fourier de un impulso, es una función constante en la frecuencia, esta señal es ideal para estudiar sistemas, ya que permite estimar la respuesta de un sistema cualquiera a señales con un contenido de frecuencias previamente determinado. Si se conoce la respuesta al impulso, basta realizar una operación matemática denominada *convolución* entre una señal de entrada cualquiera y la respuesta al impulso para obtener la respuesta del sistema a esa entrada.

La respuesta en frecuencia $\mathbf{H(f)}$, se define como la respuesta del sistema en el dominio de la frecuencia y puede calcularse como la transformada de Fourier de la respuesta al impulso, o bien puede medirse o estimarse directamente, si se utilizan como entrada señales de tipo sinusoidal. Considerando que cualquier señal puede descomponerse, de acuerdo a la serie o transformada de Fourier, en muchas sinusoides individuales, la respuesta total del sistema puede calcularse también mediante el principio de superposición.

Ahora bien, dada la cortísima duración de la señal LEMP (del orden de los microsegundos) esta se puede interpretar como un Impulso casi-unitario, y concluir sin lugar a dudas que la Respuesta al impulso de cada módulo (Sistema LTI) definirá la forma de onda que tendrá la señal LEMP en su salida. Veamos:

4.3.1 Recepción de la señal en el módulo Sensor de campo-(H)

En el dominio del tiempo la señal de salida en un Sistema LTI caracterizada en función de la respuesta al impulso estaría dada por:

$$\mathbf{y(t) = h(t)*x(t)} \quad (71)$$

Si $\mathbf{x(t)}$ es un proceso aleatorio entonces en una transmisión ideal:

$$y(t)=kx(t-t_0) \quad (72)$$

Donde k es un factor de proporcionalidad, es decir, se tiene cambio en la intensidad de la señal y atraso, pero no distorsión.

Asociando la expresión (72) con un Sensor de Campo Magnético encontramos que:

Como dispositivo de entrada normalmente se utiliza únicamente una antena de lazo, y por supuesto no se pueden añadir circuitos resonantes, ni filtros, con el fin de evitar distorsión de la forma de onda. Como la señal sensada es muy pequeña se requiere que el amplificador operacional sea de alta ganancia, y por tanto este debe ser implementado en modo instrumentación buscando además que actúe como un filtro de banda muy ancha, de tal manera que al comportarse como un filtro casi ideal, la señal en la salida tendrá una forma similar a la de entrada pero amplificada con una ganancia G que actuaría como el factor de proporcionalidad K , cumpliéndose de esta manera la expresión (72).

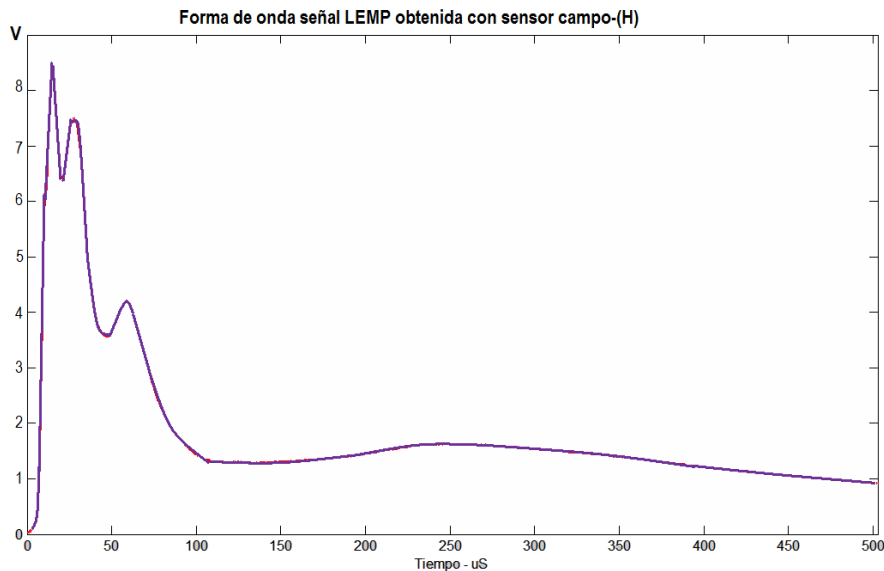


Fig. 4.23: Ejemplo forma de onda señal LEMP en salida Sensor Campo-(H)

Desde otra perspectiva, el sensor de Campo Magnético deberá entregar en su salida una señal de voltaje $v(t)$ proporcional a la densidad de flujo magnético B del LEMP generado por la Antena-Rayo. Señal que conforme (72) estaría dada por:

$$v(t) = \mathcal{K}B \quad (73)$$

Donde \mathcal{K} sería el factor de proporcionalidad determinado por: las Especificaciones técnicas del circuito; el Área efectiva de antena y el Angulo de incidencia de la señal LEMP. B a su vez está asociada con la intensidad de campo magnético H mediante:

$$B = \mu_0 H \quad (74)$$

Reemplazando (74) en (73) obtenemos:

$$v(t) = \mathcal{K} \mu_0 H \quad (75)$$

En conclusión la forma de onda esperada en la salida del sensor de campo-(H) será idéntica en forma a la señal emitida por la antena rayo, y su amplitud estará limitada por el tipo y rango de voltaje de alimentación del amplificador.

Por ejemplo, si midiendo con un sensor de campo eléctrico obtuviéramos en un instante dado una señal LEMP con forma similar a la de la Figura 2.2. Midiendo en ese mismo instante con un sensor de campo magnético (H) ubicado al lado del sensor de campo eléctrico, deberíamos obtener una señal similar pero limitada en voltaje por la alimentación del amplificador (ver Figura 4.23).

4.3.2 Recepción de la señal en los módulos RF de Detección

Tal como se puede apreciar en la Figura 4.24, los módulos de Detección RF así como el módulo de disparo (Trigger), se pueden estructurar en cuatro bloques funcionales:

1. Antena
2. Circuito Resonante
3. Filtro pasabanda
4. Amplificador de banda angosta

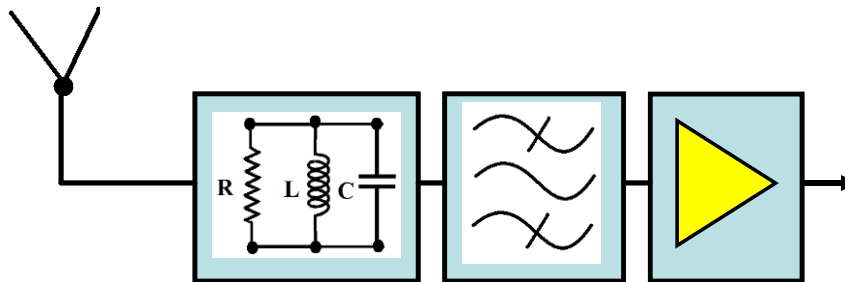


Fig. 4.24: Diagrama de bloques de los módulos RF del Equipo Frontal SDR

Considerando que los circuitos resonantes, así como los filtros pasa-banda serán implementados con circuitos de sintonización RLC, estos módulos RF de detección/sensado de la señal LEMP pueden ser descritos matemáticamente como Sistemas LTI de 2° Orden. De tal manera que si se calcula la función de transferencia $\mathbf{H}(j\omega)$ del sistema se puede obtener una forma de onda aproximada de la señal esperada en la salida. Haciendo $\mathbf{s}=j\omega$, la relación entre las señales de entrada (LEMP) y salida de cada sistema con su función de transferencia en el dominio de la frecuencia, estará dada por:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (76)$$

La función de transferencia $H(s)$ y la respuesta impulsional contienen la misma información sobre la dinámica del sistema, siendo posible obtener las características dinámicas de un sistema excitándolo con un impulso unitario $\mathbf{u}(t)=\delta(t)$, y midiendo su respuesta [61].

Por otro lado, la señal LEMP puede ser caracterizada como un Impulso Unitario $u(t)$, tomando en cuenta que es un pulso de muy corta duración ($t \rightarrow 0$) comparado con los tiempos significativos del Sistema LTI objeto de estudio (Detector RF).

Ahora bien, cuando la señal LEMP excite la entrada del Sistema (Antena), el Detector-RF entregará en su salida una señal $y(t)$ asociada con la respuesta al impulso $h(t)$ del sistema, la cual puede ser expresada mediante una integral de convolución definida como:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (77)$$

Por otro lado, los sistemas RLC de 2º Orden vienen descritos por la ecuación diferencial:

$$y'' + 2\xi\omega_n y' + \omega_n^2 y = \omega_n^2 u \quad (78)$$

Así que aplicando la transformada de Laplace:

$$s^2 Y(s) + 2\xi\omega_n s Y(s) + \omega_n^2 Y(s) = \omega_n^2 U(s) \quad (79)$$

Podemos obtener la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (80)$$

Donde:

ω_n es la frecuencia natural no amortiguada y ξ es el factor de amortiguamiento.

De esta manera, utilizando la transformada inversa obtenemos las siguientes soluciones de $h(t)$ [62]:

Para ($0 \leq \xi < 1$) y ($t \geq 0$)

$$h(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\sigma t} \text{sen}\left(\omega_n \sqrt{1-\xi^2}\right) t \quad (81)$$

Siendo $\sigma = \xi\omega_n$ la constante de amortiguamiento.

Para ($\xi = 1$) y ($t \geq 0$)

$$h(t) = \omega_n^2 t e^{-\omega_n t} \quad (82)$$

Para ($\zeta > 1$) y ($t \geq 0$)

$$h(t) = \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left[e^{-\left(\sigma - \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}\right)t} - e^{-\left(\sigma + \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}\right)t} \right] \quad (83)$$

La Figura 4.25 muestra la Respuesta al impulso de diferentes sistemas de segundo orden, obtenidas con las ecuaciones (81), (82) y (83) con diversos valores de ζ .

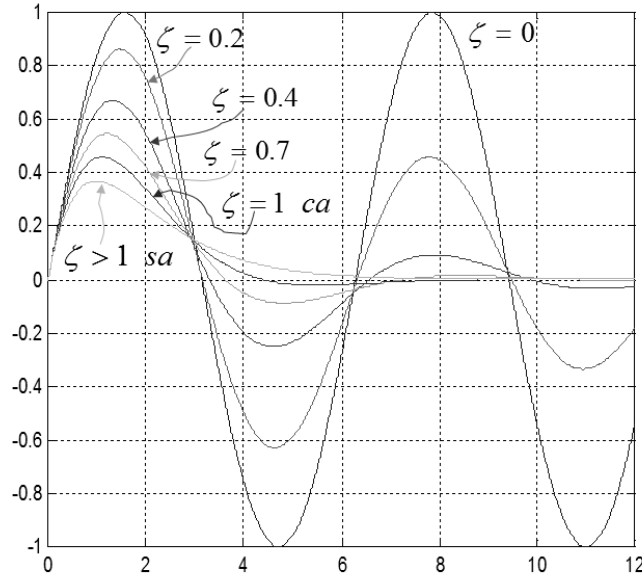


Fig. 4.25: Respuesta al impulso de diferentes sistemas de segundo orden

4.3.2.1 Simulación computacional con base en el modelo obtenido

Utilizando las ecuaciones anteriores simulamos con MATLAB® una señal con factor de amortiguamiento $\zeta = 0.2 < 1$.

La Figura 4.26 muestra la forma de onda obtenida de la respuesta paso sub-amortiguada estable de un sistema lineal de segundo orden.

Algunas definiciones introducidas en dicho comportamiento (forma de onda) son:

Tiempo de Levantamiento: Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance por primera vez el máximo valor.

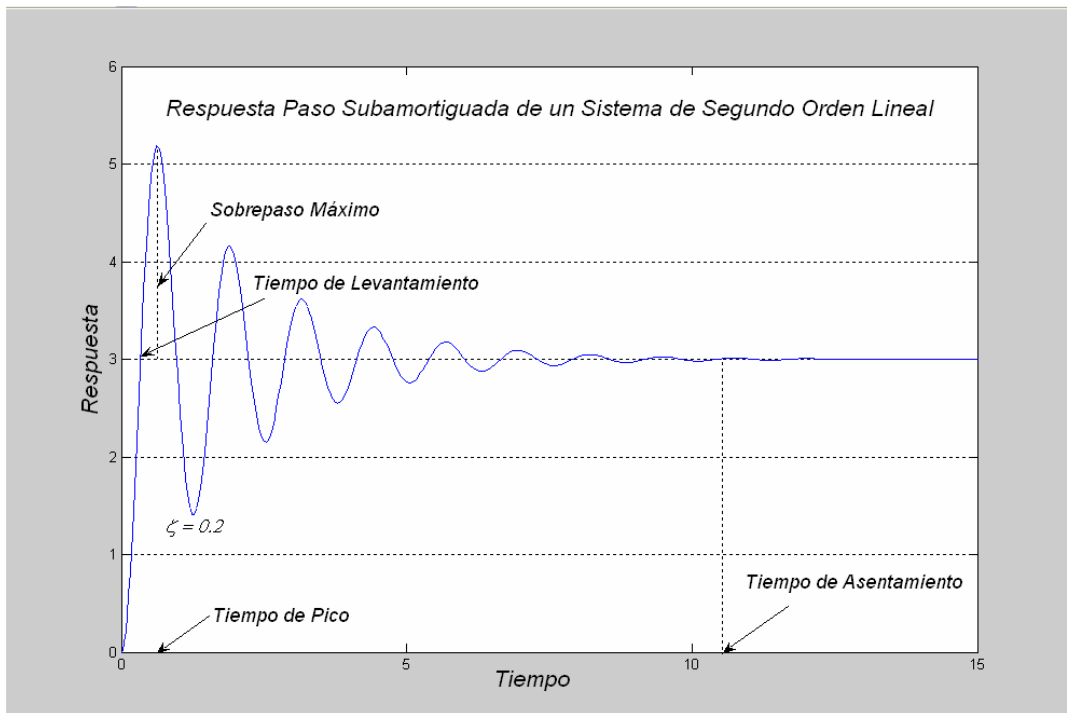


Fig. 4.26: Forma de onda sub-amortiguada de un Sistema LTI de 2° Orden

Tiempo de pico: Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.

Sobrepaso máximo: Es el valor del pico máximo de la curva. Su valor se expresa en porcentaje como la diferencia entre el valor del pico máximo y el valor último de la respuesta con respecto a este valor último. Se puede demostrar que el valor del sobrepaso máximo se calcula con la siguiente ecuación:

$$\text{Sobrepaso} = e^m \quad \text{siendo} \quad m = -\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (84)$$

Tiempo de asentamiento: Es el tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de 2 a 5 %) y permanezca dentro de él.

Razón de decaimiento: Es la relación entre los tamaños de dos picos sucesivos y se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$\text{Razón_de_decaimiento} = \text{Sobrepaso}^2 = e^{2m} \quad \text{siendo} \quad m = -\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (85)$$

Nota: La Figura 4.26 nos muestra entonces el tipo de forma de onda de la señal LEMP que será entregada en la salida de los módulos Trigger y RF del Equipo Frontal SDR.

Codificación: Según el paso cuántico de ubicación a la muestra se le asigna una secuencia predeterminada de bits (código).

Niveles de cuantificación: El número de bits de codificación “b” determina el número de niveles de cuantificación “Q”, así: $Q = 2^b$ niveles.

Ancho del paso de cuantificación (A_Q): Resulta de dividir el rango de voltaje total de entrada V por el número de niveles de cuantificación Q, así $A_Q = V/Q$ (voltios).

Error de cuantificación: Es la diferencia en amplitud entre el nivel discreto asignado a la muestra y el valor de amplitud real de la muestra (ver Figura 5.1). Como se puede apreciar, este error es directamente proporcional al ancho del paso A_Q .

Resolución: Está determinado por el número de bits de codificación. Queda claro que a mayor número de bits, mayor número de niveles de cuantificación y por tanto al ser menor el ancho del paso de cuantificación será menor el error de cuantificación, obteniéndose así una mejor resolución de la señal.

Umbral de ruido: Determina la probabilidad de que el ADC al asignar un nivel pueda distinguir entre el nivel [n] y el [n+1] sin cometer un error al decidirse por uno u otro. Este umbral está marcado por la relación señal-ruido (S/N).

Nota: El convertidor A/D utilizado por las tarjetas DAQ actuales suele ser del tipo delta-sigma y puede ser interesante ajustar la velocidad de muestreo a la mínima posible con el fin de aprovechar la capacidad de filtrado y diezmado interno del ADC ya que esto permite reducir el umbral de ruido.

Físicamente el ADC es un bloque funcional de un chip DSP (Digital Signal Processor) embebido en una tarjeta DAQ, la cual habitualmente es instalada en una de las ranuras de expansión PCI o PCI-Express de la ‘motherboard’ del PC. En general, las prestaciones de un dispositivo receptor con arquitectura SDR dependen totalmente de las características del chip DSP que procesa las señales, y en consecuencia, de que la tarjeta de adquisición de datos empleada en el PC contenga un chip DSP de mejores o peores prestaciones.

La calidad del chip DSP, y por tanto, de la tarjeta de adquisición de datos DAQ, depende fundamentalmente de dos parámetros:

- P1. Resolución del chip DSP (Rango dinámico).
- P2. La frecuencia de muestreo (parámetro de diseño)

5.1 P1- Resolución del chip DSP (Rango dinámico)

La resolución del chip DSP (o de la tarjeta de adquisición de datos que lo soporta) indica el número de bits por muestra de señal analógica digitalizada. Cuanto mayor sea esta resolución, mayor será el rango dinámico del equipo SDR.

Elevar el número de bits de codificación por nivel de cuantificación, permite que la

tarjeta pueda muestrear eficazmente señales mucho más débiles, aumentando la sensibilidad del SDR.

Un chip DSP con 16 bits de resolución, permite diferenciar $2^{16} = 65.536$ niveles de señal, mientras que una tarjeta de 24 bits puede diferenciar $2^{24} = 16.777.217$ niveles.

En términos más técnicos, la resolución está ligada al “*Error de cuantificación del convertidor A/D*”, este error se produce por la incapacidad de los convertidores de resolver señales cercanas en amplitud al mínimo paso de cuantificación, y este, además de ser común a todos los convertidores, se extiende en todo el ancho de banda de la señal sensada. La potencia de este ruido es igual a:

$$P_{qn} = V_{pico}^2 / 3R2^{2b} \text{ [Wattios]} \quad (86)$$

Así que la densidad del ruido de cuantificación será:

$$ND_{qn} = P_{qn} / (f_s / 2) = 2V_{pico}^2 / 3f_s R2^{2b} \text{ [Wattios/Hertz]} \quad (87)$$

Donde V_{pico} corresponde a la mitad del voltaje pico a pico de la señal sensada, R es la resistencia de entrada del ADC y b es el número de bits de resolución.

Y como la máxima onda sinusoidal que un convertidor puede manejar produce una potencia igual a:

$$P_{seno} = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right)^2}{2} = \frac{V_{pico}^2}{2R} \quad (88)$$

La máxima SNR estará dada por:

$$P_{seno} / P_{qn} = 3(2^{2b}) / 2 = (6,02b + 1,76) \text{ dB} \quad (89)$$

Siendo esta la fórmula para calcular el **rango dinámico** de los dispositivos DSP.

Efectuados los cálculos, obtenemos 74 dB para tarjetas de 12 bits, 86 dB para resoluciones de 14 bits, 98 dB para resoluciones de 16 bits, y 144 dB para resoluciones de 24 bits.

En conclusión, el **digitalizador debe tener una resolución de 12 o 14 bits** si se quiere tener mayor sensibilidad de detección (reproducción detallada de forma de onda) teniendo en cuenta el alto rango dinámico inherente al LEMP, cuya amplitud puede variar considerablemente dependiendo de la intensidad de las descargas del rayo.

5.2 P2- La frecuencia de muestreo (parámetro de diseño)

De acuerdo con Shannon-Nyquist, la frecuencia de muestreo f_s deberá ser como mínimo el doble de la frecuencia máxima que se quiere muestrear (F_{mx}). Sin embargo, se sabe que si se quiere obtener una forma detallada de la onda, la f_s recomendable estará dada por:

$$f_S = 8 * F_{mx} \quad (90)$$

Grcev en [63], afirma que la F_{mx} es usualmente determinada como la frecuencia por encima de la cual las amplitudes en el espectro grabado son imperceptibles. Por ejemplo, la máxima frecuencia F_{mx} puede ser especificada por el requerimiento de que el 99% de energía de la onda esté contenida en un ancho de banda por debajo de F_{mx} . El mismo Grcev calcula que dada esta condición, la F_{mx} para la onda de energía del transitorio en función de la corriente $I(jw)$ es de 600 kHz y de 1 MHz si es en función de la tensión $V(jw)$, sin embargo recomienda un $F_m = 10$ MHz si se quiere evaluar con cierta precisión la impedancia del impulso.

Por otro lado, Las normas IEC-61083 e IEEE-1122 [15], establecen los criterios de medida de transitorios tipo rayo y similares, así:

- Resolución del ADC ≥ 9 bits
- Frecuencia de muestreo $f_S \geq 4 * F_{mx}$.

De tal forma que si adoptamos $F_{mx} = 400$ Mhz, obtenemos como parámetro de diseño del SDR una frecuencia de muestreo:

$$f_S = 4 * 400 \text{ MHz} = 1600 \text{ MHz} = 1,6 \text{ GHz}$$

Usualmente para los equipos receptores con tecnología SDR se utilizan los ADC soportados por las Tarjetas de sonido de los PC, sin embargo, aunque las tarjetas de sonido actuales pueden llegar a los 192 kHz de velocidad de muestreo con resoluciones por muestra de 24 bits, estos indicadores no son suficientes si tenemos en cuenta los cálculos mostrados.

Felizmente, este problema ha quedado resuelto con las nuevas tarjetas comerciales de adquisición de datos DAQs, las cuales nos ofrecen módulos ADC con tasas de muestreo por encima de los 100 MHz y resoluciones de 12 bits (rango dinámico de 74 dB) suficientes para nuestro propósito.

5.3 Especificaciones requeridas a la DAQ

Considerando los argumentos expuestos, se listan las especificaciones técnicas requeridas:

- Tasa de muestreo = 1,6 GS/s (según cálculos).
- Ancho de banda mínimo \geq DC-400 MHz (conforme IEEE-1122)
- Resolución ≥ 12 bits (según cálculos).
- Rango de voltaje de entrada $\geq \pm 12$ V (Considerando la alimentación que tendrán los amplificadores que serán implementados en los módulos del equipo Frontal).
- Canales de entrada ≥ 2 (para 1-Módulo sensor y 1-módulo sumador RF)
- Trigger externo ≥ 1 (para conexión a 1-Módulo Trigger).

6. Implementación Generadores HW de LEMP simulado

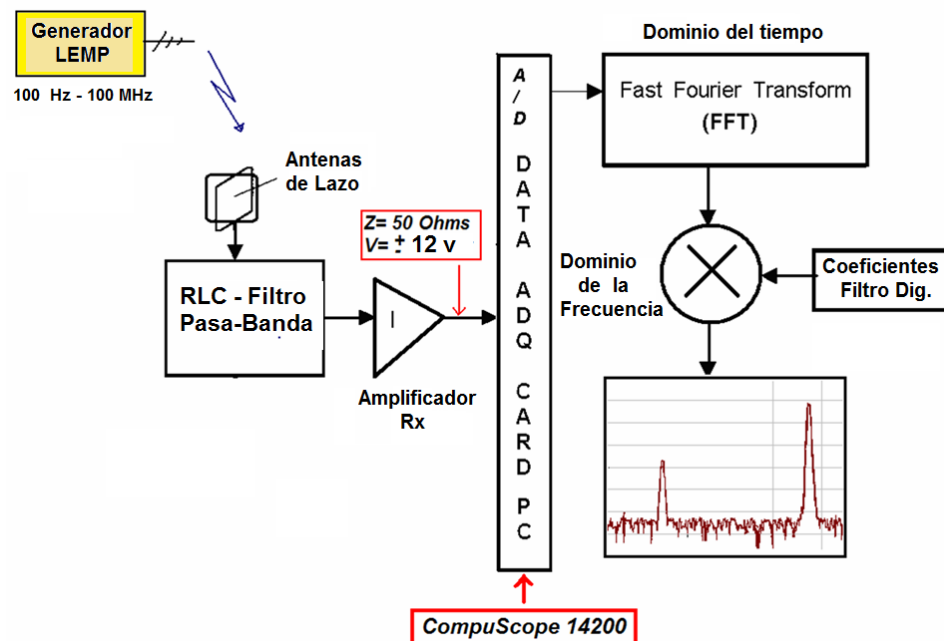


Fig. 6.1: Esquema de prueba de equipo SDR con Generador LEMP simulado.

La etapa de montaje de los módulos del Equipo Frontal requiere que al menos en su fase de sintonización y ajuste fino, se pueda contar con un rayo (señal LEMP) disponible para pruebas en el proceso de construcción, con el fin de ir diagnosticando la correcta funcionalidad de los módulos en la medida en que se implementa su montaje. No tiene un sentido práctico, al menos en términos de tiempo, esperar a que caiga un rayo cercano para comprobar por ejemplo que el módulo no detecta la señal LEMP. Una descarga atmosférica real no se va a producir cada vez que la necesitemos para probar un equipo, y la solución a este problema ya está planteada: Diseñar e implementar un dispositivo hardware (HW) para Generación de LEMP simulado (ver Figura 6.1).

Este capítulo expone los detalles de diseño e implementación de dos (2) dispositivos HW para generación de LEMP simulado, los cuales se presentan también como aporte importante de esta tesis, considerando que sobre ellos o sobre algún dispositivo similar no existe ninguna literatura referente, exceptuando los artículos y ponencias que el

presente autor ha expuesto ante la comunidad científica.

Con el fin de diferenciar los dispositivos generadores, estos han sido bautizados como:

- **GLEMP01** – Generador implementado con base en los circuitos RC propuestos por Erwin Marx (específicamente circuito tipo B).
- **GLEMP02** – Generador implementado mediante un circuito RL puro.

6.1 GLEMP01 - Generador LEMP simulado (circuito RC)

6.1.1 Requerimientos técnicos

Con fines de diseño se establecen los siguientes requerimientos técnicos para la implementación del Generador HW de LEMP simulado, así:

Requerimientos de potencia

Al igual que un radio-receptor AM común, un detector-SDR LEMP debe ser capaz de detectar una señal de muy baja potencia, esto significa que los requerimientos de potencia de emisión del simulador pueden ser del orden de los mili-vatios sin importar que el rayo emita el pulso en el orden de los kilovatios. Esta conclusión se desprende del análisis de la gráfica obtenida con el modelado del canal de descarga como Antena emisora (ver Figura 4.13), en esta gráfica se puede apreciar que a una distancia de 30 km la potencia radiada por un rayo de mediana intensidad es de pocos mili-vatios/m². Por otro lado, es importante recalcar que si los módulos del equipo frontal tienen etapas de amplificación, el dispositivo SDR que se quiere implementar será efectivo solo para rayos no muy cercanos, pues de lo contrario el sistema simplemente registrará la parte de señal que amplificada no supere los ± 12 v (umbral especificado en las hojas técnicas de los AO que serán utilizados en los módulos del Equipo Frontal).

Protocolo de emisión

Como cualquier emisor, el protocolo de emisión queda referido o expresado gráficamente en la forma de onda de la señal, esto implica en nuestro caso que el simulador debe generar una señal con forma de onda similar a la del LEMP manteniendo una proporcionalidad temporal.

Composición espectral

La señal emitida por el simulador debe contener una composición espectral compleja pero definida y controlada (en términos de frecuencia y potencia), sin armónicos indeseados y sin que se altere la forma de onda tipo rayo.

Dados los anteriores requerimientos, el diseño e implementación de nuestro dispositivo de simulación se puede resumir en las siguientes fases:

- Modelado del canal vertical de descarga de retorno (return-stroke) del rayo como una antena emisora de RF.
- Modelado de la forma de onda de la señal LEMP

- Diseño del circuito electrónico del simulador
- Ensamblaje físico del circuito
- Pruebas del dispositivo

Las dos primeras fases ya fueron desarrolladas en el capítulo 4 y serán el insumo de las siguientes fases:

6.1.2 Diseño del circuito electrónico del simulador

El objetivo de diseño para el primer simulador (GLEMP01) no es generar una onda plena normalizada sino una onda similar en forma a la normalizada, que mantenga una relación de proporción temporal con esta y la cual será denominada pseudo-normalizada.

El circuito de simulación propuesto puede dividirse en tres bloques funcionales (ver Figura 6.2):

- Alimentación DC
- Generador de pulso con forma de onda pseudo-normalizada
- Inyector de componentes espectrales (modulador AM)

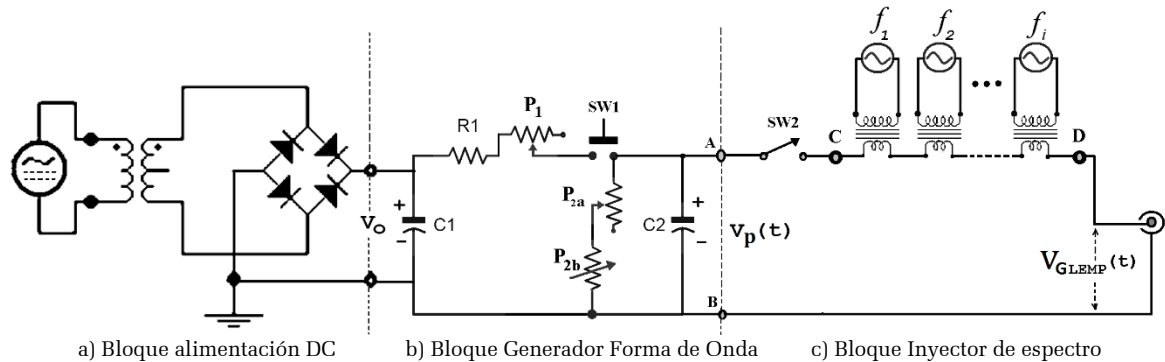


Fig. 6.2: Circuito RC generador de LEMP simulado

6.1.2.1 Bloque 1 - Alimentación DC

Normalmente un generador de impulsos para prueba de transformadores eléctricos se alimenta de una fuente DC de algunos kilovoltios obtenida por medio de la rectificación de la onda alterna presente en la salida de un transformador elevador, controlado por un variador de tensión (VARIAC), sin embargo en nuestro caso, considerando que el requerimiento de potencia está dado en el orden de los mili-watios, simplemente en su lugar utilizaremos un convertidor AC/DC convencional o un rectificador de onda completa que nos entregue pequeños voltajes de $5 V_{DC}$ o $12 V_{DC}$ (ver Figura 6.2.a).

Recomendación: Una unidad de potencia de un viejo PC o de un viejo reproductor de DVD, pueden ser una muy buena opción considerando que estas unidades abastecen voltajes de $\pm 12 V_{DC}$ y $\pm 5 V_{DC}$.

6.1.2.2 Bloque 2 - Generador de pulso con forma de onda normalizada

Para generar el pulso tipo rayo equivalente en tiempo y forma al LEMP y semejante al pulso normalizado utilizado para “pruebas” de transformadores, proponemos utilizar una adaptación del circuito tipo B propuesto por Erwin Marx [59] y presentado en la Figura 4.16.b.

En nuestro circuito (ver Figura 6.2.b) en lugar de un espinterómetro **SSGap** utilizamos un sencillo pulsador de contacto rápido (‘Fast tact switch’) el cual instalamos entre **R1** y **R2** | **C2**. Además con el fin de darle maniobra y control de usuario a los tiempos frontal **t₁** y de cola **t₂** agregamos para el manejo de tiempo frontal un Potenciómetro rotatorio multi-vuelta de ajuste (trimpot **P₁**), en serie con **R₁** y para el manejo del tiempo de cola reemplazamos **R₂** por un Potenciómetro rotatorio multi-vuelta de ajuste (trimpot **P_{2a}**), en serie con un Potenciómetro simple **P_{2b}**, para control de usuario. De esta manera los cálculos para los tiempos **t₁** y **t₂** formulados en las expresiones (67) y (68) quedan así:

$$t_1 = 3(R_1 + P_1) \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = 3(R_1 + P_1)C_e \quad (91)$$

Donde:

$$C_e = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}, \text{ además si } (R_1 + P_1) \text{ esta expresada en ohmios y } C_e \text{ en microfaradios, } t_1 \text{ se}$$

obtiene en microsegundos.

$$t_2 = 0.7[(R_1 + P_1) + (P_{2a} + P_{2b})](C_1 + C_2) \quad (92)$$

Es sabido que para conseguir un buen rendimiento del generador (o relación entre la tensión de cresta del impulso y la tensión de carga DC, **V₀**) se debe cumplir que:

$$C_1 \gg C_2,$$

Y por otra parte para conseguir la forma de onda tipo rayo se debe cumplir también que:

$$R_1 \ll R_2$$

O como en nuestro caso que:

$$(R_1 + P_1) \ll (P_{2a} + P_{2b})$$

Con estas condiciones hacemos:

$$C_1 + C_2 \approx C_1 \text{ y}$$

$$[(R_1 + P_1) + (P_{2a} + P_{2b})] \approx (P_{2a} + P_{2b})$$

Con lo cual podemos simplificar las ecuaciones (91) y (92), obteniendo:

$$t_1 \cong 3(R_1 + P_1)C_2 \quad (93)$$

Que indica que la duración del frente de la onda de tensión en el condensador **C₂** es directamente proporcional a la resistencia de frente (**R₁ + P₁**) y a la capacitancia del objeto de prueba conectado en paralelo a **C₂** y

$$t_2 \cong 0.7(P_{2a} + P_{2b})C_1 \quad (94)$$

Indicando que el tiempo de cola depende proporcionalmente de la resistencia de cola **R₂** y del capacitor **C₁**.

Es importante señalar que especificados los valores deseados para \mathbf{t}_1 y \mathbf{t}_2 , y conociendo los valores de \mathbf{C}_1 y \mathbf{C}_2 , es posible establecer, al menos en una primera aproximación, los valores necesarios de \mathbf{R}_1 y \mathbf{R}_2 para obtener en la salida del bloque 2 de nuestro simulador LEMP un pulso $\mathbf{V}_P(\mathbf{t})$ con la forma de onda deseada (similar a la Figura 4.19).

6.1.2.3 Bloque 3 - Inyector de componentes espectrales (modulador AM)

Obtenida la forma de onda pseudo-normalizada debemos ahora inyectarle una composición espectral de frecuencias sin que esta se altere, para así alcanzar una onda similar al LEMP real. La idea es inyectar el espectro mediante equipos Generadores de Frecuencia.

De acuerdo con nuestro modelo (ver Figura 4.12), esta composición espectral es generada con el supuesto de que la antena rayo es excitada en su base por un arreglo de osciladores conectados en paralelo. Sin embargo sabemos que en la práctica conectar equipos generadores de frecuencia ('wave oscillators') en paralelo produce corrientes de retroalimentación que pueden dañar estos dispositivos, porque como mínimo, deben tener la misma tensión de salida y se deben conectar en la fase apropiada, ya que si existen diferencias significativas, pueden "luchar" entre sí, enviándose entre ellos potencias de ida y vuelta, lo que limitaría la potencia disponible para una carga externa, además de que las fuentes conectadas en paralelo deben ajustar sus salidas para mantener el desbalance de corriente cero.

Para obviar este problema de diseño, nuestra solución es muy simple: realizar un acople inductivo conectando cada generador de frecuencia a un transformador de señal del lado de su bobina de mayor impedancia óhmica (la cual actuará como bobina primaria) y a su vez conectar en serie las bobinas secundarias de estos transformadores siguiendo el diagrama del circuito propuesto en la Figura 6.2.c. De esta forma se logran inducir corrientes sinusoidales específicas sobre la onda tipo rayo emitida por el generador de pulso propuesto, obteniendo al mismo tiempo un tipo de modulación AM, donde como señal portadora actuará el pulso tipo rayo con una amplitud \mathbf{A} variante en el tiempo y equivalente a la $\mathbf{V}_P(\mathbf{t})$ generada por el bloque 2 (ver Figura 6.2.b) y como señales moduladoras actuarán las frecuencias emitidas por los generadores e inducidas a través de los transformadores. En este caso la señal tipo LEMP obtenida con el circuito del generador propuesto, la cual denominaremos $\mathbf{V}_{GLEMP}(t)$ es similar a la señal $\mathbf{V}_{LEMP}(\mathbf{t})$ modelada con las expresiones (69) y (70) y estaría dada por:

$$\mathbf{V}_{GLEMP}(t) = v_p(t) + \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_{G-i} \sin 2\pi f_{G-i}(t) \quad (95)$$

Donde f_{G-i} es la frecuencia emitida por el generador i -ésimo y \mathbf{A}_{G-i} es la amplitud inducida por el generador de frecuencia i -ésimo la cual estaría dada por:

$$\mathbf{A}_{G-i} = K_i a_i [\text{V}_{DC}] \quad (96)$$

Donde K_i es una constante de proporcionalidad (razón de transferencia) dada por el transformador \mathbf{T}_i y a_i es la amplitud fijada por el usuario en cada i -ésimo Generador.

6.1.3 Ensamblaje físico del circuito

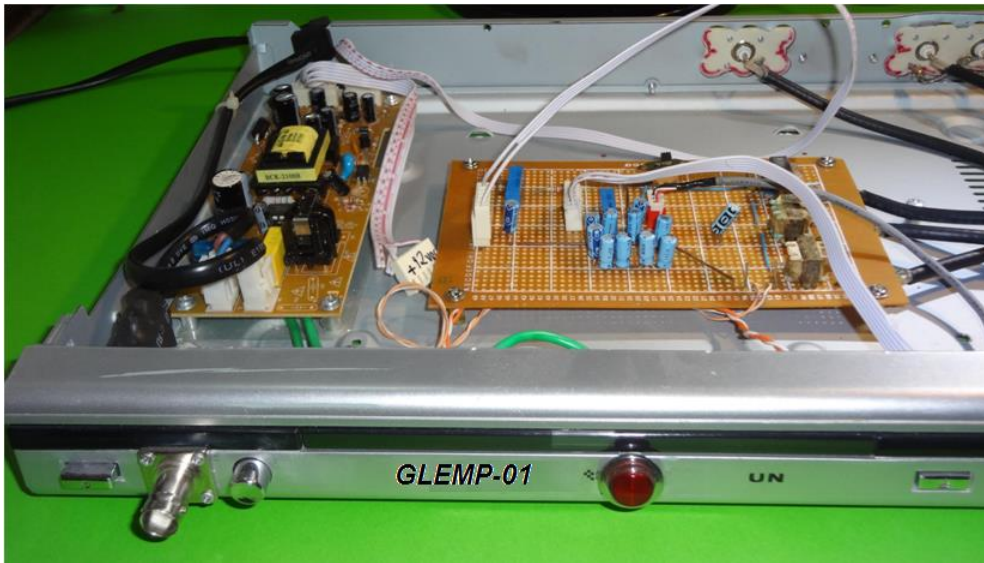


Fig. 6.3: Foto circuito físico del generador-01 de LEMP simulado

Para el ensamblaje del circuito se ha utilizado un viejo reproductor de DVD (ver Figura 6.3) del cual se usa el chasis, el módulo de potencia (el cual provee la alimentación DC con valores de +5, -5, +12 y -12 V_{DC} de alta estabilidad), los pulsadores de contacto rápido y el potenciómetro de volumen del panel frontal, con lo cual se comienza reduciendo costos.

Para los valores de C_1 , C_2 , R_1 , P_1 , P_{2a} y P_{2b} se mantienen las siguientes relaciones:

1. $C_1 \gg C_2$
2. $(R_1 + P_1) \ll (P_{2a} + P_{2b})$.

Dos valores para los capacitores electrolíticos pueden ser $C_1 = 470 \mu\text{F}$ y $C_2 = 0.047 \mu\text{F}$ considerando que mantienen una relación $10.000 \gg 1$ y pueden encontrarse fácilmente en radio-receptores en desuso.

Como en la práctica comercialmente no existen condensadores electrolíticos de $0,047 \mu\text{F}$ este valor se obtiene conectando en serie 10 condensadores electrolíticos de $0,47 \mu\text{F}$ (valor mínimo de condensadores dieléctricos comerciales), de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$\frac{1}{C_e} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i} \quad (97)$$

Otros elementos que pueden conseguirse de radio-receptores y tarjetas Fax-módem en desuso son los transformadores de señal.

Como conectores de entrada/salida fueron utilizados conectores BNC estándar.

En el proceso de montaje es importante tener en cuenta los siguientes tips:

- Los puntos de entrada de los generadores de frecuencia no deben tener ningún contacto común con el fin de evitar cualquier tipo de corriente de retroalimentación (tierra aislada).

- Al conectar los transformadores de señal, la bobina de mayor resistencia óhmica se debe conectar del lado del equipo generador de frecuencia (actuando como bobina primaria) caso contrario a lo habitual en los transformadores de tensión.
- Es deseable en el caso propuesto, que las resistencias óhmicas de las bobinas primarias sean de mucho valor comparadas con las bobinas secundarias y que a su vez estas bobinas secundarias sean de un valor muy bajo ($2 - 30 \Omega$), con el fin de lograr que los voltajes inducidos no afecten la forma de onda.
- Como la respuesta en frecuencia de cada transformador de señal utilizado depende de su relación de transferencia, de su diseño y material de construcción, es muy importante determinar muy cuidadosamente su ancho de banda con el fin de evitar generación de armónicos indeseados. Estos datos se deben registrar como parte de las especificaciones del dispositivo como información técnica para el usuario final. En la tabla 6-1 siguiente se encuentran consignadas las especificaciones de los tres (3) transformadores conectados en el GLEMP01:

Tabla 6-1: Especificaciones técnicas de los transformadores de señal utilizados

Nro. Transf.	Tipo / Descripción	Resistencia B. Secundaria	Resistencia B. Primaria	Ancho de Banda (F1 - F2)
T1	Azul (Mouser)	2Ω	62Ω	100 Hz - 50 kHz
T2	Verde	8Ω	30Ω	170 Hz - 920 kHz
T3	Amarillo	2Ω	8Ω	100 Hz - 5 MHz

Nota técnica: Las resistencias de las bobinas de los transformadores de señal fueron medidas solamente en continua para determinar su actuación como primaria (la que irá conectada del lado del Generador de señal) o secundaria (la que irá conectada del lado del circuito GLEMP01). Los anchos de banda fueron medidos con relación al punto de 3 dB, conectando por un lado del transformador (bobina primaria) un generador de funciones y por el otro (bobina secundaria) un osciloscopio y procurando que la señal (tono puro) no fuera a sufrir ningún tipo de distorsión.

Adaptador de impedancias

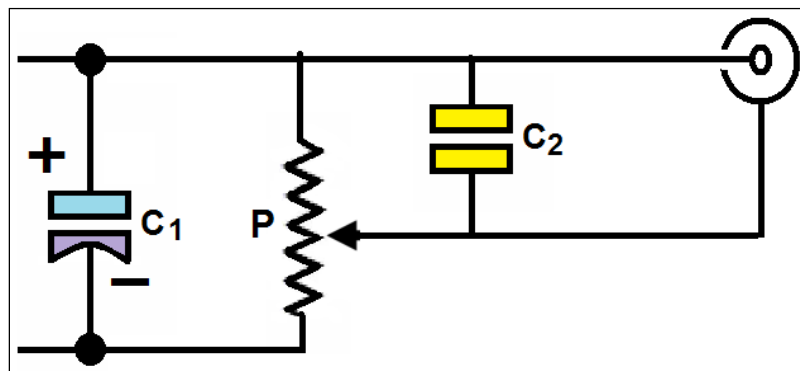


Fig. 6.4: Diagrama etapa adaptación de impedancias

Observación: Cuando el GLEMP01 fue conectado directamente a las tarjetas de

adquisición de datos (DAQ's), en la etapa de pruebas de las aplicaciones software para análisis espectral no se presentaron problemas con el comportamiento del dispositivo, y este actuó conforme lo esperado, sin embargo cuando se conectó directamente a las etapas de filtrado de los módulos de detección RF la señal presentó una atenuación muy marcada, debido a una caída de tensión causada por las impedancias de entrada de estos módulos. El problema se resolvió implementando el adaptador mostrado en la Figura 6.4, y asignándole los siguientes valores a sus elementos:

$P = 1 \text{ M}\Omega$, $C1 = 4,7 \text{ uF}/16 \text{ V}$ (Electrolítico), $C2 = 1 \text{ }\mu\text{F}/100 \text{ V}$ (Polipropileno)

Conexiones del GLEMP01

En la parte posterior: El equipo presenta tres (3) entradas (conectores BNC), asociadas a los transformadores T1, T2 y T3 respectivamente. A estas entradas de inyección espectral se pueden conectar directamente tres (3) generadores de señal o seis (6) si se utilizan conectores "BNC-T", respetando eso sí los anchos de banda relacionados en la tabla 6-1.

En la parte frontal: En el lado izquierdo se encuentra un conector BNC de salida, desde el cual se puede adquirir la señal $V_{\text{GLEMP}}(t)$ generada por el dispositivo simulador.

En la foto de la Figura 6.5 podemos apreciar el dispositivo GLEMP01 ensamblado en el chasis, conectado en su entrada posterior de tres (3) puertos con tres generadores de frecuencia y en su única salida con un analizador de espectro con un ancho de banda que va de 9 kHz a 3 GHz.

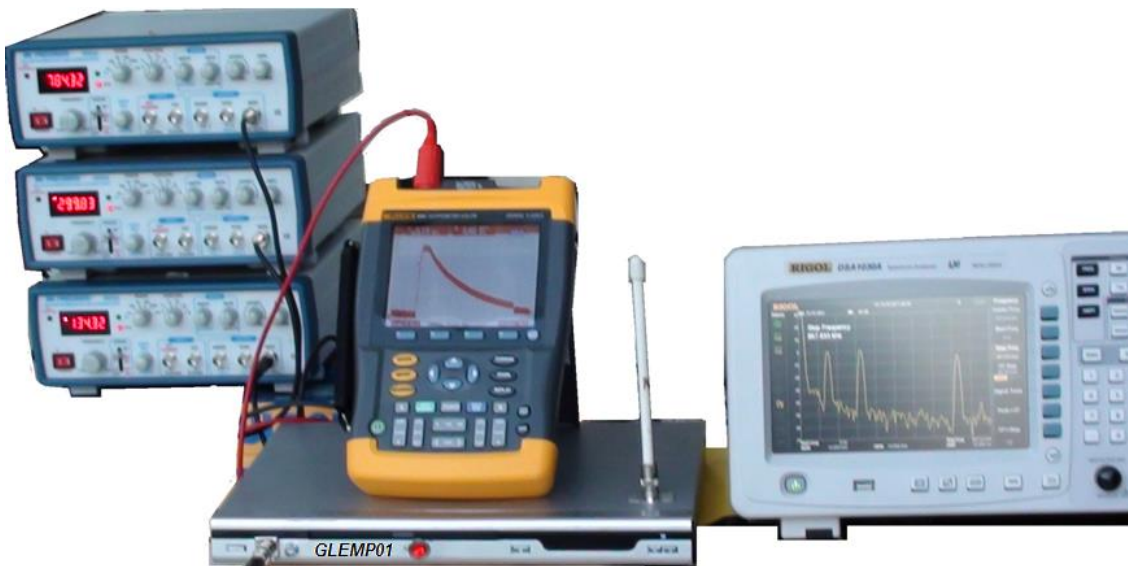


Fig. 6.5: Foto dispositivo HW GLEMP01 con equipos conectados para prueba.

6.1.4 Pruebas del dispositivo

6.1.4.1 Pruebas de la forma de onda generada

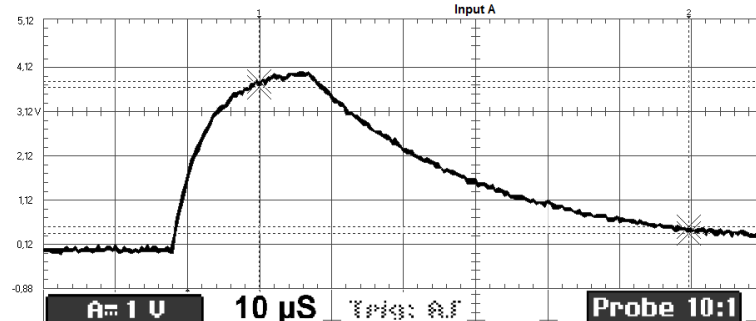


Fig. 6.6: Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↑ y P2b↓

Conectado un Osciloscopio Digital con 200 MHz de ancho de banda y 2,5 GS/s [64] a los puntos A y B del circuito (ver Figura 6.2) y energizado el dispositivo GLEMP01 se comprueba que el equipo no genera ningún tipo de señal en modo reposo. Se fija luego el potenciómetro P2b (mediante una perilla ubicada en el panel frontal del equipo) en la mínima posición ($P2b = 0 \Omega$), posteriormente se pulsa el botón SW1 y se obtiene una gráfica como la mostrada en la Figura 6.6. Luego utilizando un destornillador de precisión se cambia el valor de P1 a su mínimo, se pulsa SW1 nuevamente y se obtiene un cambio del tiempo frontal de la onda como el registrado en la Figura 6.7 (aquí la onda presenta ya un tiempo de frente similar a la onda normalizada).

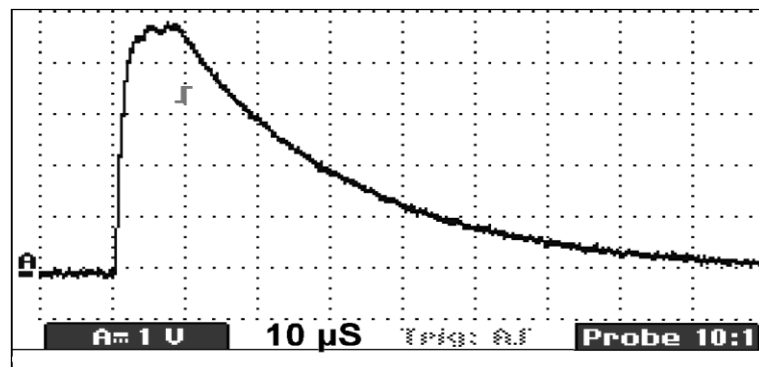


Fig. 6.7: Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↓ y P2b↓

Luego se varía el valor de P2b con el fin de obtener su valor máximo de resistencia, se pulsa SW1 y se obtiene un cambio del tiempo de cola del pulso. En este punto la forma de onda del pulso ya adquirió la forma deseada (ver Figura 6.8) y el interruptor SW1 ha sido pulsado de la forma más rápida posible.

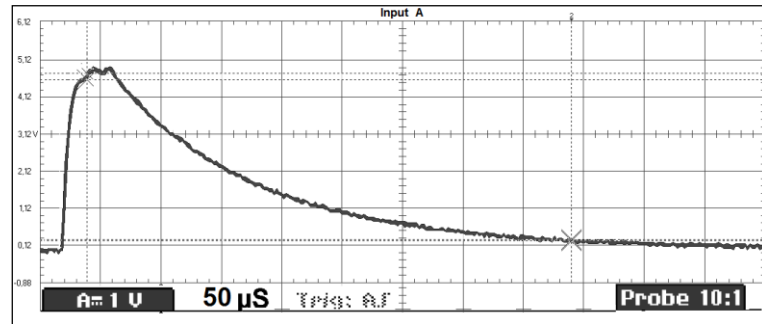


Fig. 6.8: Forma de onda generada por GLEMP01 con P1↓ y P2b↑↑

A continuación se pulsa el SW1 en una forma más lenta y se observa que el tiempo de caída del pulso se alarga como se puede observar en el registro de la Figura 6.9.

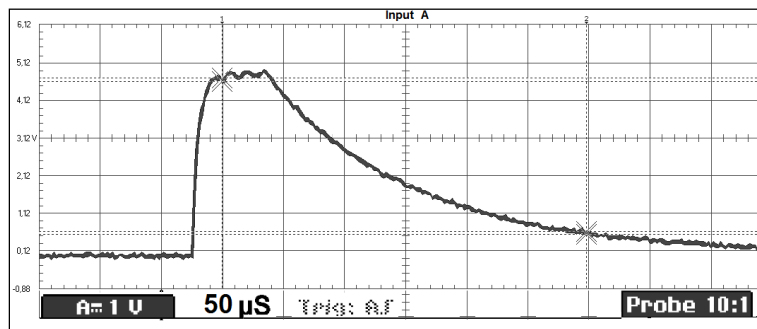


Fig. 6.9: Forma de onda generada por GLEMP01 con t_3 ↑↑

6.1.4.2 Pruebas del inyector de espectro

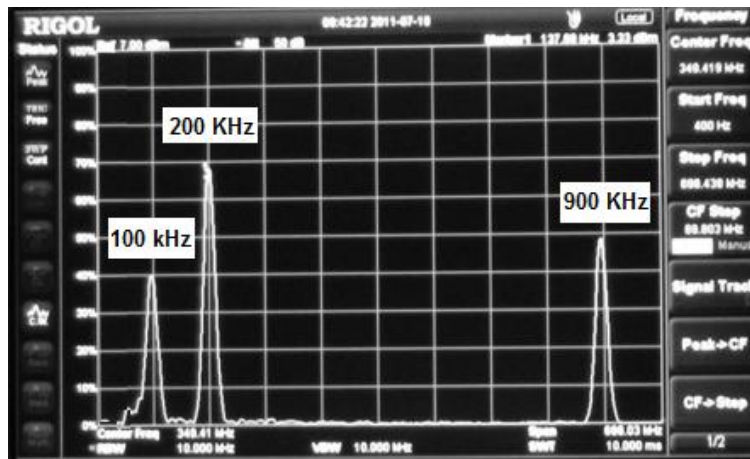


Fig. 6.10: Analizador de Espectros mostrando frecuencia detectadas

Se coloca el interruptor SW2 en posición “abierto” (ver Figura 6.2) y se conecta un Analizador de espectro con ancho de banda 9 kHz – 3 GHz [65] a los puntos C y D del circuito. Luego se fijan los tres (3) generadores de frecuencia conectados al dispositivo

con valores $F_1 = 100 \text{ kHz}$, $F_2 = 200 \text{ kHz}$ y $F_3 = 900 \text{ kHz}$ respectivamente. Se observa que efectivamente estas frecuencias son las que registra el analizador de espectro (ver Figura 6.10) y que no se detecta ninguna otra frecuencia. Luego se cambian los valores de Frecuencia ($F_1 = 10 \text{ kHz}$, $F_2 = 100 \text{ kHz}$ y $F_3 = 1000 \text{ kHz}$), así como las amplitudes A_i de las salidas de los generadores y se registran para compararlas con las obtenidas con otro equipo Analizador de espectro, en este caso un Escopómetro [64] en modo Analizador de Espectro (ver Figura 6.11).

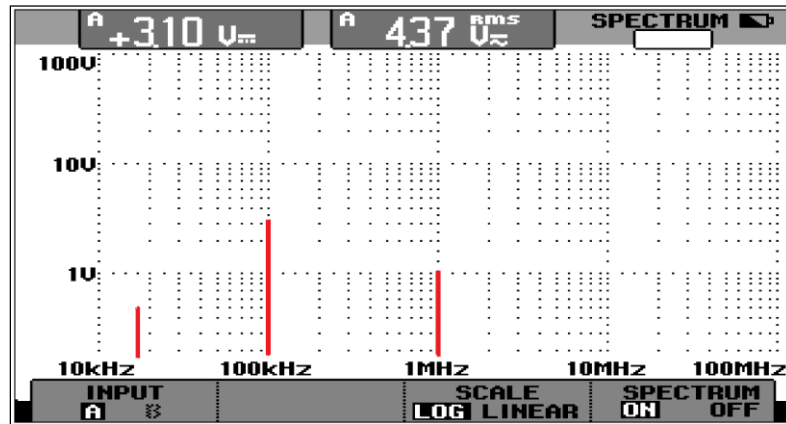


Fig. 6.11: Escopómetro en modo "Spectrum" mostrando frecuencias detectadas

6.1.4.3 Prueba final del Generador 01 de LEMP simulado

Fijamos el interruptor SW2 en posición "cerrado" y conectamos ahora un nuevo Analizador de Espectro [66] al conector de salida del equipo. Pulsamos varias veces SW1 y observamos que el analizador continúa registrando las mismas frecuencias inyectadas (ver Figura 6.12) solo que ahora se observa una gran intensidad de energía en la componente continua ($F = DC = 0 \text{ Hz}$).

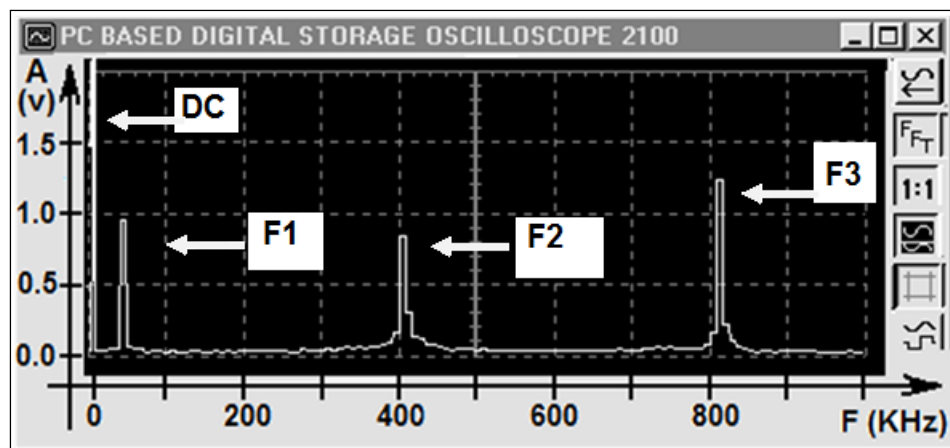


Fig. 6.12: Espectrometro mostrando frecuencias F_1 , F_2 , F_3 y componente DC.

Conectamos nuevamente el Osciloscopio Digital al conector de salida del GLEMP01, pulsamos SW1 y obtenemos un pulso similar al normalizado pero con composición espectral de frecuencias acercándonos en semejanza al LEMP real (ver Figura 6.13).

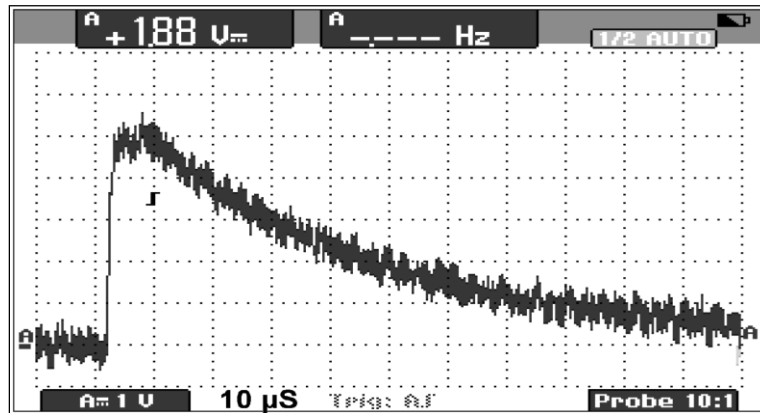


Fig. 6.13: Osciloscopio Digital mostrando forma de onda similar al LEMP real

6.1.4.4 Análisis de las pruebas

El hecho de que el equipo en estado energizado ('Power-On') y que antes (en modo reposo) de la pulsación de SW1 (momento de inicio del pulso) no presenta ningún tipo de señal, garantiza la ausencia de un "Ruido" que provoque la distorsión de la señal objeto.

El cambio de valor en P_1 se refleja en el tiempo frontal de la onda (ver Figuras 6.6 y 6.7), con lo cual quedan demostradas las relaciones expresadas en (91) y (93).

El cambio de valor en P_{2b} se refleja en el tiempo de cola de la onda (ver Figuras 6.6 y 6.8), con lo cual quedan demostradas las relaciones expresadas en (92) y (94).

La demora en el tiempo de pulsación de SW1, además de alargar el tiempo de carga de C_2 , alarga el tiempo de cola de la onda, con lo cual, para el caso concreto de nuestro dispositivo generador de LEMP simulado, el tiempo t_2 de la expresión (94), considerando además que se mantiene la relación $C_1 \gg C_2$, quedaría dado por:

$$t_2 \cong 0.7(P_{2a} + P_{2b})C_1 + t_3 \quad (98)$$

Donde t_3 es el tiempo de contacto aplicado en la pulsación de SW1.

Lo ideal sería llevar t_3 a un valor muy cercano a cero ($t_3 \rightarrow 0$), sin embargo esto obligaría a utilizar otro tipo de interruptor (por ejemplo opto-electrónico), lo cual aumentaría los costos de ensamblaje del dispositivo. Requerimiento que se consideró innecesario teniendo en cuenta el objetivo de diseño trazado para el equipo en cuestión.

Finalmente se puede afirmar que la forma de onda obtenida (ver Figura 6.12) cumple los objetivos de diseño considerando su semejanza con la forma de onda plena del impulso normalizado 1,2/50 μs .

6.1.5 Conclusiones sobre el GLEMP-01 implementado

El equipo permite al usuario el control de los tiempos frente/cola de la onda además de las frecuencias de inyección y sus intensidades, dándole una gran versatilidad en las posibilidades de forma de onda ofrecida así como de composición espectral.

Si comparamos la Figura 4.14 con la Figura 6.12 podemos concluir que el equipo ofrece un pulso verdaderamente similar al LEMP real.

Dado que este Generador-simulador del LEMP emite un pulso con composición espectral controlada (el usuario elige las frecuencias y sus intensidades) se puede afirmar que este dispositivo permite probar el correcto funcionamiento de cualquier detector de rayos que utilice técnicas de tanque resonante.

El simulador en cuestión permite validar si una ADC cumple con las especificaciones de resolución y muestreo requeridas para un equipo de detección de LEMP considerando que genera una señal no solo semejante en su forma de onda sino en su composición espectral.

Finalmente es importante resaltar, que cuando se diseña un detector LEMP con tecnología SDR una de las tareas difíciles en el diseño de la aplicación software para análisis espectral consiste en la capacidad que tengan los algoritmos o métodos utilizados de definir cuando las frecuencias supuestamente detectadas son reales o simplemente fugas espectrales producto de los procedimientos matemáticos aplicados. El hecho de que este Simulador de LEMP genere un pulso no solo semejante en su forma de onda al pulso emitido por el rayo, sino que ofrezca una composición espectral controlada (frecuencias conocidas y cero armónicas), convierte este generador-simulador de LEMP en una de las herramientas más útiles a la hora de validar si los algoritmos o métodos de análisis espectral utilizados en la aplicación software propuesta ofrecen datos verdaderos.

Por último, no olvidemos que no siempre tendremos un rayo a la mano, disponible para su investigación.

6.2 GLEMP02 - Generador LEMP simulado (circuito RL)

El GLEMP01 es un circuito RC y entrega la señal LEMP simulada en un puerto BNC para su transferencia vía cable coaxial, de tal forma que si quisiéramos convertir el dispositivo en un sistema de emisión inalámbrica buscando probar los módulos detectores RF del equipo Frontal, tendríamos que amplificar la señal para luego inducirla en una antena banda ancha. El problema es que si lo hiciéramos así, transformaríamos nuestro dispositivo en un sistema LTI de 2° Orden, pues mutaría de RC a RLC, de tal manera que el dispositivo reformado ya no emitiría una señal tipo LEMP, sino una señal con forma de onda tipo sinusoidal sub-amortiguada similar a la graficada en la Figura 4.26.

Por otro lado el GLEMP01 se energiza de la red comercial de distribución eléctrica y su diseño no contempla un sistema de alimentación autónomo con baterías, aspecto que le resta portabilidad al dispositivo, pues no se facilita su desplazamiento para mediciones “in situ” por ejemplo en el techo del edificio donde serán finalmente instaladas las antenas de los módulos del Equipo Frontal.

La razones anteriores explican el porqué aunque el GLEMP01 resultó ser muy efectivo para probar la parte software del equipo, se hace necesario e indispensable diseñar un nuevo dispositivo generador de LEMP simulado con funcionalidad de emisión inalámbrica y con características de portabilidad. El presente sub-capítulo trata sobre este nuevo dispositivo.

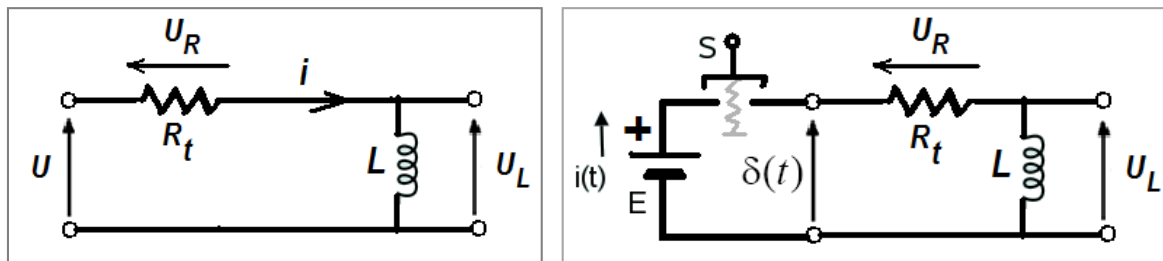
6.2.1 Requerimientos técnicos

Con el fin de probar los módulos del equipo frontal en las diferentes fases de construcción, fue necesario que el nuevo generador de LEMP simulado satisficiera las siguientes especificaciones:

- **Antena:** El simulador debe estar dotado con una antena de emisión de campo EM.
- **Forma de onda:** La forma de onda del campo EM emitido debe ser la de un pulso tipo rayo conforme los estándares IEC 60060-1 [13] y ANSI/IEEE Standard 4-U.S.A [14].
- **Duración del pulso:** El pulso a emitir debe ser de muy corta duración, de tal forma que con relación a los tiempos de los sistemas bajo prueba, pueda ser interpretado como un impulso unitario. Además el pulso no debe presentar características oscilatorias.
- **Potencia:** El pulso emitido debe tener la suficiente energía de radiación.
- **Portabilidad:** Opcionalmente el simulador debe ser de poco peso y alimentarse con baterías recargables para facilitar su desplazamiento hasta los sitios de ubicación de las antenas (generalmente sitios altos como techos, terrazas, etc.).

6.2.2 Análisis de diseño

Aplicando ingeniería inversa, la generación de un pulso tipo rayo de corta duración y sin comportamiento oscilatorio, requiere que el circuito sea necesariamente pasivo y de primer orden. Condición que cumplen los circuitos tipo RC o RL. Ahora bien, con el fin de generar el campo magnético apropiado (emisión por inducción magnética), la antena debe ser tipo bobina, de lo cual se desprende que el circuito debe ser solo del tipo RL (ver Figura 6.14), pues si se elige un circuito tipo RC y se conecta este a una antena bobina, el circuito cambiaría a tipo RLC de 2º orden. Analicemos a continuación como trabaja un circuito RL de 1er orden:



a) Circuito RL

b) Circuito RL energizado

Fig. 6.14: Circuito RL – Sistema LTI de primer orden

Los circuitos de primer orden son circuitos que contienen solamente un componente C o L que almacena energía, y que además pueden describirse usando solamente una ecuación diferencial de primer orden. RC y RL son los dos posibles tipos de circuitos de primer orden. En la Figura 6.14.a se puede apreciar un circuito RL y la ecuación

diferencial que rige el circuito es la siguiente:

$$U(t) = L \frac{di}{dt} + R_t i \quad (99)$$

Ahora, con el fin de abastecer de energía el circuito le conectamos una fuente DC y un interruptor (ver Figura 6.14.b.).

Veamos entonces como trabaja:

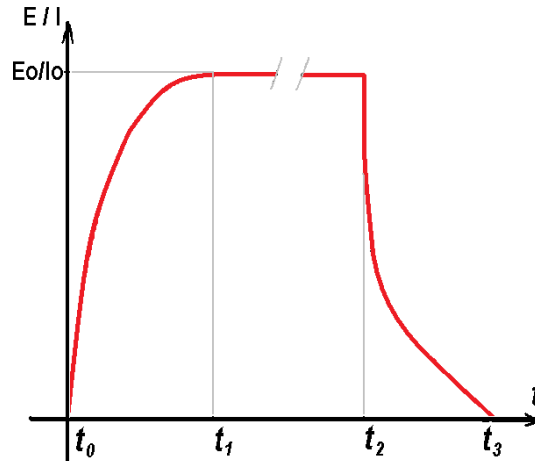


Fig. 6.15: Respuesta circuito RL a un pulso DC

Al cerrar el interruptor S en el circuito serie RL, la bobina crea una fuerza electromotriz (f.e.m.) que se opone a la corriente que circula por el circuito. Como consecuencia de ello, en el instante de cierre del interruptor (t_0 en la Figura 6.15) la intensidad será nula e irá aumentando exponencialmente hasta alcanzar su valor máximo, $I_0 = E/R_t$ (de t_0 a t_1). Si a continuación, en el mismo circuito abrimos S (se hará circuito abierto en la red RL), y el valor de I_0 no desaparecería instantáneamente, sino que iría disminuyendo de forma exponencial hasta hacerse cero (de t_2 a t_3). Se dan por lo tanto dos tipos de régimen de funcionamiento:

- Transitorio: desde t_0 a t_1 (carga) y desde t_2 a t_3 (descarga).
- Permanente: desde t_1 a t_2 .

La duración del régimen transitorio depende de los valores de la resistencia R_t y de la auto-inductancia L de la bobina. Inicialmente en el tiempo cero $I_L(t=0) = 0$. Luego en el proceso de carga toma el siguiente valor:

$$I_L(t_0 < t \leq t_1) = I_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (100)$$

Donde τ es la denominada **constante de tiempo** (en segundos), siendo su valor en un circuito RL:

$$\tau = \frac{L}{R_T} \quad (101)$$

La constante de tiempo τ caracteriza la « duración » del régimen transitorio. Así, la corriente permanente del circuito se establece a 1% después de una duración de 5τ .

Cuando la corriente se convierte en permanente, (99) se simplifica en:

$$U(t_1 < t \leq t_2) = R_t \cdot i \quad (102)$$

Ya que en ese momento $L \frac{di}{dt} = 0$.

Luego en el proceso de descarga (t_2 a t_3), I_L toma el siguiente valor:

$$I_L(t_2 < t \leq t_3) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (103)$$

Ahora bien, las ecuaciones (101), (102) y (103) son suficientes para calcular la corriente I_L de la bobina, sin embargo si consideramos que el primer requerimiento establecido para nuestro circuito RL, consiste en la generación de un pulso de muy corta duración (tipo rayo), entonces una interpretación de la Figura 6.14 desde el punto de vista de la teoría de señales [67], nos brinda una aproximación más apropiada de nuestro objetivo. Veamos:

El circuito **RL** (no energizado) de la figura 6.14.a. puede interpretarse como un sistema **LTI** [68], cuya función de transferencia **H(s)** viene dada por:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (104)$$

Donde Y(s) y X(s) corresponden en el dominio de la frecuencia a las funciones de salida y entrada al sistema. Ahora bien, si en (99) dividimos los términos por R_t , y entonces hacemos $i = y$, podemos expresarla como:

$$\tau y(t)' + y(t) = x(t) \quad (105)$$

Aplicando la transformada de Laplace,

$$\tau s Y(s) + Y(s) = X(s) \quad (106)$$

Y despejando en (104), la función de transferencia será:

$$H(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (107)$$

Ahora, recordemos que si la “Función de transferencia” de un sistema está dado por **H(s)**, entonces la “Respuesta al impulso” del sistema está dado por **h(t)**, donde **h(t)** es la Transformada Inversa de Laplace de **H(s)**, así:

$$h(t) = L^{-1}\{H(s)\} \quad (108)$$

Usualmente para obtener la “Respuesta al impulso” se debe aplicar a la entrada del sistema un impulso unitario $\delta(t)$. De tal forma que si en la Figura 6.14.b. como interruptor **S** utilizamos un pulsador rápido y asumimos que el pulso aplicado al sistema tiene una duración cercana a cero ($t \rightarrow 0$), entonces en la práctica obtenemos el impulso unitario

$\delta(t)$, y la Figura 6.14.b. puede ser reinterpretada como la Figura 6.16, así:

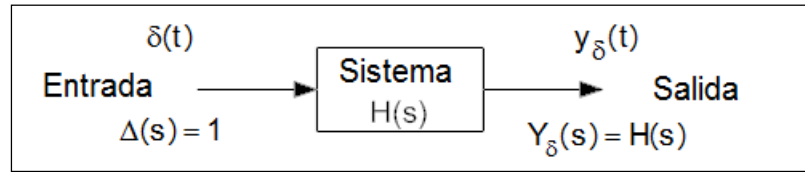


Fig. 6.16: Sistema LTI excitado en la entrada por $\delta(t)$.

Ahora, si $x(t) = \delta(t)$, entonces $X(s) = 1$, y por tanto

$$Y(s) = H(s) \quad (109)$$

De esta manera aplicando la transformada inversa de Laplace en (107) se obtiene la Respuesta al Impulso:

$$h(t) = y_{\delta}(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (110)$$

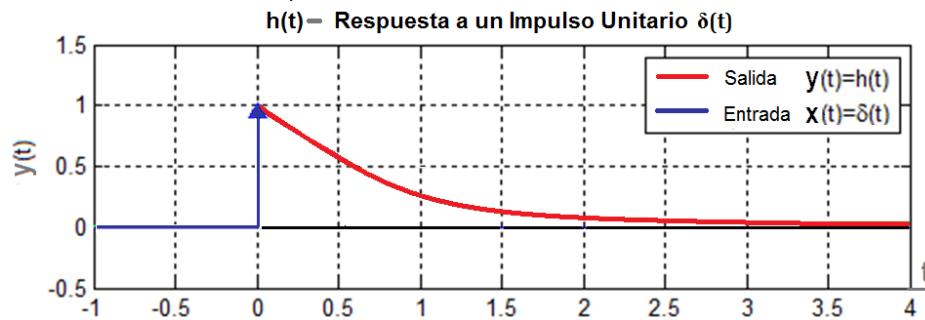


Fig. 6.17: Respuesta al Impulso de un Sistema de Primer Orden

En la Figura 6.17 graficamos la Función expresada en (110) y tal como se puede apreciar, hemos obtenido teóricamente un pulso aproximado al deseado, ahora solo queda pasar de la teoría a la práctica.

6.2.3 Circuito eléctrico del GLEMP-02

En la Figura 6.18 se muestra el circuito eléctrico del diseño implementado, el cual está compuesto por los siguientes elementos:

- **L1-** Antena Bobina: Esta antena fue construida con alambre de cobre esmaltado calibre 14 AWG, como núcleo se utilizó un tubo PVC de 21 mm diámetro y presenta los siguientes datos:
 $L=83.3 \mu\text{H}$, $R=0.3 \Omega$, Longitud bobinado= 55 cm, # espiras= 337.
 La antena se acopla a un cable coaxial RG-58/u terminado en un conector BNC macho.

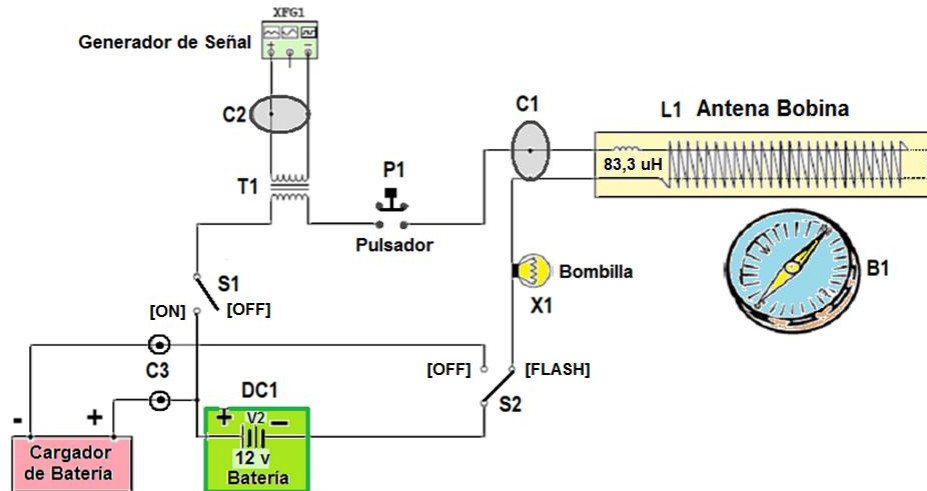


Fig. 6.18: Circuito eléctrico del GLEMP02

- **B1**- Brújula: Sirve para confirmar si la antena emite campo EM (se coloca la antena encima de la brújula y al presionar el pulsador, la brújula se mueve levemente).
 - **T1**- Transformador de señal: Este elemento es opcional y cumple la función de inyección espectral. **Tip**: Al circuito RL debe conectarse la bobina secundaria (la de menor resistencia ohmica).
 - **DC1**- Batería de motocicleta: Con el fin de brindarle portabilidad al sistema se usa una pequeña batería liviana de motocicleta con los siguientes datos: $V=12$ VDC, A.H= 4 Amp.H. Ventaja= Recargable.
 - **X1**- Bombilla de automóvil: Como resistencia principal se usa una bombillita de automóvil con los siguientes datos: $V= 12$ VDC, $P= 6$ W, $R_B= 24\Omega$, Ventaja= sirve como indicador lumínico. **Tip**: Se debe tener en cuenta que dado que la resistencia del circuito RL debe ser muy pequeña si queremos obtener un pulso de muy corta duración, entonces si simplemente se replicara el circuito de la Figura 6.14.b. la batería entraría en corto y posiblemente puede explotar, aspecto que queda solucionado al utilizar una bombilla de interior de automóvil en su lugar.
 - **P1**- Pulsador: Debe ser de toque rápido para garantizar que el pulso sea muy corto.
 - **C1**- Conector BNC hembra: Para acople de la antena bobina.
 - **C2**- Conector BNC hembra: Para acople del generador de señal. Se conecta a la bobina primaria de T1.
 - **C3a/b**- Bananas hembra: Para acople con el cargador de baterías.
 - **S1/2**- Interruptores de una y dos vías: Conectan la batería al sistema.
- Para el montaje final se utilizó el chasis de un pequeño “Compresor de aire para inflar llantas de carro”. La Figura 6.19 muestra el prototipo obtenido.

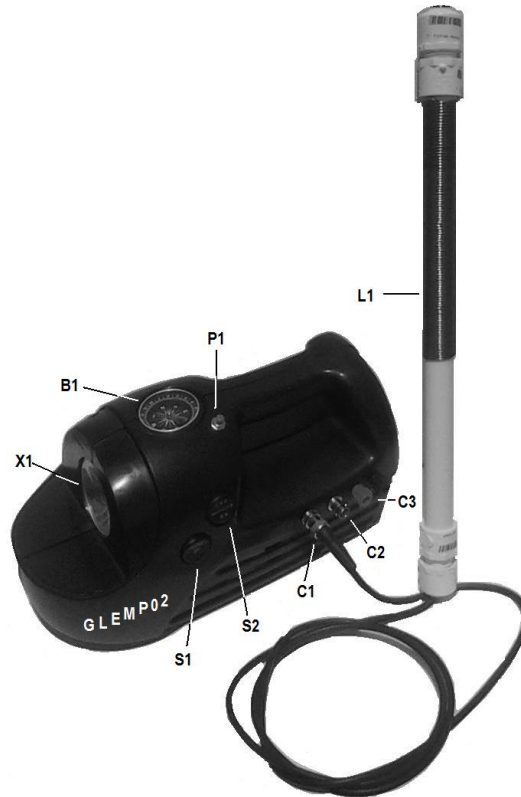


Fig. 6.19: Foto del dispositivo portátil GLEMP02 hecho en Colombia por UN

6.2.4 Prueba del GLEMP02

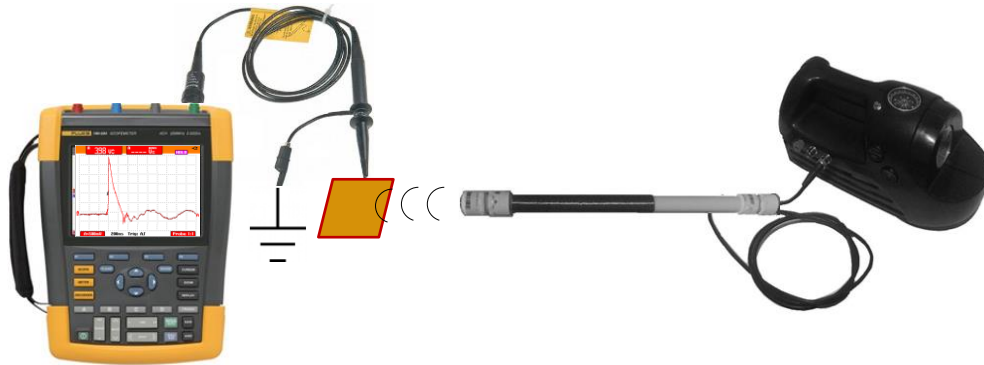


Fig. 6.20: Esquema de prueba del GLEMP02

Ensamblado el GLEMP02 se procede a la fase de prueba. En esta etapa es muy importante tener en cuenta que el sensor que se utilice para registro de la señal de prueba emitida por el GLEMP02, debe comportarse como un sistema LTI de primer orden y por tanto no puede contener elementos ni pasivos ni activos que adicione algún tipo de distorsión del campo EM medido. Debido a que inicialmente no se contaba con un sensor de campo EM, mediante un método heurístico de acierto y error se probaron diferentes esquemas de prueba, adoptando finalmente el esquema mostrado en la Figura 6.20.

En el esquema adoptado, para el registro de la señal emitida por el GLEMP02 se utiliza

un Osciloscopio Digital con 200 MHz de ancho de banda y 2,5 GS/s [64] el cual se programa con una división temporal de 200 nS para obtener una ventana de observación de 2,4 μ S. Como dispositivo sensor se utiliza una sonda de osciloscopio en modo [x10] a la cual se conecta en su punta de medición una pequeña placa de cobre cuadrada (de 10x10 cm) que actuará como antena, a su vez el cable de masa de la sonda se lleva a tierra física.

Nota: Aunque la sonda es [X10], en el osciloscopio se debe programar como [1:1] para forzar de esta manera una amplificación de la señal medida.

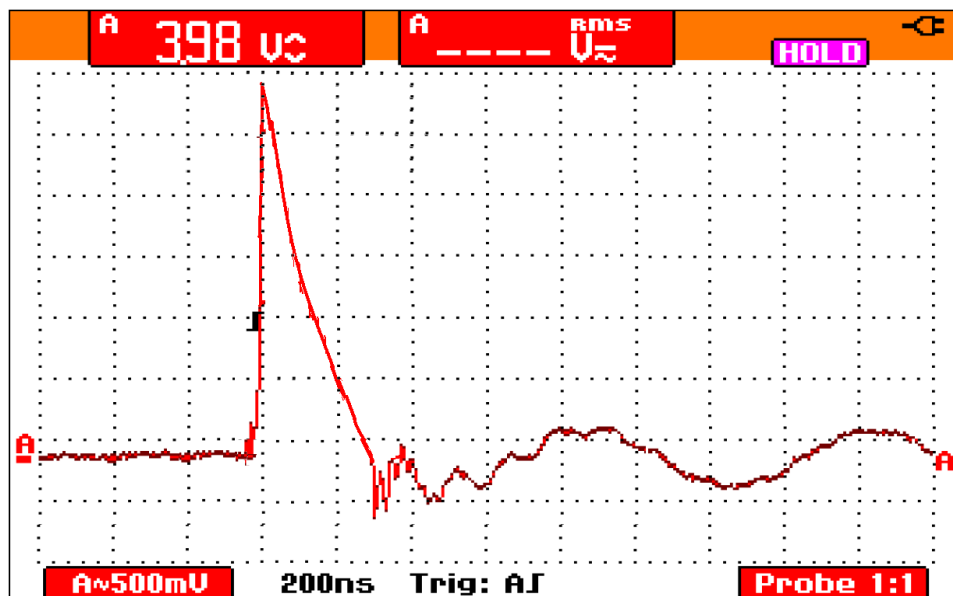


Fig. 6.21: Registro señal de prueba emitida por GLEMP02

La prueba

Encendido el osciloscopio digital se programa con una división de voltaje de 500 mV y un trigger de subida con disparo a 1V.

Se colocan el S1 y S2 del GLEMP02 en modos “ON” y “FLASH” respectivamente. Se acerca la Antena Bobina a la placa de cobre siguiendo el esquema de pruebas de la Figura 6.20.

Se pulsa el interruptor P1, se emite un pulso de prueba, y se obtiene así un registro de señal como el mostrado en la Figura 6.21 (registro seleccionado entre varios de los obtenidos por ser representativo en su forma de onda).

6.2.5 Conclusiones sobre el generador implementado

Si en la Figura 6.17 asumimos que cada unidad del eje vertical (Y) equivale a 3V y cada unidad del eje horizontal (X) equivale a 100 nS, encontramos total similitud entre la señal de la Figura 6.17 y la señal de prueba mostrada en la Figura 6.21. Igual similitud se encuentra si se compara la señal obtenida con la modelada en la Figura 4.19. De esta manera considerando la forma de onda y el tiempo de duración del pulso obtenido, se puede concluir que el dispositivo GLEMP02 emite un pulso tipo rayo.

La señal registrada en la Figura 6.21 valida los cálculos de las expresiones mostradas en el subcapítulo 6.2.

Queda demostrado que el GLEMP02 se convierte en una herramienta muy efectiva cuando se trata de determinar físicamente la respuesta al impulso (dinámica del sistema) de un Detector RF del LEMP (circuito RLC), considerando que al ser la duración del pulso que emite, tan pequeña en relación a los tiempos significativos de cualquier sistema RLC, puede ser tranquilamente interpretado como un Impulso Unitario - $\delta(t)$.

7. Diseño e implementación de los módulos del Equipo Frontal

El montaje de un Radio receptor con tecnología SDR asigna una alta prioridad de diseño a los módulos del equipo frontal (Front-End Equipment) dado que la sensibilidad del sistema se centra en estos módulos, así mismo su implementación es un acto de ingeniería que involucra entre otras, varias de las ramas más importantes de la teoría de Radio-Comunicaciones, como son la Radio Propagación, la Ingeniería de Antenas, Filtros y Amplificadores, sin contar aspectos básicos como Acople de Impedancias, eliminación de ruidos y manejo de la energía de retroalimentación con el fin de evitar que los amplificadores se conviertan en osciladores (generación interna de ruido) .

7.1 Requerimientos y propuesta de diseño

7.1.1 Requerimientos de diseño

1. El sistema de detección y registro del LEMP deberá ser instalado en el Campus “La Nubia” de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales con coordenadas geográficas $5^{\circ} 01' 42.5''$ de Latitud Norte y $75^{\circ} 28' 17.0''$ de Longitud Oeste, esto se traduce en una cercanía significativa con el Aeropuerto “La Nubia” de la ciudad de Manizales (ver fotos del Anexo D), cuya torre de comunicaciones se encuentra ubicada en un radio no superior a los 300 metros longitudinales medidos desde el sitio previsto de instalación, con las implicaciones de radiación en las bandas LF y MF autorizadas en Colombia para la Radionavegación Aeronáutica (Ley 1341 del 30 de julio de 2009).

2. La señal a detectar y registrar (el LEMP) es un pulso EM de muy corta duración (orden de los μs), con contenido amplio de RF (desde cerca DC hasta los GHz).

3. Este pulso EM es generado por una descarga eléctrica atmosférica (rayo) y por tanto cada suceso es completamente aleatorio.

4. Del LEMP no se tienen datos “a priori” de momento de aparición, ni de su potencia, ni de su duración.

5. El rayo será tratado como una emisora RF de la cual no sabemos en un instante dado su ubicación (sitio de impacto), potencia de emisión (potencia eléctrica de descarga) ni de su regularidad de funcionamiento (momentos de aparición del evento).

6. Con relación al LEMP (que para nosotros será la señal válida de información) en el sitio de detección se presenta inevitablemente contaminación EM causada por señales RF generadas por Emisoras de radio comercial así como por Instituciones de carácter oficial (Radio ayudas y sistema de comunicación Tierra-Aire del Aeropuerto, Policía, Ejército, etc.) y de carácter privado (ej. GENSA, HEINSOHN).

7. De acuerdo con los cálculos efectuados (ver Figura 4.13) el LEMP generado por un rayo lejano o medianamente cercano será detectado en el sitio como una señal débil del orden de los $\mu\text{W}/\text{m}^2$ de potencia.

8. Debe tenerse en cuenta que el edificio en cuyo techo serán instaladas las antenas es una estructura metálica compleja que por su propia naturaleza representa de por sí un fuerte retransmisor de ondas de muy baja frecuencia, en especial las asociadas con la red de distribución eléctrica (60 Hz y sus armónicos).

9. La señal LEMP a captar es una señal de tipo bipolar.

10. El tiempo de registro debe estar sincronizado con la hora legal colombiana (numeral 14 del artículo 6 del Decreto numero 4175 de 2011) con el fin de cotejar los datos obtenidos con otros sistemas de detección (Ej. Keraunos).

7.1.2 Módulo Frontal propuesto

Como se puede apreciar en la Figura 1.6 en un receptor SDR el módulo frontal (Front-End Equipment) consta de tres (3) secciones: Antenas, Filtros Pasa-Banda y Amplificadores.

A su vez en la Figura 4.21 se resume el diseño final propuesto, implementado y puesto en funcionamiento. Como se puede apreciar en este diseño, en lugar de una antena única se utiliza una agrupación de antenas y además se incluye un sistema autónomo de disparo (trigger), así como un sensor del campo (H) de la señal LEMP como dispositivo de validación de la correcta detección.

Justificación del sistema autónomo de Disparo (Trigger)

En el capítulo 2 (Contextualización) numeral 2.3.2 se justifica ampliamente la necesidad de un Sistema autónomo de Detección de la descarga atmosférica (módulo de Disparo-Trigger) argumentando razones técnicas relacionadas con el volumen de almacenamiento requerido por cada evento (rayo) en el proceso de registro digital de la señal LEMP. A primera vista y en forma desprevenida, una persona que no conozca bien el tema, pudiera pensar que este sistema de detección es posible obviarlo, si como “trigger” de activación del registro digital se toma simplemente el sobrepaso de un umbral de la señal LEMP detectada en su flanco de subida. Sin embargo esta solución no es viable considerando que el sistema de detección y registro de señal LEMP para análisis espectral que se quiere construir es de “Banda amplia” y que en el sitio donde se pretende instalarlo (Campus La Nubia) se presenta en forma estacionaria una contaminación de OEM muy

significativa (no olvidemos que la estación de análisis que se quiere implementar se encuentra muy próxima a un Aeropuerto, además de las señales generadas por las Emisoras comerciales del área). En otras palabras, como todo el tiempo contamos con señales en diferentes rangos de frecuencia que pueden activar el trigger de registro al superar un flanco de subida, se hace necesario implementar un sistema autónomo de disparo que de manera excepcional solo active el proceso de registro digital ante la presencia de un evento real de descarga atmosférica.

Justificación del sistema sensor de campo magnético (H) de la señal LEMP.

De acuerdo con la simulación obtenida en el capítulo 4 (Modelado del protocolo de Tx) numeral 4.3.2.1, al detectarse un evento de descarga atmosférica, como fruto de la respuesta al LEMP, el Detector RF (Sistema LTI de 2° orden) entregará en su salida una señal tipo sinusoidal sub-amortiguada (ver Figura 4.26), esta señal será suficiente para efectuar el análisis espectral requerido, sin embargo a partir de ella solo podrá estimarse la densidad espectral de potencia pero no será posible la restitución real de la forma de onda pese a los artilugios matemáticos existentes, de tal manera que no es factible la validación certera de que la señal obtenida corresponde a una señal LEMP y no a un pulso corto de RF generado por otra fuente. La solución a este problema requiere la ejecución de una nueva tarea: implementar un sistema sensor de campo magnético (H) de la señal LEMP, teniendo en cuenta que un sensor de campo nos brinda en su salida una copia a escala de su forma de onda y que esta ya se encuentra suficientemente caracterizada (consultar por ejemplo el Anexo A).

Las características de diseño de los diferentes componentes del Modulo Frontal propuesto se detallan a continuación:

7.1.3 Agrupación de Antenas propuesto

Con el fin de entender el diseño de la sección de Antenas del módulo Frontal debemos recordar que una Antena Receptora capta de la onda que incide sobre ella (en nuestro caso la señal LEMP) una parte de la potencia que transporta y la transfiere al Radio-Receptor [48], actuando de esta forma como un transductor de onda EM a corriente/voltaje AC. De este simple concepto se deriva que a mayor longitud de antena mayor área de incidencia sobre ella de donde mayor será la sensibilidad presentada por la Antena y por tanto mayor la ganancia de señal transducida al radio-receptor.

Ahora bien, si al captar el LEMP se pretende obtener un registro de frecuencias de banda amplia (VLF-UHF), debemos tener en cuenta que en la práctica una (1) sola antena no sirve para este propósito, pues las antenas dependiendo de su geometría solo responden bien a un rango de frecuencias limitado, y por tanto, es obligatorio diseñar un sistema de antenas en grupo, donde el número de antenas componentes depende del rango de frecuencias objetivo. Por otro lado, como cada Antena física tiene su propio ancho de banda (Bw) y una porción de su rango de frecuencias puede traslaparse con el ancho de banda de otra de las antenas componentes del grupo, se debe entonces ser muy riguroso en las medidas de estos anchos de banda con el fin de calcular adecuadamente los filtros Pasa-banda que irán conectados directamente a cada antena, así como las etapas de

amplificación, de tal manera que se logre obtener un ancho de banda con intensidad uniforme en todo su espectro, aspecto que puede ilustrarse en la siguiente gráfica:

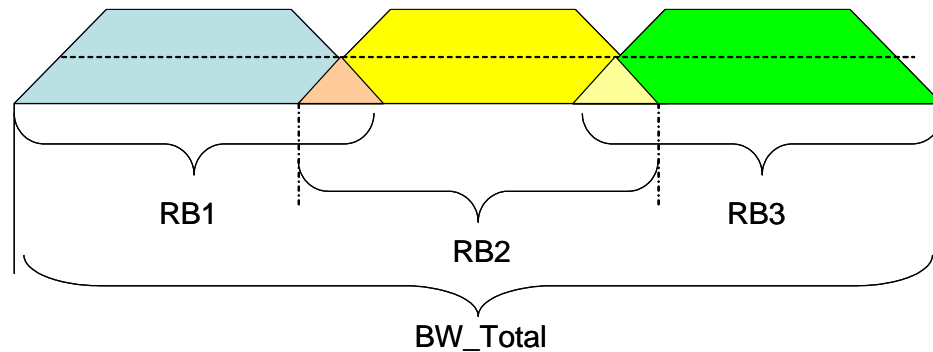


Fig. 7.1: Anchos de Banda arreglo Antenas.

De esta manera si los rangos captados de señal RB1 (Banda Receptor 1), RB2 (Banda Receptor 2) y RB3 (Banda Receptor 3) se inyectan a un circuito sumador entonces la magnitud de una frecuencia registrada IF_x y correspondiente al triángulo de traslape $TRB1$ y triángulo de traslape $TRB2$ estará dada por:

$$IF_x(TRB1) + IF_x(TRB2) \approx IF_y(RB1) \approx IF_z(RB2) \approx IF_w(RB3) \quad (111)$$

Donde IF_y , IF_z e IF_w son intensidades de frecuencias correspondientes a zonas de no traslape.

Establecidas las anteriores condiciones se diseñaron varias antenas de las cuales mediante un método heurístico se seleccionaron finalmente siete (7) antenas: tres (3) para el sub-módulo de recepción RF, una (1) para el sub-módulo de disparo (trigger) y tres (3) intercambiables para el sub-módulo Sensor de Campo Magnético (H).

A continuación se describen los detalles de diseño de estas antenas:

7.2 Antenas del Sub-módulo de Detección/Recepción RF

Este sub-módulo quedó compuesto por tres (3) antenas: Dos (2) diseñadas e implementadas por el presente autor y una antena Yagui comercial la cual fue adaptada con el fin de lograr una ampliación del rango de respuesta en frecuencia.

Para la recepción en las bandas ULF, VLF y LF (300 Hz – 300 kHz) se optó por una antena de lazo cuadrada de N-espigas, y para la detección en las bandas MF y HF (desde 0,3 a 30 MHz) se optó por una antena dipolo $\lambda/2$. Con la antena comercial se suplió la detección en las bandas VHF y UHF/3,5 (30 – 860 MHz).

7.2.1 Antena Lazo Sub-módulo Rx-RF (Bandas ULF, VLF y LF)

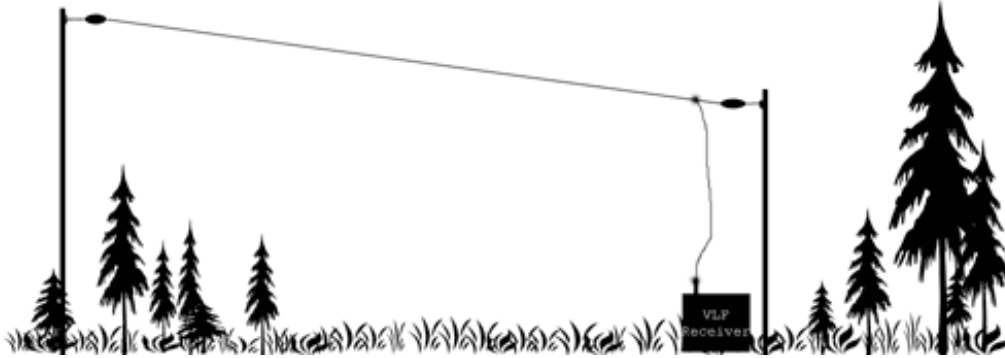


Fig. 7.2: Antena de Hilo para recepción en VLF.

Si se quiere una antena “ideal” para VLF lo apropiado teóricamente sería una Antena de Hilo o Beverage (ver Figura 7.2) con longitud antena = λ , y si dado el caso de que una de las frecuencias que se quiere detectar es muy baja (del orden de los Kilohertz), se requeriría entonces que esta antena fuese muy larga (pues a mayor longitud mayor sensibilidad). Calculando, tenemos que si la Frecuencia de interés es $F = 10 \text{ kHz}$ entonces: Longitud de onda $\lambda = C/F = 3 \times 10^8 / 10^4 = 30.000 \text{ metros} = 30 \text{ km}$.

Longitud que hace inviable este tipo de antena, pues para el trabajo en frecuencias muy bajas, es decir, para longitudes de onda muy grandes, surge la dificultad de construir enormes estructuras metálicas auto-resonantes. Como solución, queda usar una antena corta físicamente y adaptarla a un elemento inductivo o capacitivo hasta hacerla resonar en la frecuencia de interés.

Ahora bien, entre el grupo de las antenas clasificadas como eléctricamente cortas se destaca la antena de lazo, de la cual se sabe que es mas sensitiva al campo Magnético (H) y no así al eléctrico (E), siendo esta la razón principal por la cual se optó que la antena para detección del LEMP en las bandas ULF, VLF y LF fuera de este tipo, considerando además que el campo eléctrico (E) en las bajas frecuencias presenta mucho ruido (armónicos de la red de distribución energética, motores industriales, equipos de consumo eléctrico, etc.), ruido que es claramente amplificado por la compleja y extensa estructura metálica del edificio donde será instalado el dispositivo (Edificio V – Campus La Nubia – Universidad Nacional de Colombia sede Manizales), de tal forma que la relación S/N se optimiza al usar una antena aérea de lazo multivuelta (de N-Espiras).

Por otro lado, considerando que cualquier antena de lazo que se implemente en la práctica para recepción en la banda VLF siempre será una “Antena eléctricamente pequeña” teniendo en cuenta que su tamaño físico siempre será menor que $\lambda / 3$ [69] o considerando que la longitud L del conductor utilizado (N-vueltas por perímetro del marco geométrico de la antena lazo) es muy pequeña comparada con la λ en el espacio libre, típicamente $\leq 0,1 \lambda$ [70], y si asumimos que por esta antena la distribución de

corriente axial fluye de manera uniforme, entonces una antena lazo eléctricamente pequeña y físicamente corta puede ser simplemente analizada desde el punto de vista de “*recepción*” de ondas como un inductor radiado o una bobina inducida, veamos:

La ley de Faraday para la inducción electromagnética establece que la fuerza electromotriz inducida “*f.e.m*” en una bobina, es directamente proporcional a la tasa de tiempo de cambio del flujo magnético $\Phi(t)$ a través de la bobina, de acuerdo con la relación:

$$e(t) = fem = -N \frac{d\Phi}{dt} (v) \quad (112)$$

Donde:

La *f.e.m* no es otra cosa que un voltaje $e(t)$ procedente de los conductores en los cuales se mueve un campo magnético variante,

N - el número de vueltas (espiras) de la bobina (en nuestro caso antena lazo multivuelta) y

$\Phi(t)$ - el flujo magnético que fluye a través de la antena expresado en webers (Wb \equiv V • s).

Téngase en cuenta que esta ecuación es solamente válida para “Antenas eléctricamente pequeñas” con respecto a la longitud de onda λ de interés, lo cual es válido para las frecuencias VLF que nos atañen en el presente diseño.

Como el flujo magnético $\Phi(t)$ en nuestro caso es una medida de la cantidad de magnetismo a través de la antena de lazo sometida a una inducción magnética dada (señal LEMP), decimos que:

$$\Phi(t) = \vec{B}(t) \cdot \vec{S} \quad (113)$$

Donde,

$\vec{B}(t) = B(t) \cdot \vec{u}$ - Es el vector de inducción magnética siendo \vec{u} su vector unitario, y

$\vec{S}(t) = S \cdot \vec{n}$ - El vector normal a la superficie S del marco (frame) de la antena (forma geométrica) y \vec{n} su vector unitario, de tal manera que:

$$\vec{u} \cdot \vec{n} = \cos \theta \quad (114)$$

Donde θ es el ángulo $(\vec{u} \cdot \vec{n})$ entre las líneas del campo magnético y la normal al marco de la antena lazo. A su vez, para un campo magnético sinusoidal, uniforme sobre la superficie S , la amplitud $B(t)$ proyectada sobre la normal \vec{n} sería:

$$\vec{B}(t) \cdot \vec{n} = B(t) \cdot \vec{u} \cdot \vec{n} \quad (115)$$

$$\vec{B}(t) \cdot \vec{n} = B_0 \cos(\omega t) \cos \theta \quad (116)$$

Donde:

B_0 - es la intensidad de la inducción magnética, en teslas (T \equiv Wb / m² \equiv V • s/m²)

ω - es la frecuencia angular del campo magnético inducido, en rad • s⁻¹

Reemplazando,

$$\Phi(t) = \vec{B}(t) \cdot \vec{n} \cdot S \quad (117)$$

$$\Phi(t) = B_0 \cos(\omega t) \cos \theta \cdot S \quad (118)$$

Para una Antena lazo con N -vueltas de área A por vuelta, tenemos que [$S=AN$], así:

$$\Phi(t) = ANB_0 \cos(\omega t) \cos \theta \quad (119)$$

Entonces reemplazando en (112) obtenemos:

$$\mathcal{E}(t) = ANB_0 \omega \sin(\omega t) \cos \theta \quad (120)$$

y como $\omega = 2\pi f$, entonces el valor RMS de la **fem** en la salida de la antena nos daría:

$$V_{rms} = 2\pi ANfB_{rms} \cos \theta \quad (121)$$

Expresión que muestra el voltaje inducido V_{rms} , el cual considerando que la frecuencia $f = \lambda/c$ de donde $c = \lambda f$ y que el campo eléctrico " E " se relaciona con la inducción magnética mediante la expresión: $E = cB$ de donde $B = \frac{E}{c} = \frac{E}{\lambda f}$ es formulado por Schelkunoff [46] en función del campo eléctrico como:

$$|V_{rms}| = E \frac{2\pi}{\lambda} AN \cos \theta \quad (122)$$

Donde, $A = \mathbf{a} \times \mathbf{b} \text{ [m]}^2$ siendo \mathbf{a} = ancho del lazo y \mathbf{b} = la altura del lazo en metros.

A su vez, la relación entre el V_{rms} y el campo eléctrico E_{rms} determina la eficiencia de una antena, y es conocida también como la altura efectiva h_e siendo entonces definida como:

$$h_e = \frac{V_{rms}}{E_{rms}} \quad (123)$$

Donde:

- h_e es la altura efectiva en metros.
- V_{rms} es el valor RMS del voltaje inducido a la salida de la antena en Voltios y
- E_{rms} es el valor RMS del campo eléctrico, en V/m.

De esta forma la altura efectiva h_e de una antena de lazo multivuelta (N -Espiras) estará dada por:

$$h_e = \frac{2\pi AN \cos \theta}{\lambda} \quad (124)$$

Resumiendo, el principio físico en el que está basada una antena magnética de lazo (que puede describirse simplemente como un enrollado de alambre de cobre alrededor de un marco) es igual al de una bobina de área A (del marco) y N espiras (vueltas) que, al

ser expuesta a un campo magnético variable B (en nuestro caso el campo magnético de la señal LEMP), con ángulo de incidencia θ , induce una diferencia de potencial \mathcal{E} en los extremos del conductor (voltaje RMS).

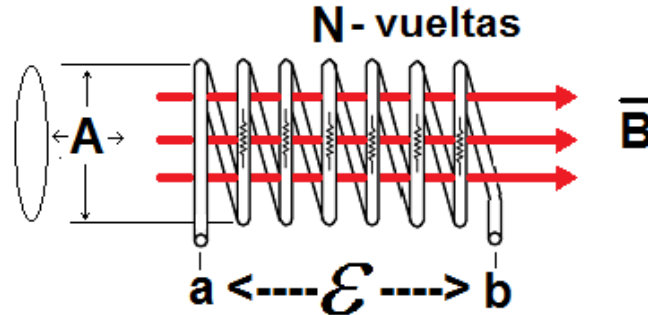


Fig. 7.3: Campos de Bobina inducida.

Esta diferencia de potencial estará dada por:

$$\mathcal{E} = -\frac{d}{dt} BAN \cos \theta \quad (125)$$

Ahora bien, como a mayor área de la antena para incidencia de la onda, entonces mayor voltaje transducido, podemos decir que la altura efectiva h_e equivale a la Sensibilidad de la antena [71], al ser esta h_e de la antena el equivalente de un monopolo corto de altura H (tipo de antena sensible solo al campo eléctrico) como se puede apreciar en la Figura 7.4.

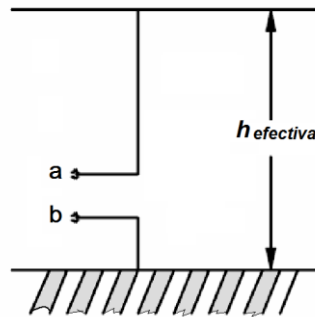


Fig. 7.4: Altura efectiva h_e de un dipolo vertical.

Con lo cual dado $\mathcal{E} = V_{RMS}$ y si hacemos $\cos \theta = 1$ (máximo voltaje) obtenemos simplemente:

$$h_e = \frac{\mathcal{E}}{E} = \frac{2\pi AN}{\lambda} = \text{Sensibilidad} \quad (126)$$

Este resultado nos indica que la sensibilidad es proporcional al número de espiras y al área de cada espira. Además, si la antena se hace trabajar en resonancia, la sensibilidad aumenta Q veces, siendo Q el factor de calidad de la antena.

Ahora bien, una antena de lazo puede tener diferentes formas geométricas: Circular, cuadrada o rómbica, rectangular, etc., y parecería que es posible elevar indefinidamente

la sensibilidad de la antena elevando el número de espiras de la bobina. Sin embargo, hay que considerar, la resistencia del cable con la que está constituida y una pequeña capacidad parásita distribuida que aparece entre espira y espira (ver Figura 7.5)

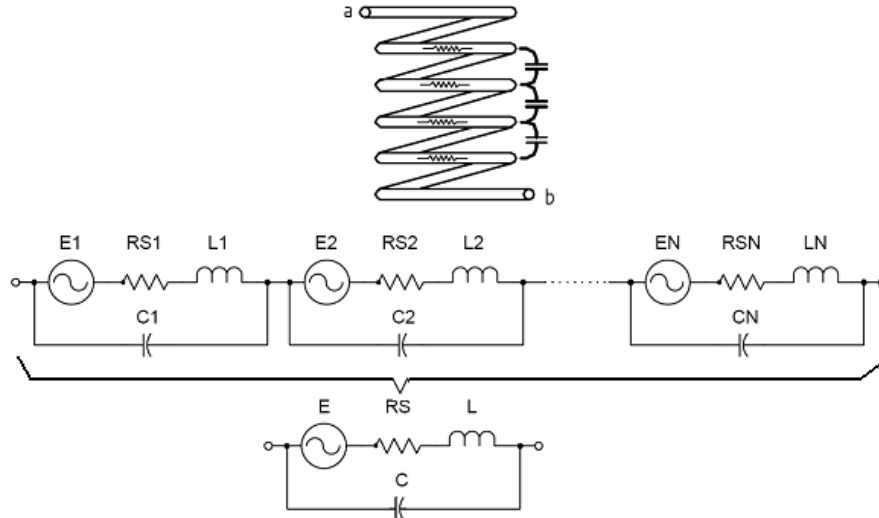


Fig. 7.5: Modelo de capacitancias parásitas de una bobina inducida.

Continuando el análisis, queda claro que si la Antena Lazo multivuelta se comporta definitivamente como una bobina, entonces el parámetro más importante a definir es su Inductancia L , para lo cual existen ecuaciones que permiten deducir su valor a partir de sus formas geométricas (circular, rectangular, hexagonal, etc.). Por ejemplo, para una antena lazo rectangular, F.E. Terman [72] en uno de sus textos clásicos nos brinda la siguiente ecuación:

$$L = 0,4 \left[(a + b) \ln \left(\frac{4ab}{d} \right) - a \ln(a + g) - b \ln(b + g) \right] + 0,4 [2g + d - 2(a + b)] \mu H \quad (127)$$

Donde “a” y “b” son los lados (ancho y alto) del lazo, “d” el diámetro del alambre utilizado y “g” es la diagonal del rectángulo, la cual se calcula como:

$$g = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (128)$$

a, b, d y g – deben estar dados en metros.

Debemos tener en cuenta que el cálculo propuesto por Terman es para una antena lazo de una vuelta (espira). Para una antena lazo tipo bobina de N vueltas (espiras), la inductancia aumenta de forma cuadrática, de tal manera que: $L = LN^2$

Así mismo, el grupo del Laboratorio EMC de la UMR (University of Missouri-Rolla) ha propuesto la siguiente fórmula general para calcular la L de la antena de lazo multivuelta:

$$L = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \left[-2(w+h) + 2\sqrt{h^2 + w^2} - h_s \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + w^2}}{w} \right) - w_s \ln \left(\frac{w + \sqrt{w^2 + h^2}}{h} \right) + h_s \ln \left(\frac{2h}{a} \right) - w_s \ln \left(\frac{2w}{a} \right) \right] \quad (129)$$

Donde,
 L – es la inductancia del lazo en Henrios.
 N - es el número de vueltas (espiras).
 W – es la longitud del lazo en metros.
 h – Es la altura del lazo en metros.
 a – es el radio de separación (espaciado) del devanado (es igual al radio del alambre para devanado adyacente en metros).
 μ_r – Es la permeabilidad relativa del medio – se recomienda usar $\mu_r = 1$
 μ_0 – Es la permeabilidad de el vacío: $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ T}^2\text{m}^3/\text{J} = 12.566370614 * 10^{-7}$

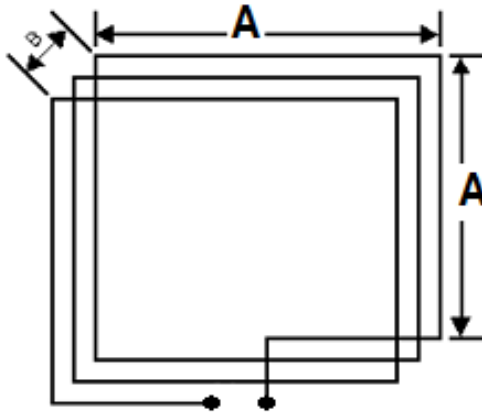


Fig. 7.6: Modelo Antena de lazo cuadrada de N-Espiras.

Sin embargo Joseph J. Carr en sus Technotes [73] propone una fórmula mucho más práctica para el cálculo de la Inductancia L de una antena lazo multivuelta (N-Espiras), la cual asociada con la Figura 7.6 se expresa como:

$$L_{\mu H} = K1N^2A \left[\text{Ln} \left(\frac{K2AN}{(N+1)B} \right) + K3 + \left(\frac{K4(N+1)B}{AN} \right) \right] \quad (130)$$

Donde:

$L_{\mu H}$ – Es la inductancia del Lazo en micro-henrios.
 A – Es la longitud de un lado equilátero del lazo en centímetros (cm)
 B – Es la profundidad del lazo en centímetros (cm)
 N – es el número de vueltas (espiras)
 Ln – Logaritmo natural.

K1, K2, K3 y K4 - son factores dependientes de la forma geométrica del lazo descritas en la Tabla 7-1.

Tabla 7-1: Factores para cálculo Antena Lazo según forma geométrica.

Geometría	K1	K2	K3	K4
Cuadrado	0.008	1.4142	0.37942	0.3333
Hexagonal	0.012	2	0.65533 0.1348	
Octagonal	0.016	2.613	0.75143 0.0715	
Triangular	0.006	1.1547	0.65533 0.1348	

De acuerdo entonces con la Tabla 7-1, la fórmula para el cálculo de la inductancia L de un Lazo cuadrado multi-vuelta quedaría así:

$$L_{Lazo} \approx 8.10^{-7} N^2 w \left[\ln \left(\frac{1.4142 w N}{(N+1)l} \right) + 0,37942 + \left(\frac{0,3333(N+1)l}{wN} \right) \right] [\text{Henrios}] \quad (131)$$

Donde:

- L_{Lazo} - es la inductancia de la antena lazo en Henrios
- N - es el número de vueltas
- w - Longitud de un lado del marco en metros
- l - Longitud del devanado en metros

Desafortunadamente, la inductancia real será inferior debido a la capacidad parásita y no se dispone de ninguna ecuación que de forma aproximada estime la capacidad parásita. A su vez, si queremos calcular el valor del capacitor para obtener resonancia en la frecuencia f de interés, podemos utilizar la siguiente fórmula:

$$C_{pF} = \frac{1 \times 10^{18}}{4\pi^2 f^2 L_{\mu H}} \quad (132)$$

Donde:

- C_{pF} - Valor capacitor en picofaradios.
- f - Valor de la frecuencia en Hertz.
- $L_{\mu H}$ - Valor Inductancia en microhenrios.

Obtenidas las fórmulas del cálculo L de la antena lazo multivuelta procedemos entonces a su montaje.

Montaje de la antena lazo

Aunque las recomendaciones indican que con el fin de no afectar los cálculos de inductancia " L ", lo ideal sería utilizar en el montaje de la Antena Lazo un soporte de plástico o en su defecto de madera inmunizada de alta resistencia, se optó por un soporte metálico de bajo peso considerando las condiciones de entorno (lluvias frecuentes, vientos fuertes, pájaros en el área e instalación sobre techo a gran altura).

Inicialmente se implementó la antena utilizando cable coaxial RG-59 ($Z_0=75 \Omega$) con 12 vueltas (ver Figura 7.7), encontrando que la L (inductancia) obtenida se acomodaba a la fórmula propuesta por el UMR EMC-Lab ecuación (129) si se suponía la antena conformada por la malla externa del cable coaxial (ver Anexo E.1). Por otro lado, se encontró que la inductancia medida en los terminales si se suponía la antena conformada por el hilo núcleo del cable coaxial era cercana a la calculada con la fórmula de J. Carr [73]. Sin embargo en la práctica esta antena resultó ser muy buena en una banda cerrada y cercana a los 4 MHz pero de muy poca sensibilidad para la banda VLF objetivo, pese a que fue conectada en paralelo a un capacitor correctamente calculado (esto se debe en parte a que presenta una capacitancia parásita bastante significativa). Por lo anterior, se decidió dejar esta antena como emisora para prueba de la antena receptora en bandas MF-HF del dispositivo SDR.

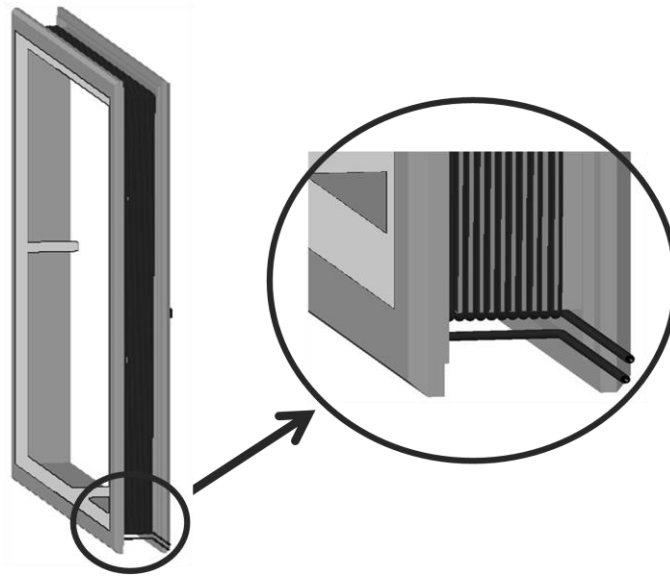


Fig. 7.7: Antena lazo cuadrada implementada con cable coaxial.

Luego mediante un método heurístico se optó finalmente por un alambre de cobre con recubrimiento plástico de calibre AWG-18, con este alambre se realizó el montaje de la antena lazo utilizando el marco existente para lo cual se siguió una forma cuadrada con ángulo de 45° lo cual le da una apariencia rómbica (ver Figura 7.8). El enrollado se efectuó tipo multicapa: 4 capas de 10 vueltas para un total de 40 vueltas, obteniendo así una longitud de devanado l recalculada como:

$$l = (\text{diámetro alambre en metros}) \times (\text{número de vueltas}) \text{ metros}$$

Físicamente la antena implementada se puede observar en la foto de la Figura 7.9 y el cálculo de su inductancia L se efectuó con la fórmula propuesta por J. Carr [73] lo cual se puede apreciar en el Anexo E.3. A su vez, como línea de Transmisión para llevar la señal LEMP de la antena al circuito de amplificación RB1, se utilizó un cable UTP categoría 6 (Impedancia característica Z_0 de 100Ω) con el fin de contrarrestar las interferencias propias del complejo metálico conformante de la estructura arquitectónica del edificio (Bloque V-Campus La Nubia).

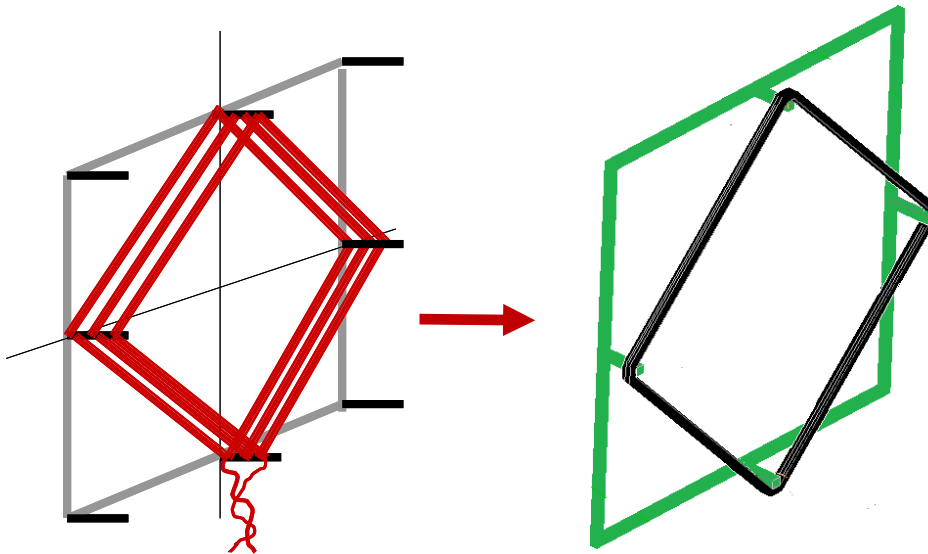


Fig. 7.8: Antena lazo cuadrada implementada con alambre de cobre AWG-18



Fig. 7.9: Foto Antenas de lazo implementadas e instaladas sobre el techo.

Parametrización de la Antena

La primera tarea consistió en determinar la Respuesta en Frecuencia (Ancho de Banda) del lazo implementado. Con este fin se estableció el siguiente procedimiento de caracterización de la antena, para lo cual se configuró el instrumental como se indica en la Figura 7.10.

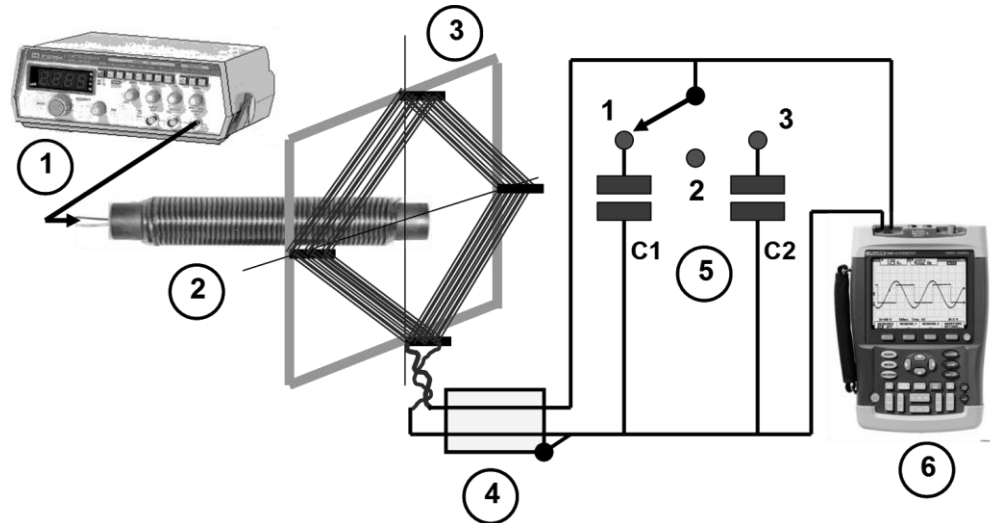


Fig. 7.10: Diagrama de instrumentación para caracterización de la Antena (ΔF).

Elementos usados:

- 1 - Generador de Señal.
- 2 - Antena Bobina (Tx).
- 3 - Antena Lazo (Rx).
- 4 - Sonda
- 5 - Juego de Capacitores.
- 6 - Scopemeter.

La idea consistió en realizar un acoplamiento magnético colocando una antena bobina en el centro de la antena lazo multiespira a ser ensayada. Esta antena bobina actúa como el primario de un transformador. Al inyectar señal (flujo magnético) se induce una tensión en la bobina bajo prueba, que está actuando como secundario.

El instrumento de lectura debe ser de alta impedancia para evitar alterar el factor de calidad Q . Se debe elegir un instrumento de al menos 10 veces la resistencia de pérdidas R_p . Es necesario prever también la capacidad parásita de la sonda [71].

Efectuadas las pruebas se obtuvo:

$\Delta F = 300 \text{ Hz a } 460 \text{ kHz}$ (Respuesta en frecuencia en el punto de 3 dB)

Nota1: Es importante resaltar que el ancho de banda de la antena bobina utilizada en las pruebas crea su propia limitante a la hora de definir apropiadamente la respuesta en frecuencia de la antena lazo implementada (en nuestro caso fue necesario implementar varias antenas bobinas de diferente L suplementadas con capacitores para generar resonancias en diferentes rangos de emisión comprendidos en la banda VLF-LF).

Nota2: El hecho de que el ΔF supera los 300 kHz obliga a una implementación estricta de un filtro pasabajas en la entrada del radio receptor correspondiente.

Con el fin de continuar con la caracterización de la antena lazo, se conectó esta a un

Analizador de Redes HP8712C [74] siguiendo el diagrama de la Figura 7.11.

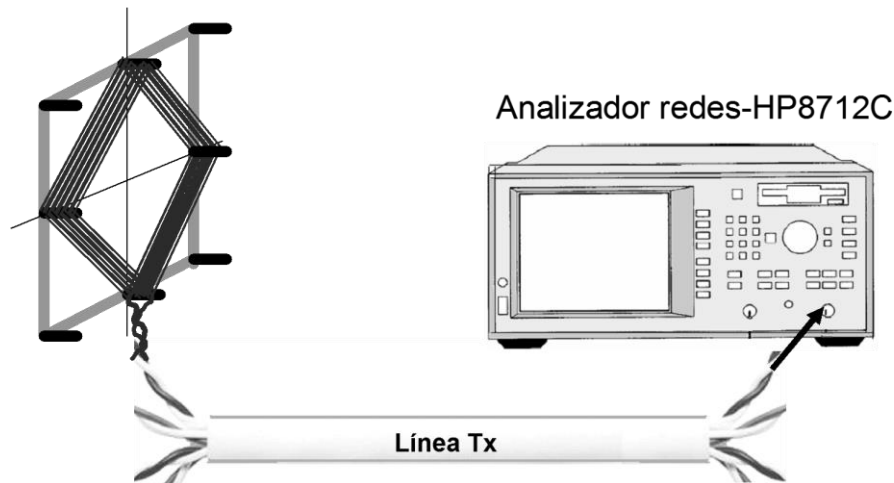


Fig. 7.11: Diagrama instrumentación para caracterización de la Antena (Z , SWR , Γ).

Los resultados incluyendo gráficas SWR vs. F (kHz), Γ vs. F (kHz) y Z vs. F (kHz) han sido consignados en el Anexo E.3.

Promediando los datos obtenidos, la antena presenta las siguientes especificaciones técnicas:

- Ancho de Banda - $\Delta F = 300$ Hz a 460 kHz (en 3 dB)
- Inductancia calculada = $L_C = 2,523$ mH
- Inductancia medida = $L = 2,52$ mH (equipos Amprobe LCR55A/BK-Precision)
- Impedancia = $Z = 40 \Omega$
- $SWR = 1,2$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = 0,166

7.2.2 Antena Dipolo $\lambda/2$ Sub-módulo Rx-RF (Bandas MF y HF)

Para la implementación de la antena receptora en las bandas MF y HF (300 kHz a 30 MHz) se optó por una antena dipolo $\lambda/2$. El dipolo consiste en dos elementos conductores rectilíneos co-lineales de igual longitud e hilos delgados y alimentados en el centro. La longitud del dipolo es la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia del dipolo, para su elección se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones:

1. El techo donde serán instaladas las antenas se encuentra a una altura de 30 metros del suelo, de tal forma que si asumimos para cálculos una $F=15$ MHz (mitad banda MF-HF) equivalente a $\lambda= 20$ metros, entonces podemos afirmar que la antena será instalada a una altura de $1,5\lambda$ veces del suelo con lo cual se garantiza que el diagrama de radiación no será significativamente afectado.

2. El techo tiene una medida de 33 metros de ancho, longitud con la cual se puede

contar si se quiere instalar una antena dipolo de hilo delgado de extremo a extremo.

3. El techo del edificio donde serán instaladas las antenas es tipo diente de sierra con lo cual, si se ubica la antena dipolo con polarización horizontal y en la parte superior del borde, las secciones adyacentes (planas e inclinadas) servirán como panel reflectivo aumentando la ganancia real de la antena dipolo pues actuarán como el plato cilíndrico e hiperbólico de una antena parabólica (ver Figura 7.12).

4. Al tener una Antena dipolo $\lambda/2$ su corriente máxima en el centro de radiación, su Resistencia de radiación R_{Rad} se puede tomar como su Impedancia (Z), facilitando de esta manera los cálculos para determinar la Línea de Transmisión adecuada que garantice una óptima transferencia de la energía recibida.

5. Como consecuencia del teorema de reciprocidad la impedancia de una antena dipolo $\lambda/2$ es igual tanto en transmisión como en recepción [48], esta misma situación se presenta con el Diagrama de radiación y la Longitud Efectiva de la Antena. Aspecto que facilita enormemente la parametrización de la antena con el fin de efectuar los ajustes necesarios.

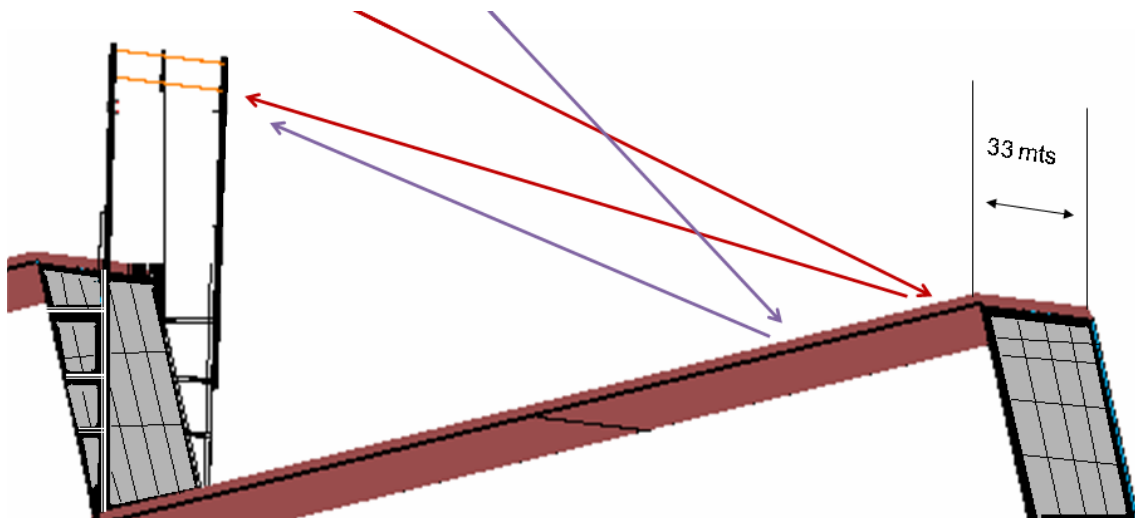


Fig. 7.12: Techo con forma Diente de Sierra

Polarización de la antena

Asumiendo que el rayo se comporta como una Antena Monopolo vertical es obvio que su polarización es también vertical y por tanto como se puede apreciar en la Figura 7.13, el campo magnético (H) se propaga en el plano horizontal siendo este ortogonal al plano de propagación del campo Eléctrico (E). Ahora bien si se quiere captar especialmente el campo magnético (H) del LEMP (sintonización RF) queda claro que es en el plano horizontal donde se debe procurar establecer la mayor cantidad de área física de la antena, con el fin de captar la mayor cantidad de energía incidente, razón por la cual la antena dipolo se implementa con polarización horizontal (paralela al suelo).

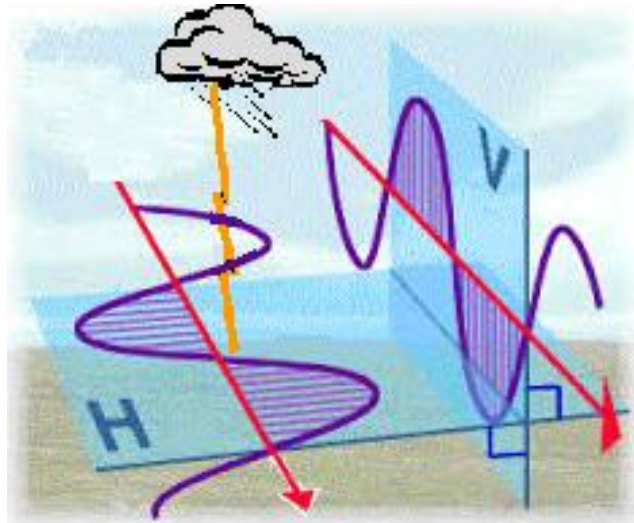


Fig. 7.13: Planos propagación Campos Eléctrico E y Magnético H señal LEMP

Cálculo de la longitud de la antena

Aprovechando que disponemos de 33 metros de espacio disponible en el techo del edificio donde será instalado el dispositivo SDR, calculamos la antena dipolo para una frecuencia $F=4,5$ MHz considerando que existen datos de componentes frecuenciales de la señal LEMP cercanas a esta frecuencia. De esta manera, obtenemos:

$$\lambda_{(\text{metros})} = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8}{4,5 \times 10^6} = 66,67 \text{ [metros]} \quad (133)$$

De donde longitud Antena Dipolo $\lambda/2 = 66,66 \text{ metros}/2 = 33,33 \text{ metros}$.

Longitud teórica sección $\lambda/4 = 66,67/4 = 16,66$

Por otro lado considerando que por el “Efecto de bordes”⁷ la longitud real será algo inferior, del orden del 95% de la longitud calculada, multiplicamos la longitud de cada brazo de la antena por 0,95, obteniendo una longitud física de 15,834 metros por cada sección $\lambda/4$, para un total de 32 metros físicos aproximados e instalados de Dipolo $\lambda/2$.

Longitud real sección $\lambda/4 = 16,66 \times 0,95 = 15,834 \text{ metros}$

Así mismo, la longitud real del dipolo para cada frecuencia dependerá de muchos otros parámetros, como el diámetro del conductor, o bien la presencia de otros conductores a proximidad o la acción reflectiva del mismo techo sobre la antena.

⁷ El efecto de bordes se debe a que la velocidad de propagación de la OEM por el alambre de cobre de la antena dipolo es diferente en comparación con el espacio libre, y por tanto la longitud de onda cambia al ser $V_p \neq C$.

Diagrama de radiación

Los diagramas de radiación son representaciones por medio de gráficas polares, u otras coordenadas, que indican la intensidad del campo irradiado en diversas direcciones (ejes X, Y y Z) por una antena. En el anexo C se muestra la formulación matemática para el cálculo del campo de radiación de una antena dipolo de longitud finita. Como se puede apreciar en el anexo, esta formulación se efectúa con base en el cálculo de los campos radiados por un dipolo elemental o hertziano del cual se hizo un previo análisis en el capítulo 4 numeral 4.1.2. Luego, con estas fórmulas y mediante el Toolbox de Simulación FDTD de MATLAB ® se obtiene el diagrama de radiación de la Figura 7.13.

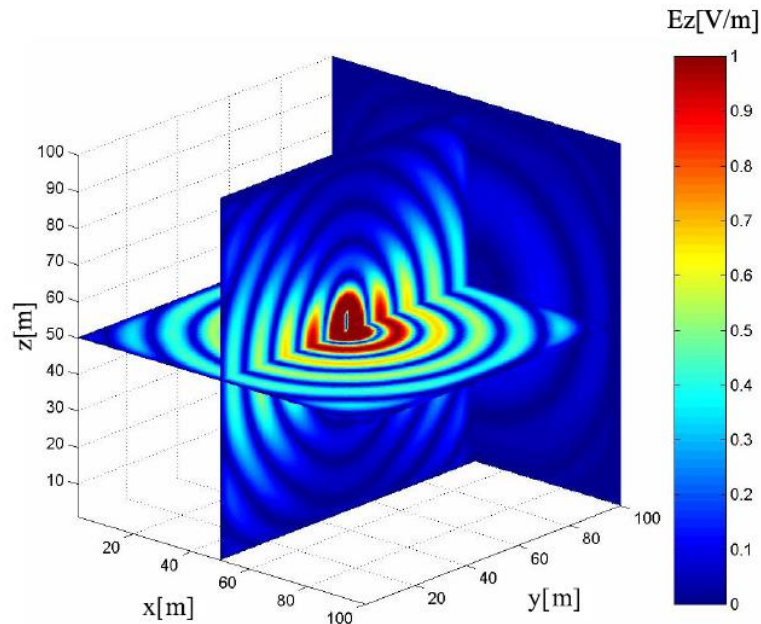


Fig. 7.14: Diagrama de radiación de un Dipolo $\lambda/2$.

En esta figura se representa la radiación en los planos eléctrico (E) y Magnético (H), apreciándose la omnidireccionalidad en emisión/recepción de la antena. Considerando los cálculos del anexo C se puede afirmar que la radiación representada utiliza una resolución directa de las ecuaciones de Maxwell mediante una discretización espacio-tiempo. Es de anotar que el campo radiado se obtiene directamente de la intensidad del campo en la zona de campo lejano (regiones donde $R \gg \lambda/2\pi$ o $\beta R = 2\pi R/\lambda \gg 1$ siendo R la distancia entre el punto de impacto del rayo y el sitio de instalación de la antena).

Ahora bien, si la polarización de la antena dipolo $\lambda/2$ que utilizaremos para recepción de la señal LEMP, es horizontal (paralela al suelo) teóricamente su diagrama de radiación deberá ser similar al de la Figura 7.15.

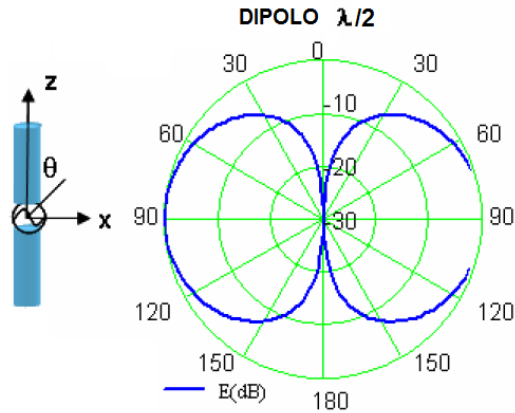


Fig. 7.15: Diagrama de radiación Ant. dipolo $\lambda/2$ modo Rx - polarización horizontal.

Veamos: del Anexo C se tiene que la forma exacta del diagrama de radiación está representada por el factor de configuración $|F(\theta)|$ calculado en la ecuación (C.30) y que este depende del valor de $\beta l = 2\pi l / \lambda$ y puede variar bastante para distintas longitudes “ l ” de antenas y a su vez se anota que el diagrama de radiación siempre es simétrico con respecto al plano $\theta = \pi / 2$. Se tiene entonces que como para una Antena Dipolo $\lambda/2$ la longitud “ l ” es igual a $\lambda/2$, entonces:

$$\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{2\pi(\lambda/2)}{\lambda} = \frac{2\pi\lambda}{2\lambda} = \pi \quad (134)$$

Por lo que el factor de configuración $|F(\theta)|$, conocido también como “Factor de Campo Radiado”, se convierte en:

$$|F(\theta)| = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos \theta\right]}{\sin \theta} \quad (135)$$

Obteniéndose así un diagrama de radiación como el de la Figura 7.15, donde se tiene un máximo en $\theta = \pi/2$ y un mínimo en $\theta = 0, n\pi$. Aspecto que justifica para nuestro caso la elección de una Antena Dipolo $\lambda/2$ con su línea de transmisión ubicada en su centro físico, pues desde el punto de vista eléctrico se tiene una fiabilidad en la predicción del comportamiento de la Antena, además de las facilidades que se presentan en su implementación.

Cálculo de la impedancia de entrada de la Antena Dipolo $\lambda/2$

Está demostrado que la Impedancia de Entrada Z_e de una Antena Dipolo $\lambda/2$ se aproxima a la resistencia en serie R_S , debido a que la reactancia de entrada es un número positivo pequeño que tiende a cero cuando el Dipolo se acorta un poco menos de $\lambda/2$.

La resistencia en serie R_S es igual a:

$$R_S = R_{RAD} + R_E \quad (136)$$

Donde,

R_E – Es la resistencia eléctrica del alambre (hilo conductor) conformante de la antena.

Para calcular la resistencia de radiación R_{RAD} , se utiliza la expresión:

$$P_t = \frac{1}{2} I_m^2 R_{Rad} \rightarrow R_{Rad} = \frac{2P_t}{I_m^2} [\Omega] \quad (137)$$

Donde P_t – es la potencia Total radiada.

Del Anexo C y calculando el vector de Poynting tenemos:

$$P_\theta = \frac{1}{2} E_\theta H_\phi = \frac{15I_m^2}{\pi R^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (138)$$

Por lo tanto, calculando la Potencia Total radiada obtenemos:

$$P_t = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta r^2 d\phi d\theta = 30I_m^2 \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta \quad (139)$$

A su vez, la integral nos produce el siguiente valor numérico:

$$\int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta = 1,218 \quad (140)$$

Con el cual, se obtiene que:

$$P_t = 30 \times 1,218 I_m^2 = 36,54 I_m^2 \quad (141)$$

De donde, despejando en (137):

$$R_{Rad} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2 \times 36,54 I_m^2}{I_m^2} \approx 73,1 [\Omega] \quad (142)$$

Ahora bien, si para implementar la Antena Dipolo se utiliza un alambre conductor con muy baja resistencia eléctrica, asumimos $R_E \approx 0$ (cero) de tal forma que:

$$Z_e = R_{Rad} \approx 73,1 \Omega \quad (143)$$

Montaje de la Antena Dipolo $\lambda/2$ bandas MF-HF

En la Figura 7.16 se puede apreciar el esquema de configuración implementado en el montaje físico de la Antena Dipolo $\lambda/2$.

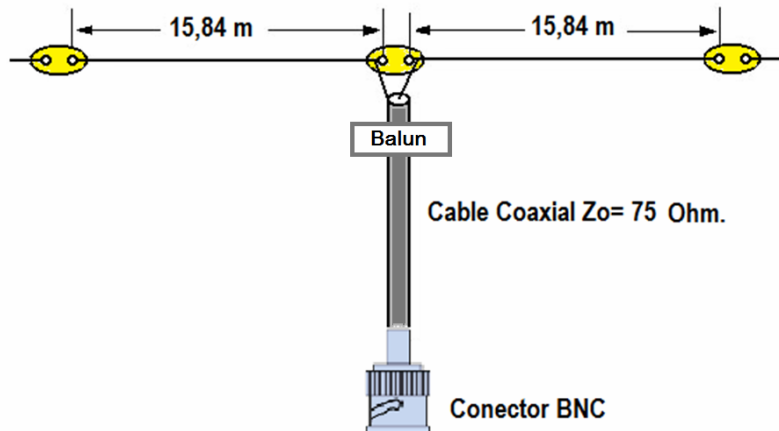


Fig. 7.16: Antena Dipolo $\lambda/2$ banda MF-HF.

Para la construcción de esta antena se utilizaron los siguientes materiales:

Antena:

- 33 metros de cable eléctrico Unifilar de cobre desnudo calibre AWG-10. Este cable tiene un diámetro de 2,59 mm y una $R_E = 3,27 \text{ } \Omega/\text{km}$.
- 30 metros de cable coaxial RG-59 con Impedancia Característica $Z_0 = 75 \text{ } \Omega$.
- 3 aisladores eléctricos de plástico tipo pera.
- 1 conector BNC macho.

Balun:

- 1 núcleo toroidal de ferrita FT-240-61.

Soporte:

- 3 Triangulos de soporte metálico (proveen un ángulo vertical para conexión de los mástiles de soporte, considerando que la pared del techo es inclinada).
- 3 Mástiles metálicos de 3 metros cada uno para soporte de la antena.
- Herraje de acero inoxidable para acoples metálicos.

Nota: El cable coaxial fue seleccionado con $Z_0 = 75 \text{ } \Omega$ considerando que dada la baja Resistencia Eléctrica del alambre utilizado para la implementación de las secciones $\lambda/4$ o brazos del Dipolo ($R_E = 3,27 \text{ } \Omega/\text{km}$) esta puede despreciarse considerando el tramo tan pequeño de hilo utilizado (16 metros por sección $\lambda/4$) de tal manera que la Impedancia de entrada de la Antena implementada será muy aproximada a la Resistencia de Radiación calculada ($Z_e = R_{RAD} \approx 73,1 \text{ } \Omega$).

Implementación del Balun

Cuando se conecta un dipolo (línea equilibrada) a un conector de naturaleza coaxial (línea no equilibrada) se da la situación representada en la Figura 7.17, en la que se puede apreciar una diferencia de corrientes en los brazos del dipolo debido a la naturaleza asimétrica de la alimentación. Según el esquema de la Figura 7.17 vemos como uno de los brazos del dipolo está conectado al plano de masa directamente mientras que el otro queda conectado al conductor central. Se puede apreciar que el camino de las corrientes para cada uno de los brazos del dipolo ahora ya no es el mismo, haciendo que no circule la misma corriente por cada brazo. Este desequilibrio en las corrientes afecta negativamente sobre el diagrama de radiación del dipolo y la impedancia de entrada.

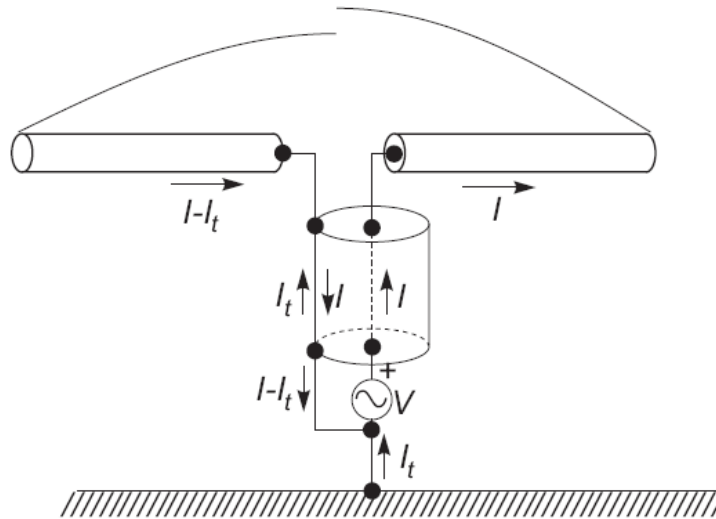


Fig. 7.17: Diferencia de corrientes por naturaleza asimétrica de alimentación [48].

Para corregir este desequilibrio en los brazos del dipolo, se utiliza un simetrizador o red Balun (acrónimo de las siglas inglesas **B**alanced to **un**balanced transformer). La complejidad de la red Balun es que no existe ninguna técnica que permita el diseño directo de ésta. El objetivo del Balun es hacer que el camino de las corrientes hacia ambos brazos del dipolo sea el mismo y conseguir así la simetría buscada, además suele realizar la transformación de impedancias necesaria para adaptar. Una forma de lograr esta simetría de corrientes es hacer que por el camino a masa se encuentren algún obstáculo, por ejemplo un elemento de alta impedancia en serie con la línea, que impida su circulación o la aminore. Una manera sencilla de realizarlo es colocar una bobina en serie en la línea, que a la frecuencia de trabajo presente una impedancia elevada. La forma efectiva de hacerlo es enrollar el cable coaxial formando una serie de espiras alrededor de un toroide de ferrita ubicado en alguna de las puntas terminales (ver Figura 7.18).



Fig. 7.18: Balun con 7 espiras de cable coaxial alrededor del toroide de ferrita.

El Balun implementado se trata de un pseudo-balun bobinado con cable coaxial RG-59 sobre un núcleo toroidal FT-240-61. Con las siete espiras que tiene el de la foto (ver Figura 7.18), funciona bien para el ancho de banda objetivo (MF-HF). Nótese como la última espira queda un poco separada de la primera, para reducir la capacidad parásita entre los extremos del Balun, que es donde más importa.

Este tipo de Balun es muy fácil de hacer, simplemente enrollando el último metro o metro y medio del mismo cable coaxial con que se alimenta la antena, sobre el núcleo indicado.

Parametrización de la Antena

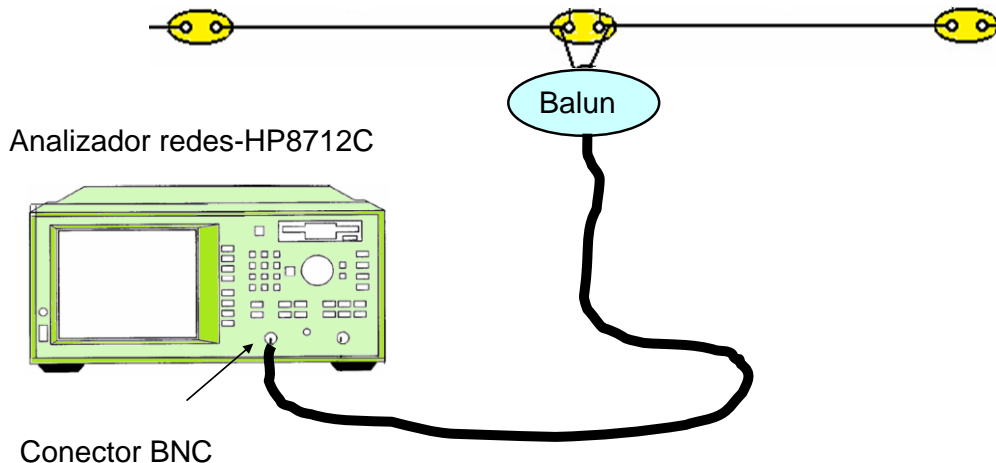


Fig. 7.19: Diagrama instrumentación para caracterización de la Antena Dipolo $\lambda/2$.

Siguiendo el diagrama de instrumentación de la Figura 7.19, se utilizó un analizador de redes HP-8712C en el modo de medición de reflexión, y por medio de la carta de Smith y los gráficos de reflexión, se midieron la impedancia de entrada y el SWR de la antena

actuando como transmisora (no olvidemos que el diagrama de transmisión es similar al de recepción, así como sus parámetros). La idea inicial con las medidas consistió en ajustar el Balun para obtener, en tanto fue posible, una impedancia entre 50 y 75 Ohmios con el fin de utilizar como línea de Tx, bien sea un cable coaxial RG-59 ($Z_0=75\Omega$) o un cable coaxial RG-58/C con $Z_0=50\Omega$ (no olvidemos que este es el valor que habitualmente presenta la Impedancia de salida de los Generadores de Señal).

Los resultados incluyendo las gráficas SWR vs. F(MHz), Γ vs. F(MHz) y Z vs. F(MHz) han sido consignados en el Anexo E.4.

A su vez y con el fin de obtener la Respuesta en Frecuencia (Ancho de Banda) de la Antena Dipolo implementada, se efectuó el montaje de una Antena de Hilo Largo (33 metros) sin terminación en carga, la cual se instaló en forma paralela y a una distancia de 15 cm de la Antena Dipolo $\lambda/2$ utilizando para tal fin los mismos postes laterales metálicos que soportan la Antena Dipolo (ver Figura 7.20). El objetivo de esta nueva antena es actuar como antena transmisora para pruebas y medición de parámetros de las antenas implementadas e instaladas “in situ”.

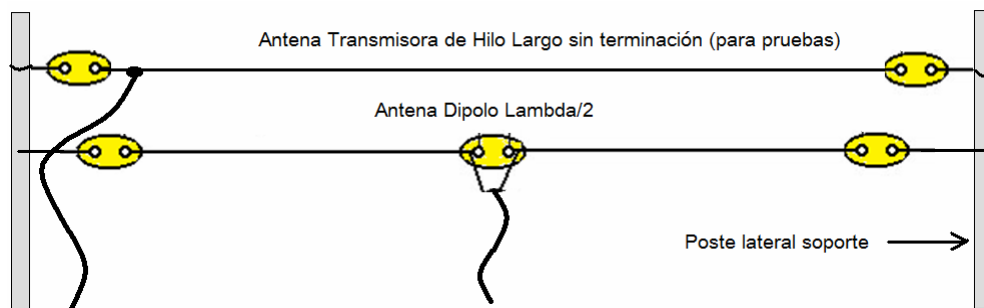


Fig. 7.20: Antena Tx - Hilo Largo instalada en paralelo a la Antena Rx Dipolo $\lambda/2$

Para el montaje de la Antena de Hilo Largo la cual tiene una longitud de 33 metros en su sección horizontal, se utilizó también cable eléctrico unifilar de cobre desnudo calibre AWG-10. Ahora bien, decimos que esta Antena es de Hilo Largo tomando en cuenta que el umbral de frecuencia objetivo para el cual fue diseñada la Antena Dipolo $\lambda/2$ corresponde a una $F=30$ MHz, de tal forma que obtenemos $\lambda=C/F=10$ metros y por tanto, considerando que al tener el Hilo de la Antena una longitud de 33 metros y al ser esta longitud superior a 3λ , se superan los 2λ metros de extensión que es el umbral de clasificación como de Hilo “Largo”.

Los hilos verdaderamente largos muestran un diagrama de radiación en forma de alas de libélula que se acercan mucho al eje marcado por la dirección del hilo. En tanto más largo sea el hilo, más estrechos y próximos al hilo se forman los lóbulos de radiación (ver Figura 7.21).

Recordemos que como al final del hilo no hay nada (Antena sin terminación), se produce entonces una reflexión de la onda directa hacia atrás y como existe una onda reflejada prácticamente de casi la misma magnitud de salida, se da lugar a una bidireccionalidad de la antena de hilo realmente largo.

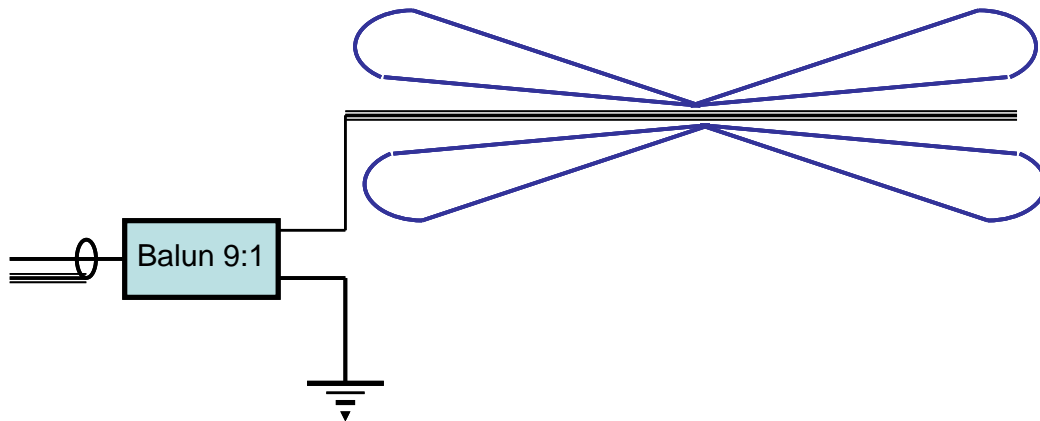


Fig. 7.21: Diagrama de Radiación de una Antena Tx Hilo Largo sin terminación

Por otro lado, al ser la Antena realmente de Hilo largo (su longitud es mayor a 2λ), debemos entonces utilizar un Balun 9:1, pues la impedancia en la mayoría de frecuencias más elevadas se acercará a los 450-600 ohmios. En este caso no hace falta en absoluto que el Balun sea simetrizador, porque no estamos atacando antenas simétricas con líneas paralelas en las que la simetría es importante, sino que aquí estamos hablando de un sistema asimétrico con monopolo radiante. La Antena de Hilo Largo montada queda entonces con la siguiente estructura mostrada en la Figura 7.22.

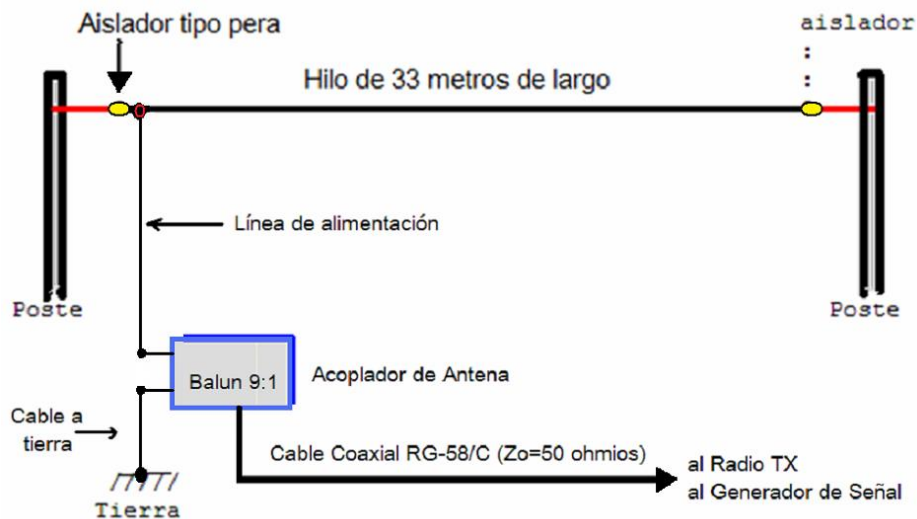


Fig. 7.22: Antena de Hilo Largo sin terminación, implementada para pruebas.

En esta antena, la línea de alimentación se implementó con el mismo cable utilizado en la construcción de la Antena Lazo (cable AWG-18), a su vez con el fin de conectar esta antena a un generador de Señales Hewlett Packard HP-8647A con impedancia característica de salida RF de $Z_0=50\Omega$, se agregó un acoplador de antena en el punto mostrado en la Figura 7.22. Este acoplador es realmente un Balun magnético, y no es otra cosa que un transformador de impedancias (9:1), que permite adaptar un hilo largo de alta impedancia ($\sim 450\Omega$) con un cable coaxial de $Z_0=50\Omega$, garantizando así una óptima transferencia de energía desde el generador de señal hacia la antena de Hilo. El pseudo-

balun implementado consiste en un Toroide de Ferrita Ferroxcube 4C65 de 36 mm de diámetro (buscando cubrir de 150m a 5m de forma continua, dado que este material es el que más rango de frecuencias cubre) enrollado con 3x9 vueltas de alambre de cobre esmaltado calibre AWG-18. El aspecto físico de este tipo de balun se puede apreciar en el Anexo E.5, y tal como se puede apreciar en las medidas presentadas en el anexo, la impedancia lograda es muy cercana a los 50 ohmios.

Lograda la antena de Tx para pruebas “in situ”, se determinó el ancho de banda de la Antena dipolo $\lambda/2$ implementada, siguiendo el diagrama de instrumentación esquematizado en la Figura 7.23.

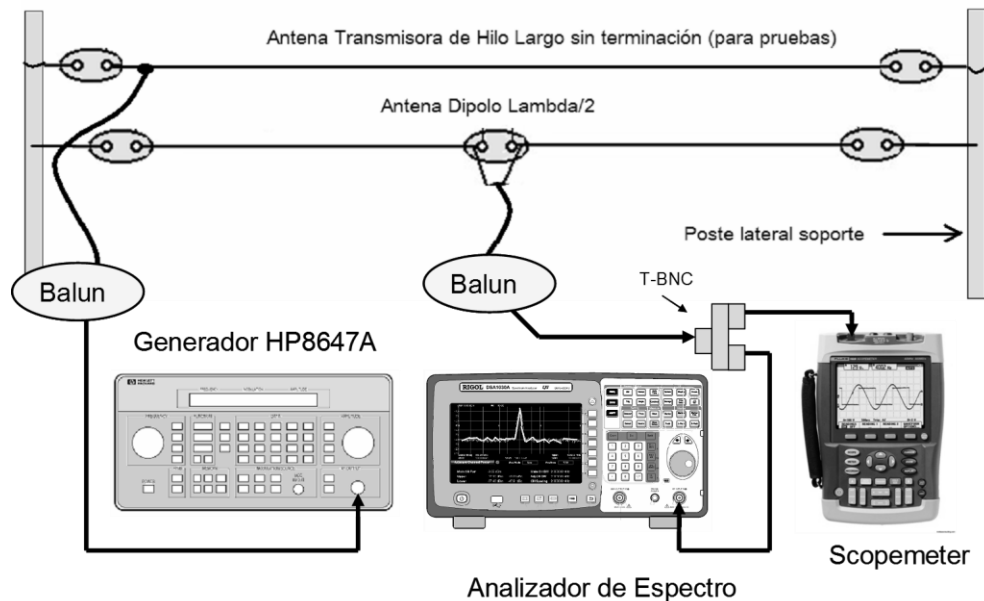


Fig. 7.23: Diagrama instrumentación para determinación BW del Dipolo $\lambda/2$

Los equipos utilizados en las mediciones presentan las siguientes especificaciones técnicas:

- Generador de Señal HP8647A [75]: Rango de 0,250 a 1000 MHz (Resolución 1 Hz).
- ScopeMeter Fluke 199C [64]: Rango DC-200 MHz (Resolución 8 bits).
- Analizador Espectro RIGOL DSA1030A [65]: Rango 9 kHz-3GHz (Resolución 10 Hz).

Efectuadas las pruebas se obtuvo:

$$\Delta F = 280 \text{ kHz a } 35 \text{ MHz (Respuesta en frecuencia en el punto de 3 dB)}$$

Nota3: En su momento la antena de Hilo fue reemplazada por otras antenas (ej. Lazo cuadrado) con el fin de verificar ciertas frecuencias, pues no debemos olvidar que la respuesta en frecuencia de la antena Hilo al transmitir no presenta todo el ancho de banda deseado.

Promediando los datos obtenidos, la Dipolo $\lambda/2$ implementada presenta las siguientes especificaciones técnicas:

- Ancho de Banda - $\Delta F = 280 \text{ kHz a } 35 \text{ MHz}$ (en 3 dB)
- Impedancia = $Z = 40 \Omega$
- SWR = 1,2
- Γ (Coeficiente Reflexión) = 0,166

7.2.3 Antena Yagui sub-módulo Rx-RF (Bandas VHF y UHF)

Para el cubrimiento de las bandas VHF y UHF se utilizó una Antena tipo Yagui-Uda comercial, esta es una antena giratoria motorizada a control remoto marca FULGORE® Modelo FU0622 (ver Figura 7.24) y tiene las siguientes especificaciones técnicas:

- Antena aérea giratoria 360°
- Incluye cable coaxial de 10mts
- Antena fabricada de aluminio
- Rango operación: VHF y UHF
- Estructura contra humedad.
- Reducción de ruido.
- Incluye receptor y control remoto.
- Ancho de Banda: 45-860 MHz
- Ganancia: 25-35db
- Voltaje de operación: 120v-60hz
- Consumo de potencia: 3w
- Velocidad de rotación: 4rev/min.
- Impedancia de entrada: 75 Ω

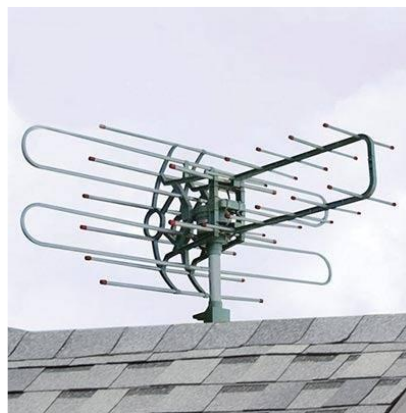


Fig. 7.24: Antena Yagui FU0622

Una de las razones por las cuales esta antena fue seleccionada entre otras, es su amplia popularidad en las montañas de Antioquia (Departamento de Colombia), donde es fácil adquirirlas a un costo muy bajo (30 USD) en cualquier Ferretería de pueblo. De estas antenas se conoce muy bien que además de su alta sensibilidad de recepción en montaña para los canales VHF y UHF de Tv, se puede saber cuándo hay tormenta eléctrica, dado que en los televisores conectados a estas antenas se presentan chasquidos sonoros e inclusive llovizna en imagen ante sucesos de descargas atmosféricas en la zona. Analizado el efecto de los chasquidos sonoros queda demostrado que efectivamente las descargas atmosféricas generan señales RF que interfieren en la banda AM (banda de audio de los canales de Tv).

La antena en cuestión consiste verdaderamente en un “Arreglo de Antenas Yagui” compuesto por cuatro (4) dipolos que actúan como elementos activos: Dos (2) Dipolos doblados para la banda VHF (canales VHF 1-13 de TV) y dos (2) dipolos simples para la banda de UHF (canales UHF 14-60 de TV), Ahora bien, como dadas las especificaciones técnicas de esta antena, su ancho de banda tiene un rango de 45 a 860 MHz, y lo que se pretende es que cubra todo el espectro VHF desde los 30 MHz o al menos desde los 35 MHz considerando el umbral de frecuencias obtenido con la Dipolo $\lambda/2$, se efectuó una adaptación a esta antena con el fin de ampliar su rango de frecuencias para obtener así el ancho de banda objetivo.

La adaptación se logró cambiando uno de los dipolos doblados VHF por otro de mayor extensión tal como se puede apreciar en la Figura 7.25.

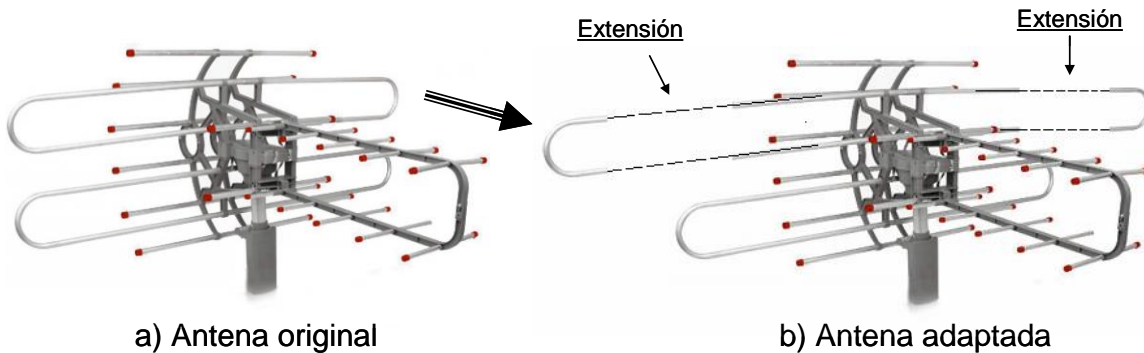


Fig. 7.25: Adaptación antena Yagui para ampliación Ancho de Banda

Gracias a esta adaptación se logró ampliar el ancho de banda de la antena Yagui-Uda obteniendo la siguiente respuesta en frecuencia en el punto de potencia media (-3 dB), así:

$$\Delta F \text{ Antena Yagui} = 29 \text{ a } 863 \text{ MHz (cubre banda VHF y parte de la UHF).}$$

La parametrización del ancho de banda se obtuvo siguiendo el esquema de instrumentación de la Figura 7.26. Es de anotar que en este procedimiento debe procurarse que el Dipolo simple utilizado en Transmisión sea alimentado en posición de polarización vertical, así como la Antena Fulgore adaptada debe permanecer con Polarización Horizontal.

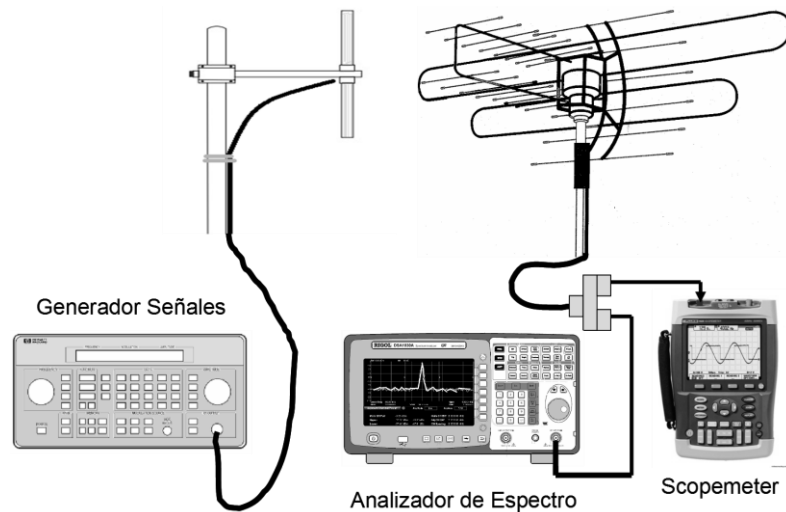


Fig. 7.26: Diagrama instrumentación para determinación B_w antena Yagui

7.3 Antena del sub-módulo de Disparo (Trigger)

Tal como se argumentó antes en el numeral 7.1.2 la presencia de un rango amplio de señales RF estacionarias en el sitio de detección del LEMP, obliga a la implementación de

un sistema autónomo de disparo (trigger) que se active excepcionalmente ante la presencia única de una señal LEMP. Se entiende entonces que este sistema deberá dotarse de una antena especialmente sensible a las frecuencias generadas por el LEMP y que en el detector RF conectado a dicha antena deberá suplirse un circuito resonante de banda muy angosta. Banda que por supuesto no debe coincidir con señales RF comerciales ni de carácter institucional.

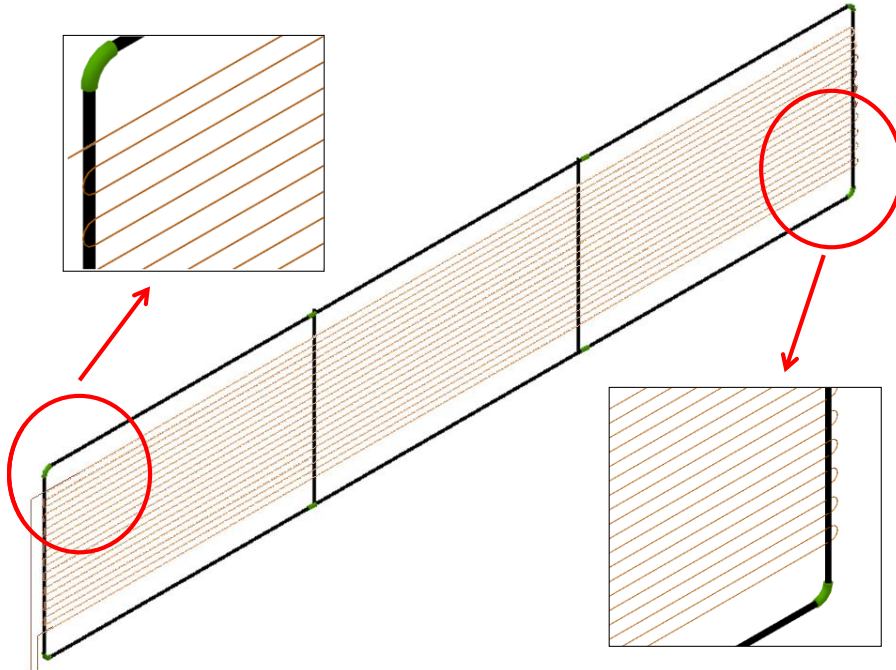


Fig. 7.27: Antena de hilo delgado plegada en forma de parrilla.

Considerando las razones expuestas se eligió diseñar una antena que fuera sensible eléctricamente a una banda LF comprendida entre 5 y 400 kHz. Motivo por el cual la longitud de la antena se calculó para la frecuencia media de esta banda $F=200$ kHz, obteniendo así una λ de 1.500 metros, que en términos de extensión de un cable para construcción de antenas es muy largo (si pensamos en una antena de hilo delgado) y por tanto se opta por un cable con medida $\lambda/10=150$ metros, buscando por un lado abaratar costos y por el otro decidiendo alargar eléctricamente esta antena mediante una bobina de carga. Ahora bien, 150 metros no deja de ser una longitud de consideración, y dadas las dimensiones físicas disponibles en el techo del edificio, la antena no puede ser implementada como un hilo horizontal expandido en toda su longitud por lo que debe ser doblado en varios tramos. En este punto, la forma de doblar el hilo delgado de la antena, es tal vez otro aporte importante de la presente tesis, pues se decide plegar la antena en forma de *parrilla* (ver Figura 7.27) buscando al mismo tiempo que la antena preste doble funcionalidad, dependiendo del modo con el cual se conecte al detector-RF:

Modo A: En paralelo al circuito de tanque resonante actuando como un arreglo serial y co-lineal de antenas de lazo rectangular ubicadas en el mismo plano (monoplano).

Modo B: Conectado al extremo de dicho tanque actuando como una antena de hilo largo sin terminación.

Para la construcción de la antena parrilla se utilizaron los siguientes materiales:

- 150 metros de alambre de cobre desnudo calibre AWG-14 (2 mm diámetro).
- 22 metros de cable coaxial RG-58/c ($Z_0=50 \Omega$) como feeder de la antena.
- 6 tubos metálicos tipo Conduit EMT Galvanizado de $\frac{1}{2}$ " x 2 metros de longitud.
- 4 tubos PVC de $\frac{1}{2}$ " para aislamiento de las barras verticales.
- 4 tubos metálicos tipo Conduit EMT Galvanizado de $\frac{1}{2}$ " x 1,3 metros de longitud.
- 4 codos metálicos tipo Conduit EMT Galvanizado de $\frac{1}{2}$ ".
- 4 empalmes metálicos tipo Conduit EMT Galvanizado de $\frac{1}{2}$ ".
- Paquete amarres plásticos
- Barniz transparente (como aislante y protección contra intemperie)
- un (1) Conector BNC macho.

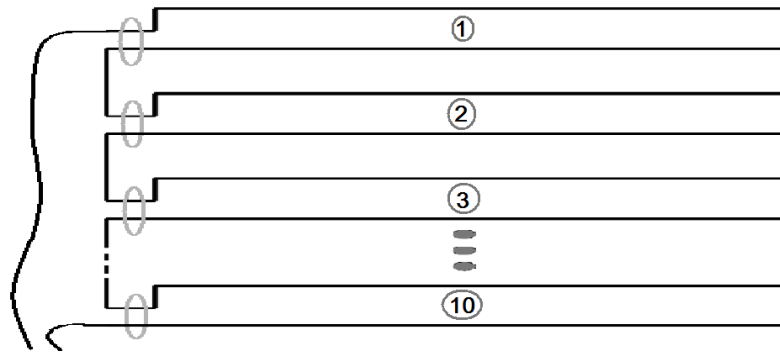


Fig. 7.28: Arreglo co-lineal en monoplaneo de Antenas de lazo rectangulares

El alambre de cobre fue plegado siguiendo la idea expresada gráficamente en la Figura 7.28: 10 espiras en serie, cada espira de 6,35 metros de ancho por 6 cm de alto, ubicadas en el mismo plano y separadas 6 cm entre sí. Y tal como se puede apreciar en la foto de la Figura 7.29, la Antena Parrilla diseñada, se puede interpretar como un arreglo co-lineal en monoplaneo de varias espiras rectangulares conectadas en serie.

La conexión de la Antena Parrilla con el Detector-RF (Trigger) se realizó mediante un cable coaxial RG-58/C de 22 metros de longitud y la doble funcionalidad de la antena se caracteriza a continuación:

Caracterización Antena parrilla como antena de Lazo multi-espira (Modo A).

Para comenzar es importante anotar que sobre la antena parrilla propuesta, exceptuando el presente documento, no es posible obtener algún tipo de documentación, razón por la cual se recrea su análisis físico matemático con el fin de explicar las características de su diseño. Veamos:



Fig. 7.29: Foto Antena Parrilla implementada e instalada sobre el techo.

La siguiente ecuación diferencial de Maxwell:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (144)$$

Expresa en forma generalizada un principio enunciado por Faraday [77] el cual reza que “Un campo magnético variante con el tiempo produce un campo eléctrico variable”. En esta ecuación la derivada situada en la derecha, expresa la velocidad de variación de la inducción magnética \mathbf{B} respecto al tiempo, mientras que en su parte izquierda, con el rotacional sólo se disponen las derivadas de volumen de las componentes de la intensidad del campo eléctrico \mathbf{E} (x, y, z). De esta forma, se relacionan mutuamente las variaciones espaciales (x, y, z) del campo eléctrico \mathbf{E} y las variaciones temporales del campo magnético. Ahora bien, supongamos que no hay campo eléctrico, o sea $\mathbf{E}=0$, y por esta razón, Rotor- $\mathbf{E}=0$, en tal caso, $d\mathbf{B}/dt=0$, lo que significa que al no haber campo eléctrico, el campo magnético solo puede ser constante. A su vez, si el campo magnético varía en el tiempo ($d\mathbf{B}/dt \neq 0$), esto provoca inevitablemente la aparición de un campo eléctrico: es decir el primer miembro de la ecuación (144) no es igual a cero.

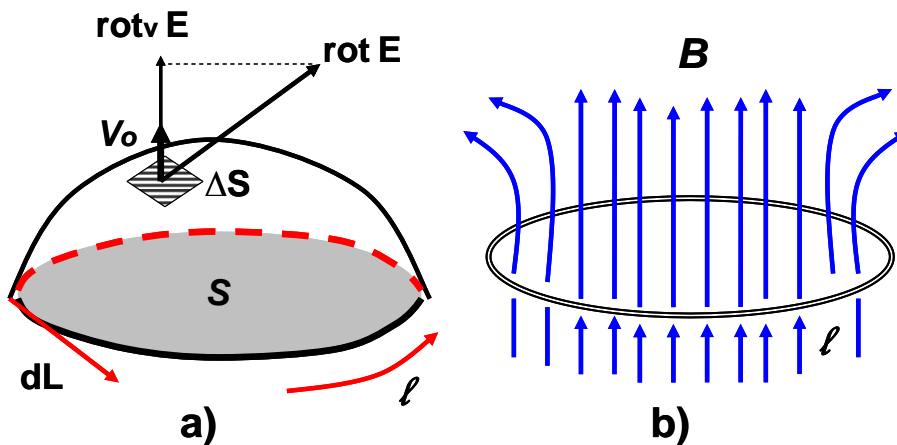


Fig. 7.30: C.M. variante induciendo en a) superficie S y b) con contorno l

Por otro lado, es preciso resaltar que la ecuación diferencial (144) entrega sólo una característica local del proceso electromagnético: a éste satisfacen las funciones \mathbf{E} y \mathbf{B} en cierto punto del espacio $\mathbf{M}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$ en un momento de tiempo \mathbf{t} . Sin embargo, la ley del electromagnetismo basada en la ecuación (144) de Maxwell puede ser expresada en forma integral, si en calidad de objetivo inmediato ya no se tiene un punto sino una superficie arbitraria \mathbf{S} (ver Figura 7.30.a) cuyo contorno se designará con la letra ℓ (ver Figura 7.30.b).

Calculando entonces, el flujo del vector que pasa por \mathbf{S} en cada miembro de la ecuación (144), tendremos:

$$\int_s (\nabla \times \mathbf{E}) d\mathbf{S} = - \int_s \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} d\mathbf{S} \quad (145)$$

Y si a continuación, simplificamos y le aplicamos al primer miembro de esta ecuación, el teorema de Stokes, se obtiene que:

$$\oint_{\ell} \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \int_s \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} d\mathbf{S} \quad (146)$$

Continuando, como el operador de diferenciación respecto al tiempo: $\partial / \partial t$, situado en el miembro derecho de la ecuación (146) se puede sacar de la integral (ya que se considera el contorno invariable) y como la propia integral solo depende del tiempo, el símbolo de la derivada parcial $\partial / \partial t$ se sustituye, al mismo tiempo, por d/dt , de tal forma que como resultado obtenemos:

$$\oint_{\ell} \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int_s \mathbf{B} d\mathbf{S} \quad (147)$$

La ecuación (147) es conocida como la ecuación de Maxwell en forma integral para la Ley de Faraday. De acuerdo con esta ecuación, la circulación de la intensidad del campo eléctrico \mathbf{E} por un contorno arbitrario ℓ , es igual a la derivada respecto al tiempo, tomada con signo inverso al flujo de la inducción magnética \mathbf{B} que pase por cualquier superficie \mathbf{S} , apoyada en dicho contorno. Por otra parte el flujo del vector \mathbf{B} que pasa a través de la superficie \mathbf{S} se denomina "Flujo magnético" y se designa como:

$$\Phi = \int_s \mathbf{B} d\mathbf{S} \quad (148)$$

Aplicando entonces la teoría expuesta, en la Antena Parrilla implementada (ver Figura 7.31), cada pliegue se puede interpretar como una espira rectangular cuya longitud equivale al contorno ℓ de una superficie \mathbf{S} cuya área se encuentra expuesta ante la inducción de un flujo magnético con densidad \mathbf{B} .

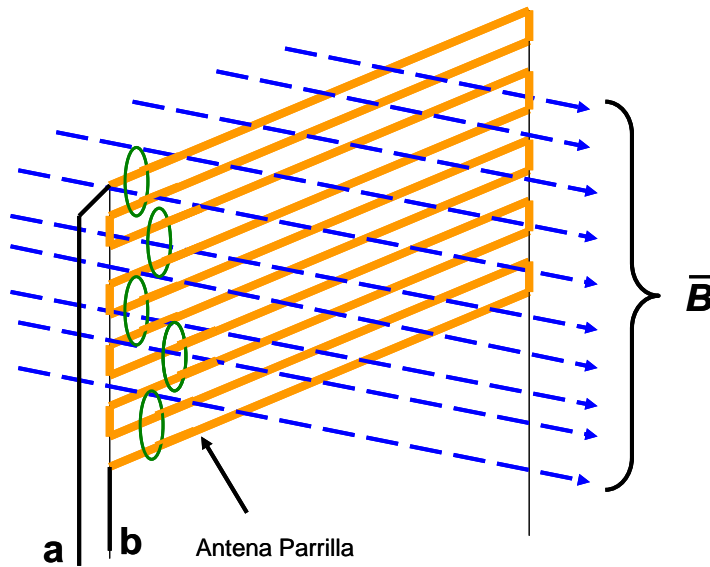


Fig. 7.31: Antena Parrilla bajo inducción de flujo magnético.

Así mismo, la relación entre este flujo magnético (Φ) y la intensidad de corriente eléctrica (I) que circula por el contorno ℓ (espira), define la medida de la oposición al cambio de corriente presentada por la espira que almacena energía en presencia de un campo magnético. Esta medida se conoce como la inductancia (L) y se expresa como:

$$L = \frac{\Phi}{I} [\text{Henrios}] \quad (149)$$

Ahora bien, esta Inductancia L de la Antena Lazo, es uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta en el proceso de diseño de un Detector-Receptor RF y depende sustancialmente de las características físicas del conductor (en especial de su diámetro) y de la longitud del mismo. Además, si se enrolla un conductor formando varias vueltas, la inductancia aumenta. De tal manera que el incremento del número de espiras es directamente proporcional al incremento de la inductancia, con lo cual reescribimos (149) como:

$$L = \frac{\Phi N}{I} [\text{Henrios}] \quad (150)$$

Donde N es el número de espiras.

Por otro lado, el flujo expresado en la ecuación (149) es el flujo producido por la corriente I exclusivamente (no se tienen en cuenta flujos producidos por otras corrientes) y en la práctica esta ecuación resulta aparentemente ser de poca utilidad porque es difícil medir el flujo transducido en un conductor. Sin embargo, si se pueden medir las variaciones del flujo y eso sólo es posible a través de la "Tensión Eléctrica V_{RMS} " inducida en el conductor por la variación del flujo. Con ello llegamos a una definición de Inductancia equivalente pero hecha a base de cantidades que se pueden medir, tales como: la corriente, el tiempo y la tensión, así:

$$V_{Ant.Lazo} = L_{Ant.Lazo} \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (151)$$

De esta manera, si asumimos que el contorno ℓ de la espira con la cual diseñamos nuestra antena lazo tiene forma rectangular (como es nuestro caso), su superficie estará entonces dada por las dimensiones a (anchura) y b (altura), con las cuales se calcula el área de inducción de flujo magnético, así como la longitud del contorno. Y como la espira se construye con un alambre conductor de resistencia eléctrica despreciable (es decir bajísima), adicionalmente solo debemos tener en cuenta su diámetro d . A su vez y tal como se mencionó antes, F.E. Terman [72] teniendo en cuenta la diagonal g del rectángulo formado por la espira y la cual se calcula como $g=(a^2+b^2)^{1/2}$, nos brinda la ecuación (127) con la cual se puede calcular en forma práctica la Inductancia L de una espira rectangular dados a , b y d , recordemos que según Terman:

$$L = 0,4 \left[(a+b) \ln \left(\frac{4ab}{d} \right) - a \ln(a+g) - b \ln(b+g) \right] + 0,4 [2g+d-2(a+b)] \mu H \quad (127)$$

Calculando entonces, si cada espira de la Antena Parrilla fue implementada con alambre de cobre desnudo calibre AWG-14 (diámetro $d=2,08$ mm), y sus dimensiones corresponden a un rectángulo con medidas $a=6,35$ m y $b=6$ cm, reemplazando en (127) obtenemos una Inductancia $L=10,367 \mu H$ por cada espira, y como en total la Antena Parrilla está formada por diez (10) espiras iguales, ubicadas en un plano único y conectadas en serie mediante un arreglo co-lineal, hacemos $N=10$ y reemplazando en la ecuación (150) obtenemos:

$$L_{(total Antena Parrilla)} = 10,367 \times 10 = 103,67 \mu H.$$

En este caso las ecuaciones (127) y (150) aplican debido a que el arreglo co-lineal y monopiano de las espiras excluye una autoinducción entre espiras, y de presentarse esta sería tan baja que no merece ser tenida en cuenta, al menos por supuesto en modo recepción.

En el numeral E.6.3 del anexo E, se muestran los cálculos efectuados al detalle.

Caracterización Ant. parrilla como antena de Hilo delgado sin terminación (Modo B)

Tal como se mencionó antes, implementar una antena de hilo con una extensión similar al tamaño de su longitud de onda (λ) no es práctico cuando se trata de bajas frecuencias. Sin embargo, es posible aumentar la longitud eléctrica de una antena mediante una técnica llamada “Carga” [78].

Cuando se carga una antena, su longitud física permanece inalterada, aunque su longitud eléctrica efectiva aumenta. Uno de los métodos usados para cargar antenas es el conocido como de “Bobinas de carga”. La Figura 7.32 muestra cómo una bobina (inductor) conectada en serie con una antena de Hilo (en nuestro caso plegado en forma de parrilla) aumenta efectivamente la longitud eléctrica de la antena. Esta Bobina tiene el apropiado nombre de “Bobina de Carga”, y anula o disminuye notablemente el componente capacitivo de la impedancia de entrada de la antena. De esta manera, la antena se

comporta como si fuera un circuito resonante, es decir se hace mucho mas resistiva, con lo cual se facilita la absorción de la potencia incidente (en nuestro caso la señal LEMP) al casi 100 % de su capacidad.

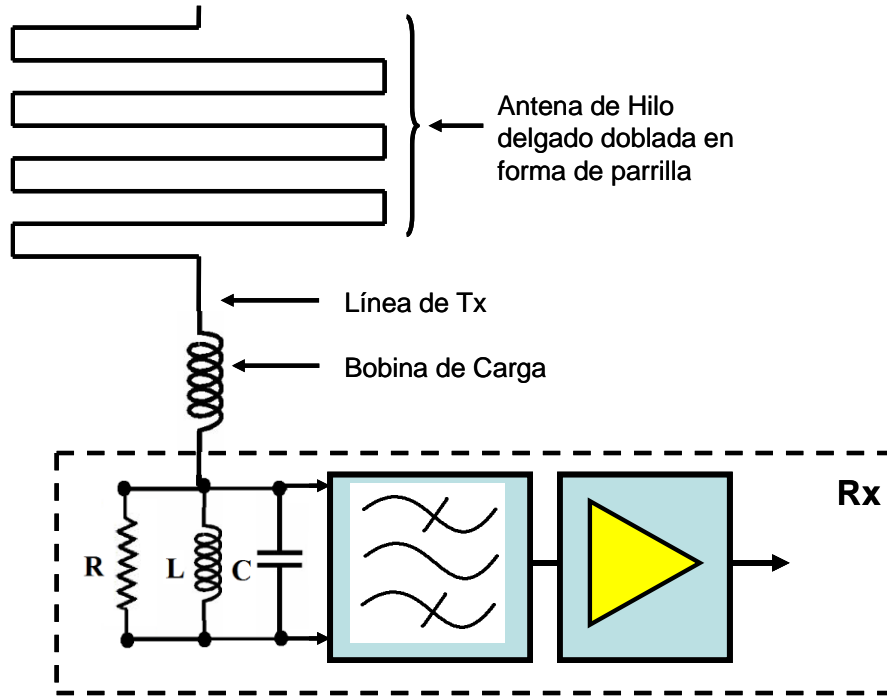


Fig. 7.32: Antena de Hilo con Bobina de carga.

Ahora bien, la capacidad de absorción de la potencia incidente (entiéndase transducción) está definida por el área (o longitud) de la antena que se presenta físicamente ante la OEM (a mayor área mayor incidencia y por ende mayor transducción), siendo este argumento el principal motivo de justificación del plegado en forma de parrilla.

Nota: Un aspecto importante de las configuraciones expuestas de la Antena Parrilla en los modos A y B, radica en que no tienen conexión a tierra, esto se hace así por dos razones:

- Primero, con el fin de evitar convertir la Antena parrilla en un Pararrayos, considerando la altura de la Antena sobre el techo y que la resistencia medida entre el extremo superior de la antena y la conexión a tierra es muy baja.
- Segundo, porque llevada la antena a tierra común, esta debe ser tierra RF diferenciada de la tierra común eléctrica, lo cual implica costos extras en su implementación. Por otro lado, si utilizamos la tierra común eléctrica la experiencia nos ha mostrado que este tipo de conexión es francamente contraproducente, pues se crea una radiación contaminante producida generalmente por la gran cantidad de equipos electrónicos que están conectados a la misma red de distribución de energía.

Parametrización de la Antena Parrilla

Para la parametrización de la Antena parrilla configurada en sus modos A y B se siguió el esquema de instrumentación de la Figura 7.19, para lo cual se utilizó también el analizador de redes HP-8712C en el modo de medición de reflexión, y por medio de la carta de Smith y los gráficos de reflexión, se midieron la impedancia de entrada y la SWR (ROE- Relación de Onda Estacionaria) de la Antena. Con base en la SWR obtenida se calculó el Γ - Coeficiente de Reflexión.

Los resultados incluyendo las gráficas SWR vs. F(MHz), Γ vs. F(MHz) y Z vs. F(MHz) han sido consignados en el Anexo E numeral E.6.

7.4 Antenas del Sub-módulo Sensor Campo Magnético (H)

Hasta el momento hemos visto dos (2) tipos de Antenas Lazo, la primera fue una Antena lazo cuadrada de N-espiras enrolladas en forma de bobina, implementada para el radio banda 1 y diseñada para recepción de la señal LEMP en el rango UHF-LF (ver Antena rómbica de la Figura 7.9) y la segunda, una Antena Lazo de N-Espiras rectangulares en arreglo serial co-lineal y monoplaneo (ver Antena Parrilla de la Figura 7.29), implementada para el sub-módulo de Disparo (Trigger) y diseñada como Sensor exclusivo de la señal LEMP. Ambas antenas fueron caracterizadas física y matemáticamente. Ahora bien, por razones expuestas antes (numeral 7.2.1), los circuitos sensores de campo magnético tienen también como primer elemento de transducción (sensado del campo magnético-H) antenas de lazo de una (1) sola espira construida generalmente con un hilo delgado y de alta conductividad. Por otra parte, y tal como se enunció en el numeral 4.3.1: el sensor de Campo Magnético deberá entregar en su salida una señal de voltaje $v(t)$ con forma análoga y proporcional a la densidad de flujo magnético \mathbf{B} del LEMP generado por la descarga atmosférica (asumiendo el Rayo como la Antena emisora). Ahora bien, la magnitud de $v(t)$ estará definida por un lado por el área delimitada por el contorno de la espira y por el otro, por el ángulo de incidencia de la señal LEMP formado entre el plano de ubicación de la espira y la normal del vector de densidad de flujo magnético \mathbf{B} . Aspectos que para entenderlos nos remiten a una caracterización de la antena lazo mediante coordenadas polares, veamos:

Según Weeks [22], Schelkunoff [46], G. Smith [70], Terman [79], C. Balanis [80] y otros, cuando un lazo eléctricamente pequeño y de una sola espira es usado como antena receptora, el voltaje entregado en sus terminales en circuito abierto V_{oc} es proporcional a la componente de la densidad de flujo magnético que es incidente y normal al plano del lazo \vec{B}_z^i :

$$V_{oc} = j\omega N A B_z^i \quad (152)$$

Donde el campo incidente se asume uniforme en toda el área del lazo (espira). Esta simple relación entre V_{oc} y \vec{B}_z^i , convierte estas antenas lazo, en una herramienta útil y efectiva para medición de la densidad de flujo magnético \mathbf{B} . Si se conoce cuál es la relación presentada en el centro del lazo entre los vectores de campo Eléctrico \mathbf{E} y la

densidad de flujo magnético \mathbf{B} incidentes, entonces el V_{OC} puede ser expresado en términos de la magnitud del campo Eléctrico incidente E^i y la altura efectiva h_e (sensibilidad). Siendo este el caso para una onda plana polarizada linealmente e incidente sobre el lazo, con un factor de onda K_i y con una orientación como la mostrada en la Figura 7.33.

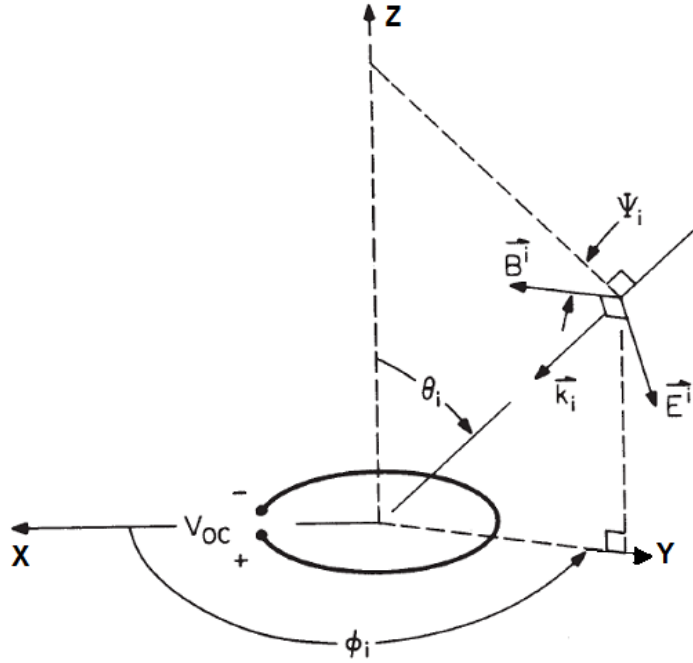


Fig. 7.33: Antena de Lazo en plano XY con campo incidente de ángulo θ_i [70]

Reescribiendo (152) de acuerdo con la Figura 7.33, obtenemos entonces:

$$V_{OC} = j\omega NAB^i \cos\psi_i \text{sen}\theta_i = h_e(\psi_i, \theta_i)E^i \quad (153)$$

Donde,

$$h_e(\psi_i, \theta_i) \equiv \frac{V_{OC}}{E^i} = j\beta NA \cos\psi_i \text{sen}\theta_i \quad (154)$$

Por otro lado, si asumimos como una impedancia de carga con valor Z_L al circuito sensor que será conectado a la antena lazo, y siendo Z la impedancia medida en los terminales de la antena lazo actuando como receptora (elemento transductor de señal), entonces el voltaje de entrada al circuito sensor (carga) V_L se podrá determinar con el circuito equivalente de Thévenin mostrado en la Figura 7.34, así:

$$V_L = \frac{V_{OC}Z_L}{(Z + Z_L)} \quad (155)$$

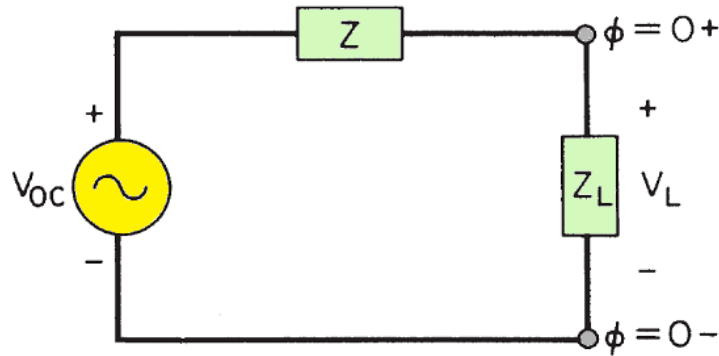


Fig. 7.34: Circuito equivalente de Thévenin para antena Lazo como receptora.

Por otro lado, la ecuación (121) despejada antes, nos muestra la relación existente entre el voltaje RMS (V_{rms}) entregado por la antena lazo al circuito sensor y la densidad de flujo magnético B_{rms} . De tal manera que si en esta ecuación hacemos $N=1$ (considerando que la antena lazo en cuestión es de una sola espira), podemos recalcular el valor RMS de la **f.e.m** en la salida de la antena para nuestra frecuencia f de interés como:

$$V_{rms} = \omega A B_{rms} \cos \theta \quad (156)$$

Donde, $\omega = 2\pi f$, A - es la superficie encerrada por el perímetro formado por el Lazo y θ - es el ángulo de incidencia de la señal LEMP con respecto al plano de ubicación de la antena Lazo.

La ecuación (156) nos aporta varios conocimientos básicos y de mucha importancia en la implementación de la Antena Lazo de una sola espira, si se diseña con la premisa de obtener un voltaje significativo en la salida de la antena: primero, que si la frecuencia principal (con mayor contenido de energía) componente de la señal LEMP es baja, entonces el voltaje de salida también lo será (relación directamente proporcional) aspecto que obliga a subir la ganancia del amplificador del circuito sensor, segundo que a mayor Área (tamaño de la antena Lazo) mayor sensibilidad y tercero, que la intensidad de la señal LEMP entregada por la Antena Lazo depende del plano de ubicación de la Antena con relación a la normal del vector del flujo magnético incidente (ángulo θ).

De lo anterior se deduce que lo ideal sería hacer la antena Lazo de un gran tamaño, y ubicarla a gran altura para lograr siempre un buen ángulo de incidencia del flujo magnético de la señal LEMP, sin embargo se presenta una limitante muy importante relacionada con la altura máxima permitida, pues la altura de la antena en su tope superior no debe sobrepasar la altura de los pararrayos instalados como sistema de protección del edificio (Bloque V - Campus La Nubia) y con el fin de que esta antena sobresalga del techo del edificio, el diámetro de la antena para el caso de una espira circular no debe sobrepasar un (1) metro de longitud.

Establecidas entonces las especificaciones básicas de diseño se procedió a la implementación de tres (3) tipos diferentes de antena lazo uni-espiral para el circuito sensor de campo magnético. Estas 3 antenas se implementaron con el fin de evaluar su desempeño y elegir la mejor, aún así como las 3 mostraron un desempeño similar se

decidió que estas se usarían en forma alternada con el fin de determinar a largo plazo sus características diferenciadas. En la Figura 7.35 se pueden apreciar los esquemas básicos de las tres antenas implementadas.

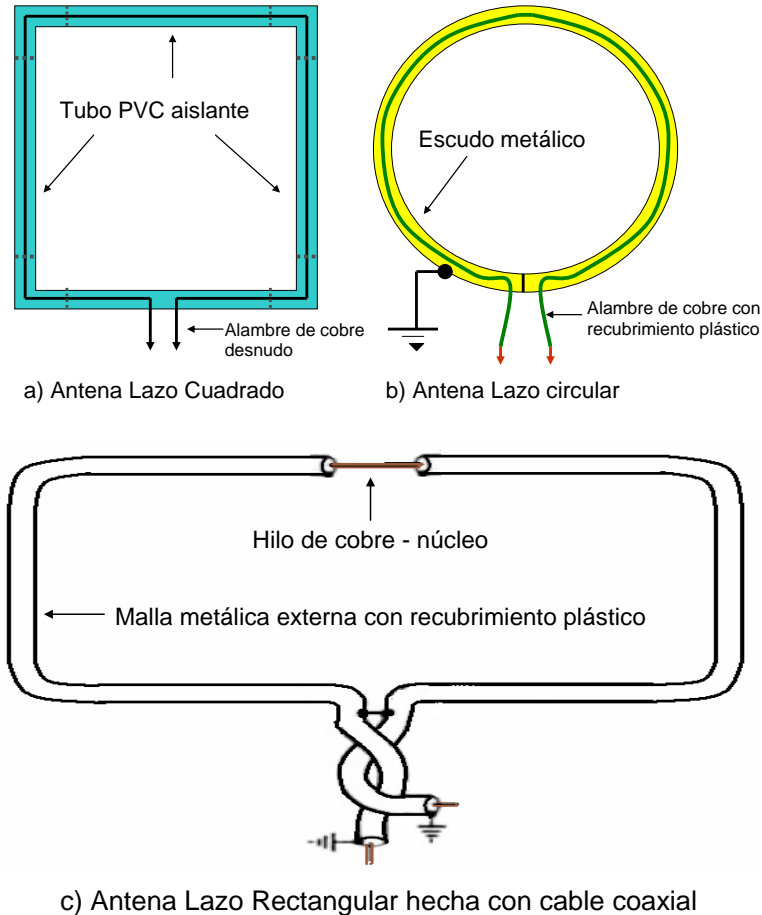


Fig. 7.35: Esquema Antenas Lazo mono-espira para conexión a Sensor campo H.

La primera antena que se implementó fue la antena lazo rectangular, cuyo montaje se efectuó siguiendo las indicaciones efectuadas por E. P. Krider y R. C. Noggle en [81]. Esta antena tiene una anchura de 2,4 metros de ancho por 80 cm de alto y fue elaborada con cable coaxial RG-59 ($Z_0 = 75\Omega$). En la parte superior central se han dejado 20 cm de núcleo libre sin aislamiento, rompiendo la continuidad de la malla metálica externa la cual se conecta en corto en la parte inferior central de la antena y además se lleva a tierra buscando cierta inmunidad a los campos eléctricos externos.

La segunda antena implementada fue la antena lazo circular, basados en las recomendaciones prácticas efectuadas por Schelkunoff y Friis en [46] así como G.S. Smith en [70]. Esta antena fue construida con hilo de cobre de 0,57 mm de diámetro (calibre 23 AWG) con revestimiento plástico tomado de un cable UTP cat. 6. El hilo está insertado en el interior de un escudo eléctrico en forma de aro hecho con manguera metálica flexible de 53-mm de diámetro (de las que se usan para redes de gas). Con estas dimensiones, la impedancia característica de la antena presenta un promedio de 45Ω . Así

mismo, con el fin de crear un tipo de inmunidad al campo eléctrico externo el blindaje metálico de la manguera se conecta a tierra.



Fig. 7.36: Foto Antenas Lazo mono-espira para conexión a Sensor campo H.

La tercera antena implementada fue la de Lazo cuadrado y corresponde a una propuesta propia. Esta fue construida con el mismo tipo de hilo de cobre utilizado en la antena de lazo circular pero sin revestimiento plástico (cable desnudo), de tal manera que como marco y protección se utilizó un cuadrado de 105 cm^2 formado con tubería PVC de $\frac{1}{2}$ " , en cuyo interior se acomodó el hilo procurando evitar un corto. En la Figura 7.36 se muestra una foto de las tres antenas de lazo implementadas. Como línea de conexión entre el sensor de campo magnético H y las antenas se utilizaron tres (3) pares de un cable UTP categoría 6 con impedancia característica $Z_0 = 100 \Omega$.

Parametrización de las Antenas Lazo del Sensor de campo H.

La parametrización de las tres (3) Antenas Lazo (cuadrada, circular y rectangular) se realizó siguiendo el esquema de instrumentación de la Figura 7.19, para lo cual se utilizó también el analizador de redes HP-8712C en el modo de medición de reflexión, y por medio de la carta de Smith y los gráficos de reflexión, se midieron la impedancia de entrada y la SWR de la Antenas. Con base en la SWR obtenida se calculó el Γ - Coeficiente de Reflexión.

Los resultados incluyendo las gráficas SWR vs. F(MHz), Γ vs. F(MHz) y Z vs. F(MHz) han sido consignados en el Anexo E numerales E.7, E.8 y E.9.

7.5 Receptores Sub-módulo Detección/Recepción RF

Con el fin de entender las características del diseño propuesto y aplicado en el montaje del sub-módulo de Detección/Recepción RF (Equipo Frontal del SDR), debemos recordar que en lugar de una sola antena de banda ancha se implementaron tres (3) antenas de banda semi-ancha con rangos de frecuencia suplementarios con el fin de obtener un sistema real de banda amplia. Esto implica entonces que cada antena deberá conectarse a su propio radio-receptor y que las salidas de cada radio-receptor se conectaran como señal de ingreso a un circuito sumador, el cual entregará en su salida una señal con el

ancho de banda objetivo, siendo a su vez esta señal el insumo de ingreso a la DAQ. El esquema general del módulo de Detección/Recepción RF se resume en la Figura 7.37:

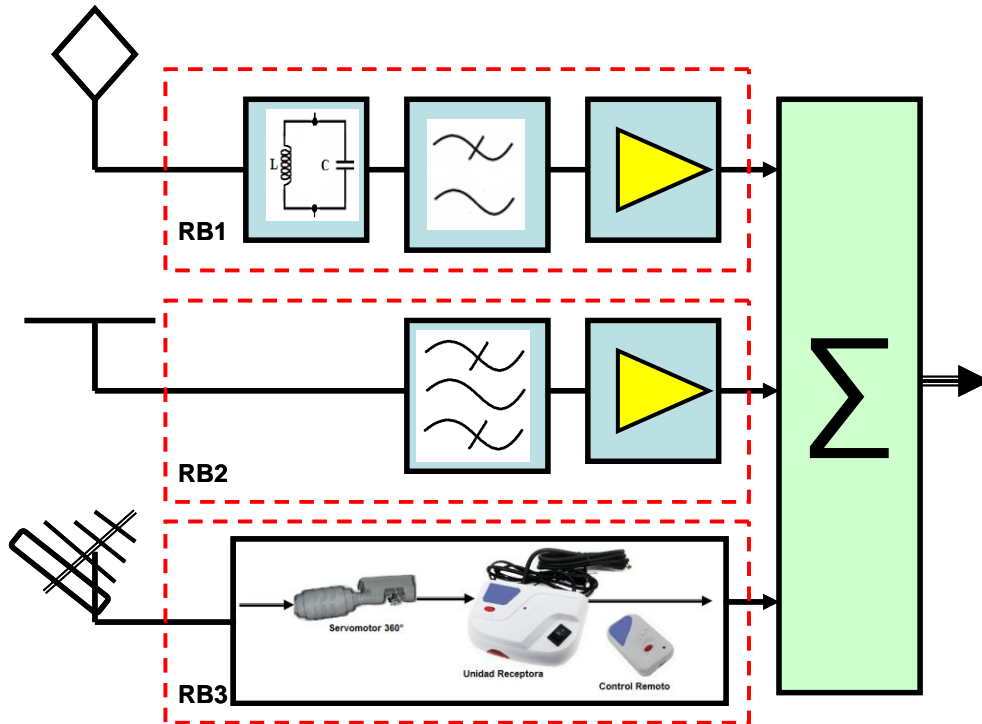


Fig. 7.37: Esquema general Detector/Receptor RF

De acuerdo con el esquema propuesto, el Detector RF consta de tres (3) radio-receptores con bandas diferentes pero complementarias: al receptor conectado a la antena lazo lo denominaremos RB1 (Radio Banda1), al conectado a la antena Dipolo $\lambda/2$ lo denominaremos RB2 (Radio Banda2) y al conectado a la antena Yagui lo denominaremos RB3 (Radio Banda3).

Ahora bien como el RB3 viene incluido con la antena Yagui marca Fulgore (ver especificaciones en el numeral 7.2.3), el diseño se centró en los receptores RB1 y RB2, así como en el circuito Sumador, teniendo en cuenta los requerimientos planteados en el numeral 7.1.1 y las siguientes consideraciones:

Consideraciones de diseño:

- Dado que cada antena presenta anchos de banda (B_w) con zonas de traslape significativas, es preciso ajustar el B_w de cada radio mediante filtros pasabanda ajustados.
- Como cada radio (RB1, RB2 y RB3) cubre una banda diferente, la “Ecuación en Frecuencia” esperada en la salida del Sumador, exige un compromiso estricto entre la “Sensibilidad” de cada Antena y la Ganancia de los Amplificadores Operacionales (AO) utilizados.
- Se debe ser muy cuidadoso en la selección del parámetro “Slew rate” de los AO

teniendo en cuenta que la señal LEMP es del orden de los μs .

- Si la señal LEMP es bipolar entonces los AO y su alimentación deben ser del tipo bipolar. En este caso se opta por alimentación $\pm 12\text{ V}_{\text{DC}}$ considerando que en el mercado local siempre será fácil adquirir fuentes de alimentación con este voltaje (Ej. Baterías de motocicleta).
- La alimentación bipolar de $\pm 12\text{ V}_{\text{DC}}$ de los AO se traduce en un rango de $24\text{ V}_{\text{p,p}}$ teóricos en su salida, esto implica un nuevo compromiso muy fuerte entre la cercanía (distancia) del rayo que se quiere detectar y el umbral de ganancia que se quiere fijar en los AO. En otras palabras si se aumenta la ganancia de los AO se podrán detectar señales EMP emitidas por rayos lejanos, pero al mismo tiempo, las señales EMP emitidas por rayos cercanos e inclusive medianamente cercanos se presentaran en la salida de los AO con saturación (corte en los extremos picos de señal).
- En tanto sea posible, se debe procurar que los dispositivos de radio diseñados (RB1 y RB2), así como el circuito Sumador no tengan conexión a tierra eléctrica comercial con el fin de lograr un aislamiento de la EMI producida por los equipos electrónicos conectados a la red eléctrica.
- Siendo el edificio donde se instalará el Sistema LEMPSA un complejo metálico retransmisor de ondas de baja frecuencia (60 Hz y armónicos), los radio-receptores diseñados deberán incluir los filtros respectivos.

Teniendo en cuenta entonces los requerimientos planteados y las consideraciones de diseño, pasamos a la implementación de los radios RB1 y RB2, así como del circuito Sumador.

7.5.1 Implementación Receptor RB1

El diseño del Receptor RB1 se encuentra resumido mediante cinco (5) bloques funcionales en la Figura 7.38. Estos bloques funcionales son:

- A. CR – Circuito resonante.
- B. LPF – Low Pass Filter (Filtro Pasa Bajos).
- C. AO – Amplificador Operacional.
- D. Ps – Power Supply – Abastecimiento de Potencia (Alimentación $\pm 12\text{ V}_{\text{DC}}$).
- E. PI – Power Indicator – Indicador lumínico de Potencia.

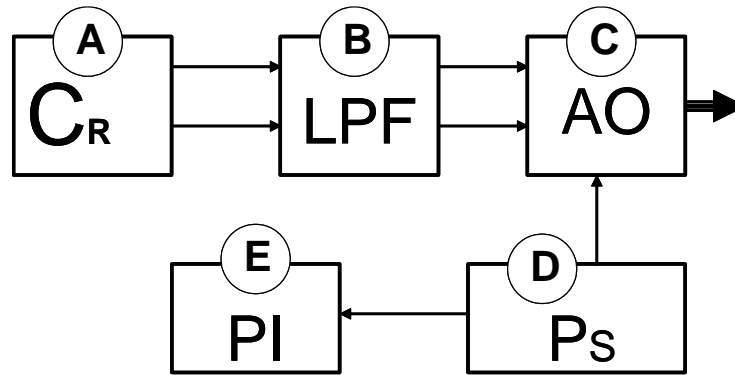


Fig. 7.38: Diagrama de Bloques Funcionales del Receptor RB1 propuesto.

En el proceso de cálculo y diseño de cada bloque funcional se tuvieron en cuenta aspectos relevantes, los cuales son relatados a continuación:

Bloque A- CR (Circuito Resonante)

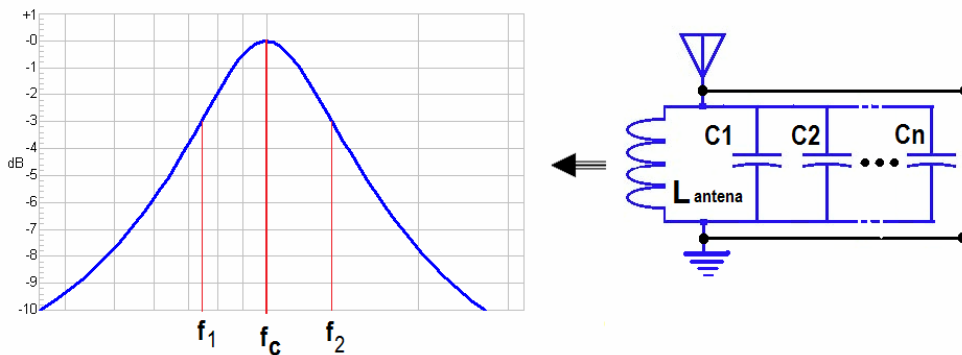


Fig. 7.39: Circuito resonante del Receptor RB1 y diagrama de resonancia (Δf).

El circuito resonante del RB1 está conformado por la Antena Lazo (elemento sensor de la señal LEMP), su inductancia “L” medida en las puntas terminales en modo “abierto” y un juego de capacitores conectados en paralelo con valor C_e (Capacitor equivalente) el cual se calcula tomando como F_0 la Frecuencia central F_c del ancho de banda objetivo. De esta forma la C_e se obtiene mediante la expresión:

$$C_e = \sum_{i=1}^n C_i = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L_{antena}} \tag{157}$$

Donde,

C_e – Capacitor equivalente del circuito resonante paralelo en Faradios.

L_{antena} – Inductancia medida en la entrada de la antena lazo en Henrios.

f_c - Frecuencia central ancho de banda objetivo en Hertz.

Nota: Para el ancho de banda objetivo ($\Delta f=DC-300$ kHz) obtenemos una $f_c =150$ kHz y dado que la L medida de la antena Lazo= 2,52 mH (ver numeral 7.2.1), entonces se obtiene una $C_e \approx 430$ pF (valor comercial de un solo capacitor).

Bloque B – LPF (Filtro Pasabajos)

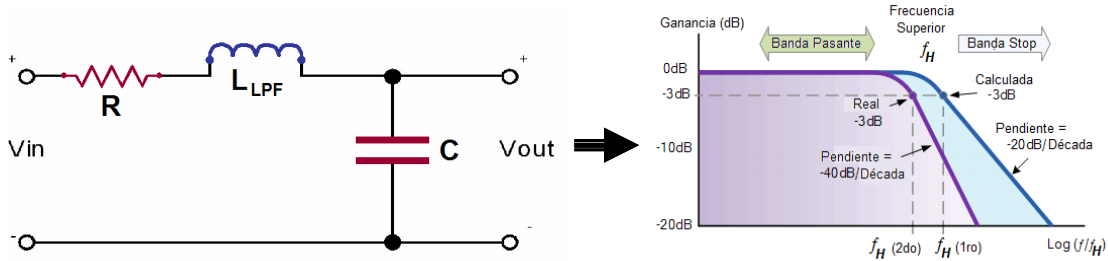


Fig. 7.40: Filtro Pasabajos RLC del receptor RB1 y su diagrama de Bode (Δf).

Con el fin de ajustar el ancho de banda del RB1, el Bloque A (Antena + CR) es conectado a un Filtro Pasabajos calculado con frecuencia de corte f_H en 300 kHz. Para la implementación de este filtro se optó por un filtro pasivo de 2° orden tipo RLC (ver Figura 7.40), con el fin de garantizar que la señal no sufriera ningún tipo de distorsión considerando que los filtros pasivos no aportan ganancias ni atenuaciones puesto que no son alimentados eléctricamente.

El cálculo de los valores de L y C se efectúa asumiendo como Frecuencia de corte f_H el límite del ancho de banda objetivo para RB1 ($f_H \approx 300$ kHz), de tal forma que si tenemos por ejemplo una bobina comercial de buen diseño y parámetro L estable, el valor deseado de C se puede obtener mediante la expresión (158), así:

$$C_{Faradios} = \frac{1}{4\pi^2 f_H^2 L} \tag{158}$$

Donde,

f_H es la Frecuencia de corte superior del filtro pasabajos en Hz y

L – es la Inductancia de la bobina serie en Henrios.

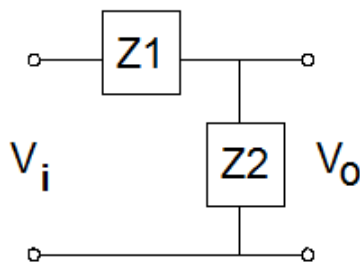


Fig. 7.41: Divisor de tensión.

La Figura 7.40 se interpreta como un circuito de entrada a impedancia compleja. En este, el elemento serie L se opone a las altas frecuencias y actúa como una reactancia inductiva, mientras que el capacitor C paralelo proporciona una trayectoria de baja impedancia a las frecuencias altas. Ahora bien, para ver como una impedancia compleja es utilizada en la práctica, consideremos el simple caso de un divisor de tensión como el de la Figura 7.41. En este

caso la relación entre los voltajes de salida V_o y entrada V_i , estará dado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \tag{159}$$

De tal forma que si de acuerdo con el circuito de la Figura 7.40, hacemos:

$Z_1 = R + X_L$ (Reactancia inductiva serie) y $Z_2 = X_C$ (Reactancia capacitiva), entonces

obtenemos:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C}{R + X_L + X_C} \quad (160)$$

Pero como es sabido $X_C = 1/j\omega C$ y $X_L = j\omega L$, de tal manera que sustituyendo en (160):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1/j\omega C}{R + j\omega L + 1/j\omega C} = \frac{1}{-\omega^2 CL + j\omega CR + 1} \quad (161)$$

Ahora, si traducimos al Dominio de Laplace convertimos $j\omega$ en S , de donde $S^2 = -\omega^2$ y por lo tanto la ecuación (161) se puede expresar como:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{S^2 CL + SCR + 1} \quad (162)$$

Con lo cual queda demostrado que el filtro implementado corresponde a un sistema LTI de 2° Orden, el cual se caracteriza por tener S^2 en el denominador y dos (2) polos en el plano complejo. Por otro lado y como ya se expresó en la ecuación (76), la relación en el dominio de la frecuencia entre la señal de salida con respecto a la señal de entrada, corresponde a la función de transferencia $H(s)$, por tanto reescribiendo (162) podemos decir que:

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{S^2 CL + SCR + 1} = \frac{1}{CL \left(S^2 + \frac{R}{L} S + \frac{1}{LC} \right)} = \frac{1}{S^2 + \frac{R}{L} S + \frac{1}{LC}} \quad (163)$$

Así mismo, si queremos asociar la función de transferencia $H(s)$ con la Frecuencia característica del filtro ω_0 y el factor de calidad Q (recordemos que a menor R mayor Q), entonces definimos $\omega_0^2 = 1/LC$ y $Q = \omega_0 L/R$, con lo cual la expresión (163) se reescribe como:

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{S\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (164)$$

En este punto es importante anotar que el circuito de la Figura 7.40 mantendrá sus características de Filtro Pasa-bajas solamente si se tienen dos (2) polos reales. Esto es cuando el “Discriminador” de la Función de Transferencia $H(s)$ es igual o mayor que cero (0), de lo contrario (si es menor que cero), entonces la “Respuesta” del Filtro comienza a ser “oscilatoria”, aspecto cuyo análisis queda por fuera del alcance del presente trabajo. Ahora bien, para examinar la respuesta en frecuencia de la función de segundo orden calculada y ver cómo varía con Q , hacemos por ejemplo $Q = 0,707$ y graficamos mediante MATLAB™, con lo cual obtenemos la Figura 7.42, en la cual se muestra la función como una superficie curvada, representada en un espacio

tridimensional formado por el plano complejo y un vector de magnitud vertical. Aquí se puede ver inmediatamente que la “Respuesta” es por supuesto la correspondiente a un filtro pasa-bajas (dos polos reales).

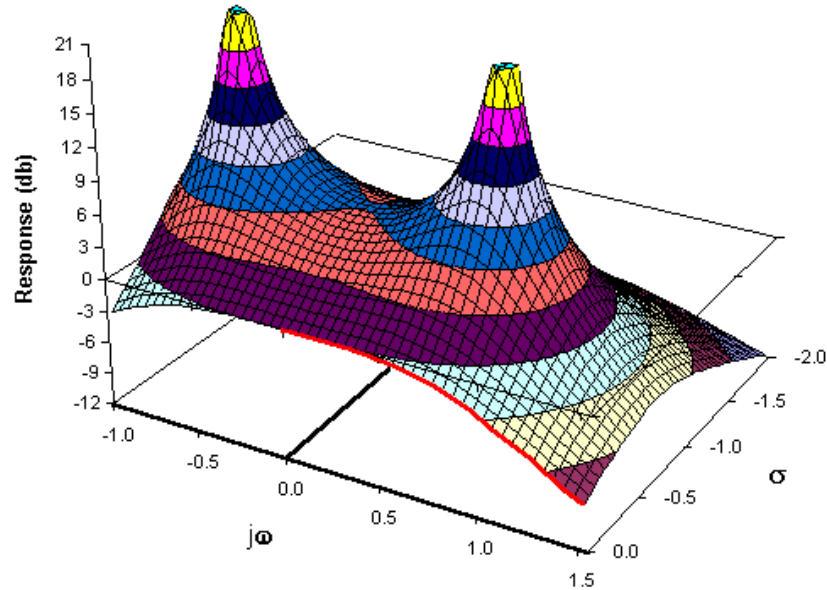


Fig. 7.42: Función compleja de un Filtro Pasa-bajas de 2° Orden con $Q=0,707$.

Nota1: Como circuito de prueba y como variación interesante en el diseño de los bloques funcionales A y B, se conectó directamente la Antena Lazo con un Filtro Pasa-bajas LC implementado para una frecuencia de corte cercana a los 10 kHz (frecuencia que se presenta como componente habitual del espectro de la señal LEMP). En este caso se tomó como R la resistencia interna de la Antena Lazo (resistencia muy baja del orden de los $5,4 \Omega$) y el cálculo de L se obtuvo sumando la Inductancia medida en la salida de la Antena Lazo (2,52 mH), con la inductancia L_{LPF} de la bobina utilizada como elemento serie del filtro (78,4 μ H). El valor de L_{LPF} se obtuvo asumiendo que se utilizaría como elemento paralelo del filtro un capacitor RF de polipropileno con $C=0,1 \mu$ F, para lo cual se estableció la siguiente fórmula:

$$L_{LPF} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} - L_{antena_Lazo} \quad (165)$$

En el Anexo F numeral F.1.1 se pueden apreciar los cálculos de la función de transferencia $H(s)$ de este filtro, así como la Frecuencia de corte f_H , Factor de calidad Q , Coeficiente de amortiguamiento ζ , el margen de fase, los polos/ceros, frecuencia de oscilación y Picos de sobrepaso en valores absolutos. Así mismo se presentan las gráficas del Diagrama de Bode, Fase Vs. Frecuencia, diagrama de Nyquist (DC-1 MHz), Respuesta al Escalón y Respuesta al Impulso.

Nota2: Con el fin de mantener una estabilidad confiable en los parámetros de los filtros implementados en el Sistema LEMPISA, se utilizaron capacitores de polipropileno (ver foto de la Figura 7.43), estos capacitores permiten pérdidas mucho menores en el



Fig. 7.43: Capacitor de Polipropileno

dieléctrico pues su porcentaje de absorción Dieléctrica %DA es $< 0,1$ y además su factor de disipación DF es muy bajo, ya que se encuentra entre 0,01 y 0,03.

Bloque C – AO (Amplificador Operacional)

Por generalidad los amplificadores operacionales se pueden comprender como amplificadores diferenciales de tensión con acoplamiento DC y con ganancia muy alta a bajas frecuencias. Los AO normalmente se implementan en configuraciones realimentadas con el fin de controlar la ganancia y el ancho de banda, así como para estabilizar las aplicaciones frente a las elevadas variabilidades de los parámetros del amplificador.

A bajas frecuencias, la magnitud de la ganancia del amplificador operacional $G_v = |A(j\omega)|$ es muy grande, típicamente $G_v > 100\text{dB}$ para amplificadores operacionales bipolares y $G_v > 80\text{dB}$ para amplificadores MOS.

Lo anterior constituye una descripción lineal. No se establece restricción alguna sobre la tensión de salida, pero es evidente que ésta debe restringirse a un rango finito, en nuestro caso por ejemplo esta se restringe a $24 V_{p-p}$ considerando que la alimentación del AO debe ser bipolar y que se ha optado por una alimentación (Power supply) de $\pm 12 V_{DC}$.

Una vez establecido el tipo de alimentación del AO, se opta por una configuración de Amplificador Inversor con realimentación negativa, en parte porque esta configuración garantiza una mayor estabilidad en la salida y sobretodo porque se hace obligatoria considerando que el “Sumador” también tendrá configuración de Inversor (inversión de señal invertida=señal no invertida).

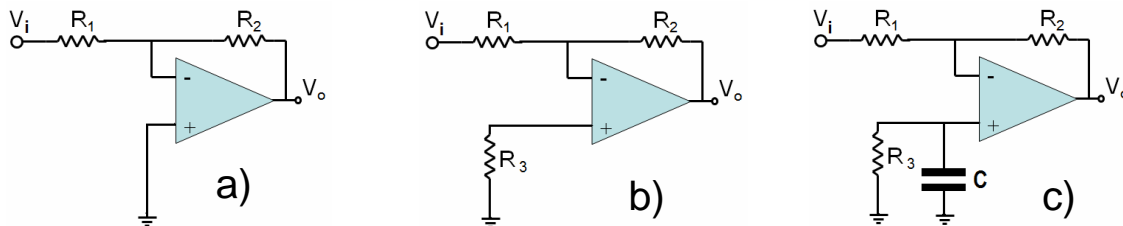


Fig. 7.44: Configuraciones AO Inversor a) Sin R_{OFFS} b) Con R_{OFFS} c) Con $R_{OFFS} + C$

En la Figura 7.44.a) se puede apreciar una configuración básica de Amplificador Inversor con realimentación negativa. En esta configuración la ganancia en tensión G_v del amplificador se calcula mediante la relación R_2/R_1 de tal forma que la relación entre las señales de entrada V_i y salida V_o estará dada por:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (166)$$

Así que según esta ecuación, si aplicamos una señal sinusoidal de amplitud B en el terminal V_i de la Figura 7.44.a), entonces si medimos la señal de salida en V_o , veremos

que la señal de salida será también sinusoidal pero con amplitud $B \times (R2/R1)$ y desfasada 180° con la señal de entrada (por eso el signo menos) [82].

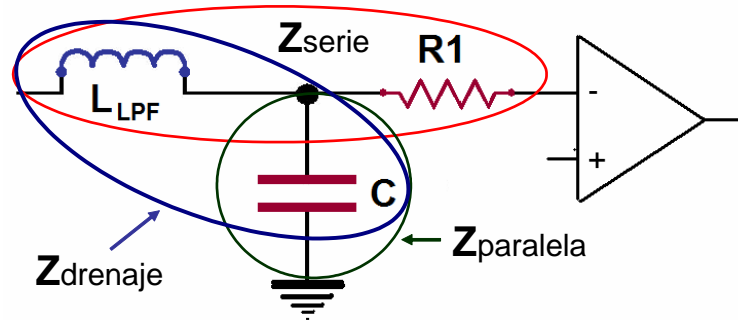


Fig. 7.45: Impedancias de entrada al AO.

Ahora bien, tal como se dijo antes, la Inductancia L_{LPF} de la bobina serie del filtro pasa-bajos en conjunto con la resistencia $R1$, conforman la Impedancia de entrada al terminal inversor del AO (ver Figura 7.45), de tal forma que:

$$Z_{serie} = R1 + X_L = R1 + j2\pi F_m L_{LPF} \quad (167)$$

Donde F_m es la Frecuencia medida en Hz.

A su vez, el capacitor C del Filtro pasa-bajos representa una Impedancia reactiva paralela que actúa como drenaje para los componentes de alta frecuencia, de donde:

$$Z_{paralela} = X_C = \frac{1}{j2\pi F_m C} \quad (168)$$

Y como el capacitor C se encuentra al lado derecho de la bobina, la impedancia total de drenaje estará dada por:

$$Z_{Drenaje} = X_L + X_C \quad (169)$$

Las expresiones (167) y (169) nos sirven para concluir que la determinación del valor de resistencia $R1$ depende de la frecuencia de corte superior del LPF, de tal forma que el valor de $R1$ deberá satisfacer las siguientes condiciones:

1a. Para $F_m = f_H$ se deberá cumplir que:

$$(R1 + X_L) \leq (X_L + X_C) \quad (170)$$

2a. Para $F_m = (1 + f_H)$ se deberá cumplir que:

$$(R1 + X_L) > (X_L + X_C) \quad (171)$$

Establecido entonces el valor de $R1$ pasamos entonces a determinar el valor de $R2$, el cual depende de la Ganancia de tensión G_V elegida. A su vez la Ganancia depende de la relación Ganancia de Tensión Vs. Ancho de banda (Hz), relación que mediante gráficas ofrece normalmente el fabricante del chip en la hoja de datos técnicos (Datasheet) del AO, como puede apreciarse en la Figura 7.46:

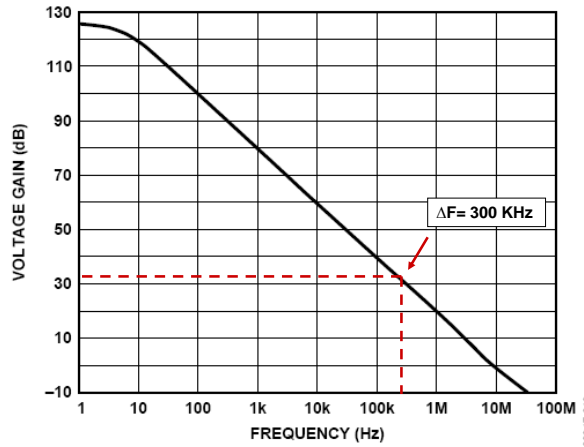


Fig. 7.46: Ganancia de tensión en lazo abierto Vs. Frecuencia (ΔF)

De esta forma queda garantizada una correspondencia simétrica entre los anchos de banda (ΔF) de la Antena Lazo, el filtro LPF y el AO utilizado, donde el valor absoluto de la Ganancia de tensión se relaciona con las resistencias R1 y R2 mediante la expresión:

$$|G_v| = \frac{R2}{R1} \tag{172}$$

Por otro lado el hecho de que los transistores componentes del AO en su etapa diferencial de entrada no son idénticos, provoca un desequilibrio interno del que resulta una tensión (del orden de los mV) en la salida, denominada tensión de “Offset” de salida V_{Os} , aún incluso cuando ambas entradas (inversora y no-inversora) estén puestas a tierra. Esta situación se traduce en que al aplicar una señal bipolar en la entrada del AO, se observa con un osciloscopio que el eje de cero (0) voltios de la señal original sufre un desplazamiento (offset) en la señal obtenida en la salida. Es así que con el fin de corregir esta situación se conecta una resistencia entre la masa eléctrica y la pata no-inversora del AO. Esta resistencia que llamaremos R_{Offset} se marca como $R3$ y se puede apreciar en la Figura 7.44.b).

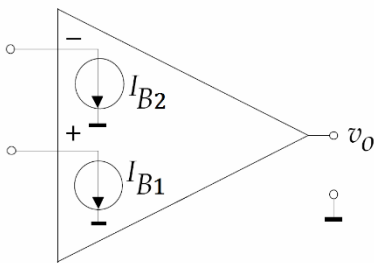


Fig. 7.47: Modelado corriente IB.

Para calcular el valor de $R3$ es preciso recordar el concepto de corriente de polarización de entrada I_B (la letra B es una abreviación de Bias), la cual se define como la semi-suma de las corrientes de entrada en un amplificador equilibrado o balanceado, siendo por tanto igual a:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \tag{173}$$

Donde, I_{B1} - es la corriente de la entrada No-inversora (+) e I_{B2} - es la corriente de la entrada Inversora (-).

La corriente I_B se puede modelar como dos fuentes de corriente (ver Figura 7.47).

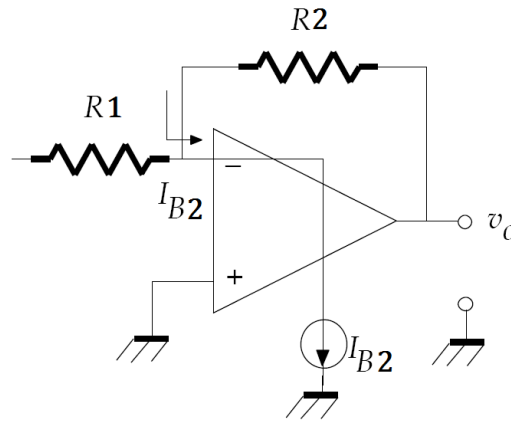


Fig. 7.48: Circulación de I_{B2} (AO sin señal entrada).

Ahora, si consideramos el Amplificador Inversor de la Figura 7.48, sin señal de entrada (en este caso $V_O = V_{Os}$), entonces la corriente I_{B2} fluye desde la entrada inversora hacia la salida a través de la resistencia de realimentación $R2$ planteando la siguiente ecuación en el nudo v^- :

$$I_{B2} = \frac{V_{Os} - v^-}{R2} \tag{174}$$

Pero como $v^- = 0$, el voltaje de salida generado es $V_{Os} = I_{B2}R2$.

Repitiendo entonces, el método más común para corregir este *offset* producido en la salida, es colocar una resistencia ($R3$) en el terminal no-inversor (ver Figura 7.44.b). Ahora bien, el valor de esta resistencia $R3$ deberá ser igual al valor de la resistencia equivalente total conectada al terminal inversor. Veamos:



Fig. 7.49: (a) Configuración para eliminar offset (b) Circuito considerando efecto I_B .

Suponiendo que $I_B = I_{B2} = I_{B1}$, el voltaje desarrollado por la resistencia $R3$, es igual pero opuesto al desarrollado por la combinación de resistencias $R1$ y $R2$, de tal manera que finalmente estos voltajes se cancelan. Aspecto que se ilustra en los circuitos de la Figura 7.49, de los cuales se pueden plantear las siguientes ecuaciones:

$$I_{B2} = \frac{0 - v^-}{R1} + \frac{V_o - v^-}{R2} \tag{175}$$

$$I_{B1} = \frac{0 - v^+}{R3} \quad (176)$$

Luego para despejar V_o , recordamos que $v^+ = v^-$ de tal manera que despejando v^+ en (176) y reemplazando en (175) obtenemos:

$$\frac{V_o}{R2} = I_{B2} + v^- \left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right] \quad (177)$$

$$\frac{V_o}{R2} = I_{B2} - I_{B1} \cdot R3 \left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right] \quad (178)$$

$$V_o = R2I_{B2} - I_{B1} \cdot R3 \left[\frac{R2}{R1} + 1 \right] = R2I_{B2} - I_{B1} \cdot R3 \left[\frac{R1 + R2}{R1} \right] \quad (179)$$

Pero como se supone que $I_B = I_{B2} = I_{B1}$, entonces la tensión de salida $V_o = V_{OS}$ será:

$$V_{OS} = I_B \left\{ R2 - R3 \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) \right\} \quad (180)$$

Ahora, si hacemos R3 equivalente al valor de R1+R2 conectadas como resistencias paralelo:

$$R3 = R1 \parallel R2 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (181)$$

Y si luego reemplazamos en (180) el nuevo valor de R3 obtenido en (181), se anulan los valores de resistencia entre sí, de tal forma que el offset $V_{OS} = 0$ (cero).

En el diseño propuesto en el presente trabajo hemos calculado **R3** con la ecuación (180), sin embargo no debemos olvidar que esta expresión se obtuvo para el caso en que no se aplicaba señal de entrada al AO. En la práctica al inyectarse una señal real bipolar en el terminal inversor del AO, encontramos que continúa presentándose un pequeño offset el cual termina de ajustarse a cero (0) conectando un capacitor paralelo a R3, tal como se puede apreciar en la Figura 7.44.c). El valor de este capacitor se determina experimentalmente mediante la ayuda de un osciloscopio.

Cálculo del Slew Rate del AO

Hasta el momento el ancho de banda (B_w) del AO ha sido determinada mediante la ganancia de tensión G_v elegida de acuerdo con la gráfica de la Figura 7.46 y a su vez esta ganancia determinó el valor de la resistencia **R2** de realimentación, valor que en conjunto con el valor de **R1** nos ayudó a calcular **R3**. Sin embargo, la máxima frecuencia f_{MAX} con que puede operar un AO no depende solamente del ancho de banda (f_H), sino que puede estar limitada por el parámetro Slew-Rate (SR). Para determinar esta frecuencia, se deben resolver las siguientes desigualdades [82]:

$$1^a. f_H \leq \frac{SR}{V_A 2\pi} \Rightarrow f_{MAX} = f_H \quad (\text{Limita el ancho de banda}) \quad (182)$$

$$2^a. f_H > \frac{SR}{V_A 2\pi} \Rightarrow f_{MAX} = \frac{SR}{V_A 2\pi} \quad (\text{Limita el Slew-Rate}) \quad (183)$$

Donde V_A es la amplitud pico de la señal de salida en voltios.

Recordemos que el Slew-Rate (SR) se define como la máxima variación temporal del voltaje que puede proporcionar la etapa de salida del AO, o en otras palabras: la tasa máxima de cambio del voltaje de salida; se mide habitualmente en V/ μ s y se expresa como:

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad (184)$$

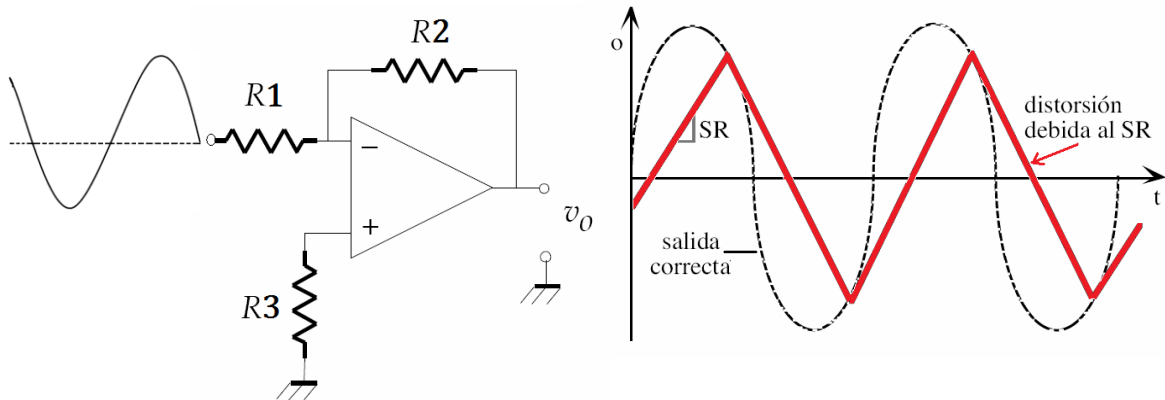


Fig. 7.50: Ejemplo de efecto de la distorsión debida al SR en la salida de un AO.

La ecuación (184) define el aspecto más importante a tener en cuenta en lo relacionado con el SR, el cual consiste en que si la señal objetivo requiere que el voltaje de salida V_o cambie a una razón superior al SR, la señal se distorsiona y la razón de cambio se limita al SR. La Figura 7.50 nos muestra un ejemplo de la distorsión típica que aparece cuando se ha superado ampliamente el SR. De tal manera que en lugar de obtener una onda sinusoidal se produce una especie de onda triangular cuya pendiente es efectivamente el valor de SR. Aquí es importante analizar las condiciones en las cuales se determina el Slew-Rate. Para ello, se supone una señal sinusoidal en la salida del AO expresada como:

$$V_o = V_A \text{sen}(2\pi ft) \quad (185)$$

En este punto, la pendiente de V_o se determina derivando la ecuación (185), así:

$$\frac{\partial V_o}{\partial t} = V_A 2\pi f \cos(2\pi ft) \quad (186)$$

Ahora bien, el valor máximo de esta pendiente se producirá cuando $t=0$, de tal manera que el $\cos(2\pi ft)=1$, resultando que:

$$\left. \frac{\partial V_o}{\partial t} \right|_{MAX} = V_A 2\pi f \quad (187)$$

Analizando la ecuación (187), esta nos muestra que la pendiente no solo depende de

la frecuencia f de la señal, sino de la amplitud V_A de la tensión de salida. Es así que solamente habrá distorsión en la salida cuando se verifique que $V_A 2\pi f(t) > SR$. En este caso la distorsión aparecerá inicialmente en el paso por 0 (cero) de la señal sinusoidal y es prácticamente imperceptible. Ahora bien, si $V_A 2\pi f(t) \gg SR$, entonces la distorsión es muy grande respondiendo el AO con una señal similar a la indicada en la Figura 7.50. Resumiendo, para tener una señal libre de distorsión se debe cumplir que:

$$V_A 2\pi f_H \leq SR \quad (188)$$

Esta condición se puede expresar también en términos de la frecuencia de corte del Filtro LPF como:

$$f_H \leq \frac{SR}{2\pi V_A} \quad (189)$$

O en términos de la amplitud máxima esperada en la salida del AO, como:

$$V_A \leq \frac{SR}{2\pi f_H} \quad (190)$$

Calculando, si dada una $f_H = 300$ kHz, y una Amplitud medida de la señal LEMP tal que para una Ganancia unitaria del AO $V_A = 0,5$ V esperados sin distorsión, entonces:

a) Para el caso de una Ganancia Unitaria configurada en el AO

$$SR = 2\pi(300.000)(0,5) \text{ [V/s]}$$

$$SR = 2(3,141592654)(300.000)(0,5) \text{ [V/s]}$$

$$SR = 942.477,8 \text{ [V/s]} = 0,94E6 \text{ [V/s]}$$

$$SR = 0,94 \text{ [V/}\mu\text{s]} \text{ (Dado que } 1s = 1.000.000 \mu\text{s)}$$

b) Para el caso de una Ganancia G_V configurada en el AO

En este caso la SR obtenida se multiplica por el valor absoluto de la Ganancia de tensión configurado en el AO, así:

$$SR = 0,94 |G_V| \text{ [V/}\mu\text{s]}$$

De tal forma que asumiendo que V_A es la Amplitud pico de la señal LEMP medida en la salida de un AO configurado con Ganancia unitaria ($R_2=R_1$) y tomando (172) y (188) reescribimos SR como:

$$SR = 2\pi f_H V_A \left| \frac{R_2}{R_1} \right| \quad (191)$$

Nota: La influencia del SR se puede apreciar en las diferencias de pendiente presentadas en las gráficas de respuesta al impulso de señales pequeñas y señales grandes ofrecidas por los fabricantes en las hojas técnicas de los AO (Ver ejemplo en Figura 7.51).

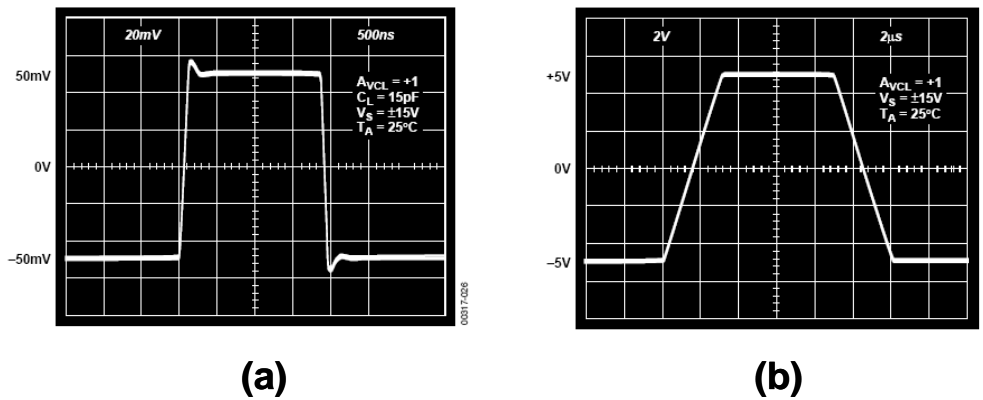


Fig. 7.51: Respuesta a transitorios (a) Pequeña señal en mV (b) Señal grande en V.

Bloque D – Ps (Power Supply)

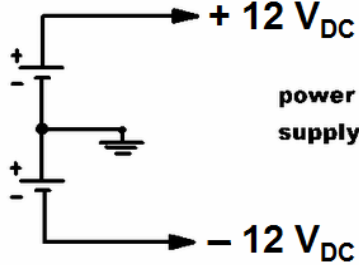


Fig. 7.52: Power Supply AO tipo bipolar

Como el AO elegido es del tipo Bipolar (de alimentación con tensión simétrica), para que este trabaje adecuadamente requiere de dos voltajes, un voltaje positivo aplicado en la patilla [V+] del chip AO, y un voltaje negativo aplicado en la patilla [-V] del chip AO. El abastecimiento de estos voltajes con baterías externas de modo tal que el voltaje positivo sea $V^+ = +12 V_{DC}$ y el voltaje negativo sea $V^- = -12 V_{DC}$, se logra mediante una configuración similar a la de la Figura 7.52 (simetría bipolar).

La desventaja de una fuente dual de voltajes construida con baterías es que estas tienen una vida de uso limitada pues requieren recarga, la gran ventaja es que al no estar conectadas a la Red Eléctrica comercial no contaminan con EMI los circuitos del Radio-receptor. Sin embargo si se elige un AO de precisión con características de bajo ruido (Low Noise) y un SR no muy alto, la contaminación EMI puede ser obviada y se puede construir una fuente dual de voltajes alimentada con corriente alterna de red comercial como la que se muestra en la Figura 7.53:

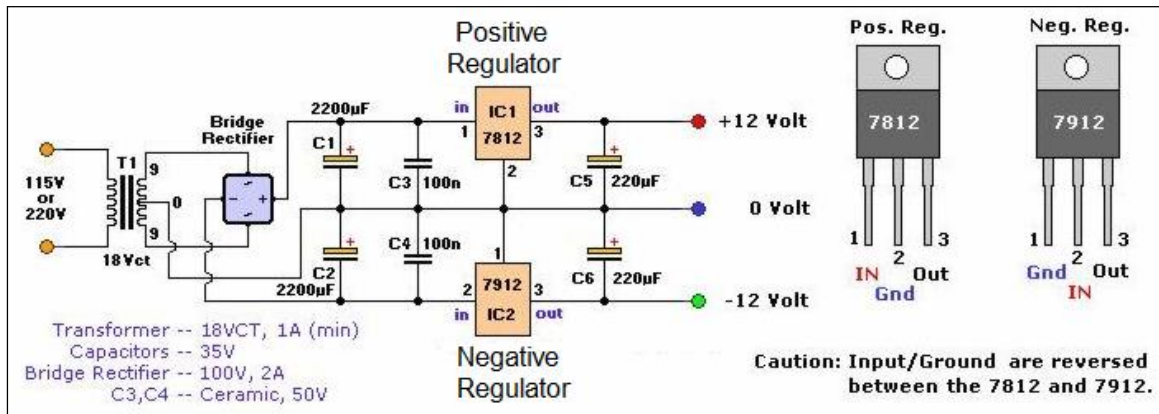


Fig. 7.53: Fuente AC/DC Dual de voltajes $\pm 12 V_{DC}$ [83]

El esquema del circuito de la Figura 7.53 es común en la Web [83] y pese a su simplicidad, logra entregar en sus terminales voltajes de $\pm 12 V_{DC}$ de gran estabilidad, para lo cual se usan chips reguladores de voltaje como el 7812 y el 7912 los cuales son de fácil adquisición en el comercio electrónico.

Power Supply Bypassing

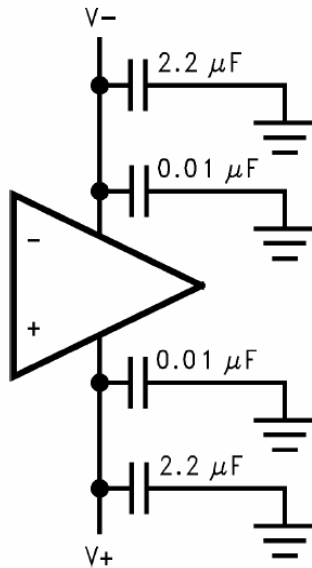


Fig. 7.54: Power Supply Bypassing

Con el ingreso de la señal LEMP al receptor RB1, sus componentes frecuenciales pueden generar corrientes AC que viajan por el circuito y que se constituyen en ruido en las líneas de alimentación DC (power supply) del AO. Con el fin de obviar (Bypass) estas corrientes AC no deseadas, se conectan Capacitores que provean una muy baja impedancia (corto) a estas componentes frecuenciales con el fin de llevarlas a tierra y así mantener limpia las líneas de alimentación DC. Estos capacitores bypass deberán ser conectados individualmente en cada línea de alimentación (positiva y negativa) siguiendo el esquema propuesto en la Figura 7.54. Como se puede ver, se recomienda conectar condensadores cerámicos de $0,01\mu F$ directamente a las patillas de alimentación del chip AO y si se puede condensadores de tantalio de $2.2\mu F$ muy cercanos a los pins de salida de las fuentes de alimentación.

Protección con diodos en la entrada “Inversora” del AO.

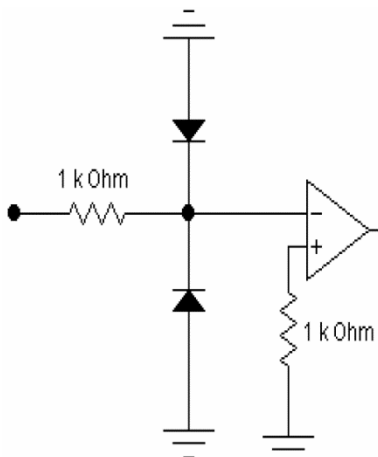


Fig. 7.55: Protección entrada al AO

Los amplificadores operacionales son amplificadores de alta ganancia de voltaje. Por lo general, las señales eléctricas que se requieren en sus entradas son de baja magnitud. Para limitar estos voltajes de entrada a valores de por ejemplo $\pm 0,7$ Voltios, se coloca un arreglo de diodos que limitan estos voltajes en la entrada del amplificador operacional (Ver Figura 7.55). De esta forma toda señal que supere los $\pm 0,7 V$ será limitada a esos valores.

Para estos arreglos se recomienda utilizar diodos Schottky, estos son dispositivos semiconductores que proporcionan conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa (menos de 1ns en dispositivos pequeños de 5 mm de diámetro) y muy bajas tensiones umbral (también conocidas como tensiones de codo). A su vez estos diodos al ser de rápida respuesta protegen los AO de transitorios no deseados.

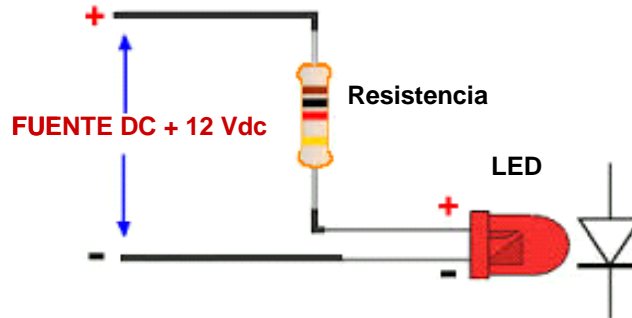
Bloque E. PI – (Power Indicator – Indicador lumínico de Potencia).

Fig. 7.56: Circuito alimentación LED

Como indicador lumínico (piloto) de encendido (Power-On) del circuito RB1 se determinó utilizar un diodo LED. En la Figura 7.56 se encuentra detallado el esquema topológico de conexión del LED.

Los LEDs operan con un voltaje relativamente bajo, entre 1 y 4 volts, y la corriente está en un rango entre 10 y 40 miliamperios. Voltajes y corrientes superiores a los indicados pueden derretir el encapsulado del LED.

La mayoría de las características de los LED's están especificadas para una corriente de 20 mA, sin embargo conviene diseñar todo para una corriente más pequeña con el fin de garantizar la vida útil del LED. Es así que para determinar con que corriente diseñar se necesita primero saber la caída de tensión en el LED y para esto debemos recordar que esta tensión depende del color del LED que se quiere utilizar, además en nuestro caso la idea es implementar los diferentes módulos con LED's de diferentes colores buscando una diferenciación óptica de equipos activados. De acuerdo con las especificaciones técnicas se pueden asumir con suficiente seguridad los siguientes voltajes: 1,7 V para rojo no muy brillante, 1,9 V para alto brillo, alta eficiencia y rojo de baja corriente; 2V para naranja y amarillo; 2,1 V para verde; 3,4 V para blanco brillante, verde brillante sin amarillo y la mayoría de los azules y 4,6 V para azul brillante de 430 nm. En general se diseña con corriente de 12 mA para los tipos de 3,4 V y 10 mA para el azul de 430 nm, ahora bien, los azules de 430 nm pueden funcionar con 12 mA, así como los demás, aunque pierdan algo de intensidad lumínica, por este motivo para los módulos del sistema LEMPSA se optó por una corriente de 12 mA, de esta forma teniendo en cuenta que la fuente de alimentación es de 12 V_{DC} y mediante la ley de Ohm calculamos el valor de la resistencia a conectar en serie con el LED así:

$$R_{LED} (K\Omega) = \frac{V_{FUENTE} (Volt)}{I_{LED} (mA)} = \frac{12V_{DC}}{12mA} = 1K\Omega \quad (192)$$

Montaje físico del circuito

Efectuados los cálculos de diseño y teniendo en cuenta las consideraciones expuestas

el paso siguiente fue el de simular el circuito mediante una aplicación software, para lo cual se eligió el NI Multisim versión 11.0 de National Instruments™ (sub-módulo Circuit Design Suite 11.0). En la Figura F.7 del Anexo F se muestra el circuito diseñado y probado satisfactoriamente vía NI Multisim™, en este no se muestran valores de los elementos utilizados, ni se dan especificaciones en detalle (Ej. marca y modelo de los AO utilizados), considerando que el Sistema LEMPSA se encuentra en proceso de patente.

Pasadas las pruebas en el simulador NI Multisim™, se procedió al montaje inicial en protoboard (ver Figura F.8 del anexo F), con el fin de efectuar las pruebas físicas pertinentes y realizar los ajustes necesarios. Inicialmente las pruebas se realizaron siguiendo el diagrama de instrumentación de la Figura 7.57:

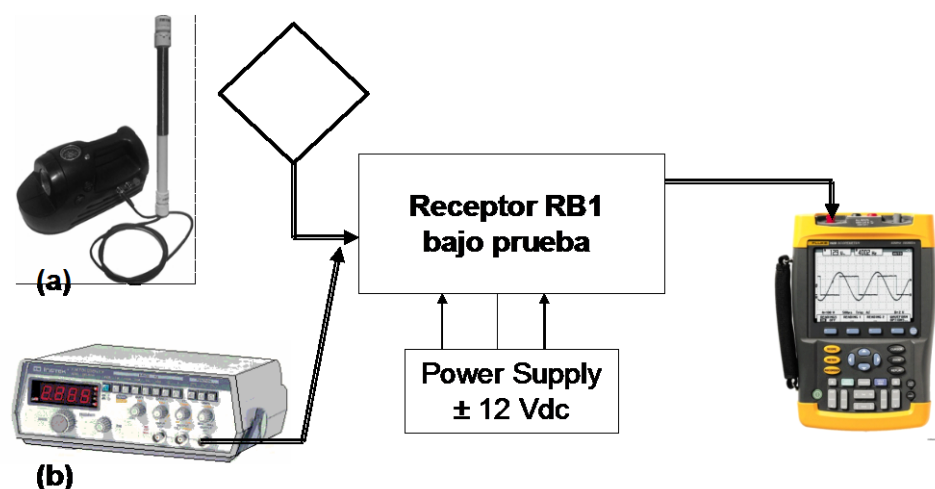


Fig. 7.57: Diag. Instrumentación de pruebas circuito RB1 (a) EMP tipo rayo (b) ΔF

Como primer paso y con el fin de verificar el correcto funcionamiento del filtro LPF y de la etapa de amplificación, se conectó un Generador de Señales (GS) directamente en la entrada del LPF, midiendo de esta manera el Ancho de Banda del RB1 cuyo resultados se consignaron en la gráfica F.10 del Anexo F.

Como segundo paso, nos desplazamos hasta el sitio de ubicación de la antena lazo en el techo y allí, mediante el simulador GLEMP02 (ver Figura 7.57-a) se generó un pulso EM tipo rayo el cual fue exitosamente detectado por RB1. Ahora bien, como el desplazamiento continuo al techo implicaba un alto riesgo de manejo en alturas y ante la necesidad de probar a RB1 en un entorno real con el fin de efectuar los ajustes necesarios de sintonía, se decidió implementar una antena bobina transmisora exclusivamente diseñada para pruebas de RB1, con el objetivo de instalarla permanentemente en el centro geométrico de la antena lazo que será conectada al receptor RB1.

La forma física de esta antena bobina y el sitio de ubicación puede apreciarse claramente en la foto de la Figura 7.58:

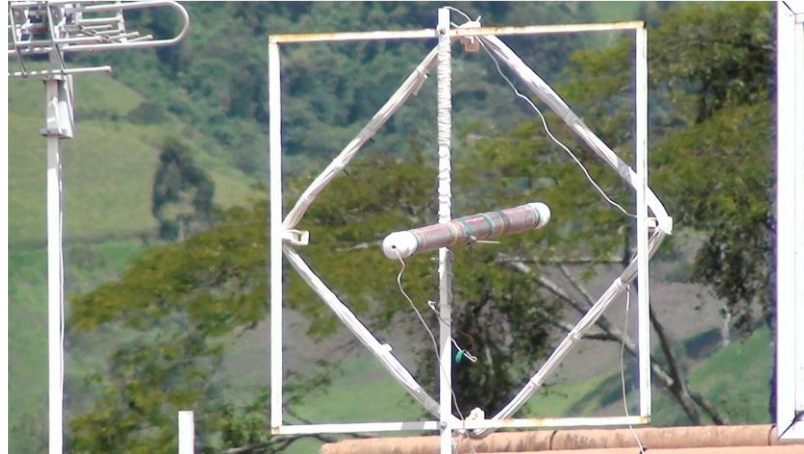


Fig. 7.58: Foto antena de lazo con antena bobina de prueba en su centro.

Gracias a la nueva antena bobina se pudo obviar el desplazamiento hasta el techo y por tanto el diagrama de instrumentación se cambió por uno más práctico y efectivo (ver Figura 7.59).

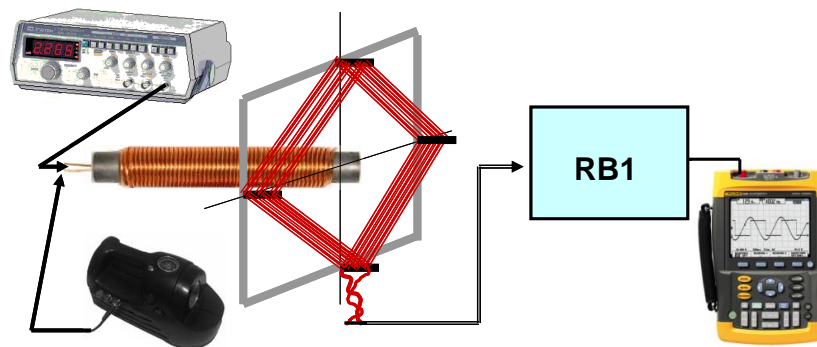


Fig. 7.59: Diagrama-2 de Instrumentación para pruebas circuito RB1

Como fruto de las pruebas realizadas, se efectuaron los ajustes necesarios al circuito RB1 entre los cuales se incluye la adición de nuevas resistencias (ver Figura F.7).

Una vez superadas las pruebas de ajuste, se implementó el circuito prototipo en un PCB universal (ver Figura F.9 del Anexo F), quedando RB1 listo para el ensamblaje final.

Es de anotar que mientras se efectuaban las pruebas de ajuste, el circuito RB1 detectó exitosamente varias señales LEMP producidas por descargas atmosféricas lejanas. Estas señales quedaron registradas digitalmente en el Scopemeter Fluke 199C conectado al RB1 (ver diagrama de la Figura 7.59) con lo cual quedó ampliamente validado el correcto funcionamiento del circuito diseñado.

Las señales que registra y graba un Scopemeter Fluke™ pueden ser transferidas a un PC para su posterior procesamiento mediante un adaptador Optico-USB y una aplicación software correspondiente. En nuestro caso se utilizó el programa FlukeView versión 4.5, con el cual se puede obtener la forma de onda registrada (waveform) con datos de sus parámetros relevantes como puede verse en la Figura 7.60. Así mismo, el software FlukeView™ ofrece una herramienta básica de análisis espectral con el cual se obtienen periodogramas como el de la Figura 7.61.

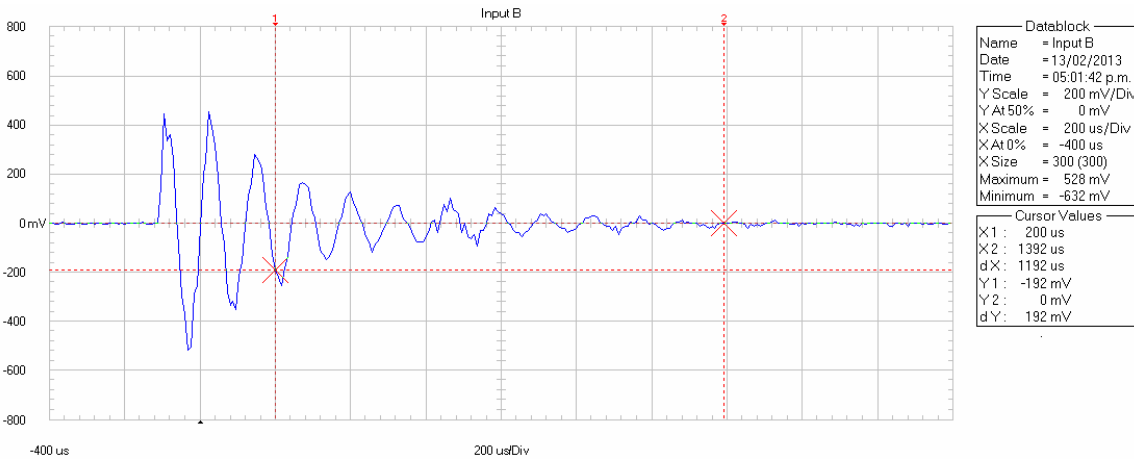


Fig. 7.60: Datos forma de onda registrada de señal LEMP obtenida vía RB1.

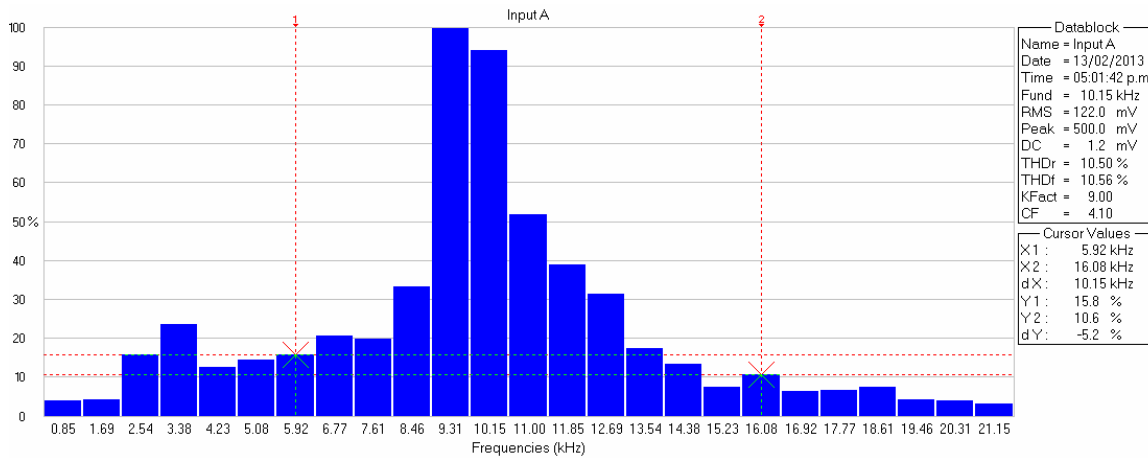


Fig. 7.61: Espectro de la señal LEMP Figura 7.60 registrada vía RB1

Nota: Como puede verse en la Figura 7.61 la mayor cantidad de energía espectral de la señal LEMP está contenida en un rango cercano a los 10 kHz.

7.5.2 Implementación Receptor RB2

El diseño del Receptor RB2 se encuentra resumido mediante cuatro (4) bloques funcionales en la Figura 7.62. Estos bloques funcionales son:

- A. **HPF** –High Pass Filter (Filtro Pasa Altos).
- B. **AO** – Amplificador Operacional.
- C. **Ps** – Power Supply – Abastecimiento de Potencia (Alimentación $\pm 12 V_{DC}$).
- D. **PI** – Power Indicator – Indicador lumínico de Potencia.

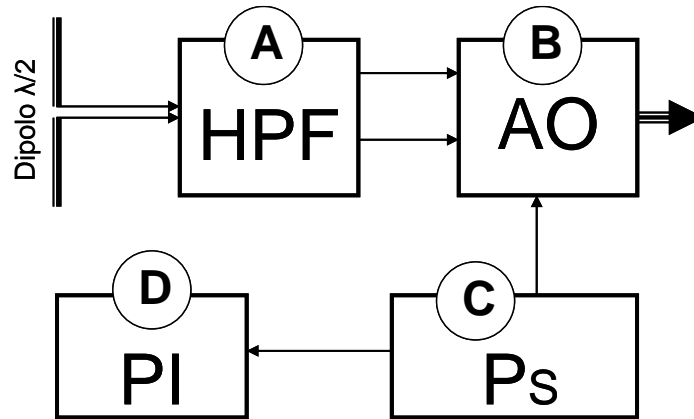


Fig. 7.62: Diagrama de Bloques Funcionales del Receptor RB2 propuesto.

En el proceso de cálculo y diseño de cada bloque funcional se tuvieron en cuenta aspectos relevantes varios de los cuales ya fueron relatados con relación al RB1, otros aspectos específicos correspondientes al receptor RB2 se detallan a continuación:

Bloque A – HPF (Filtro Pasa-altos)

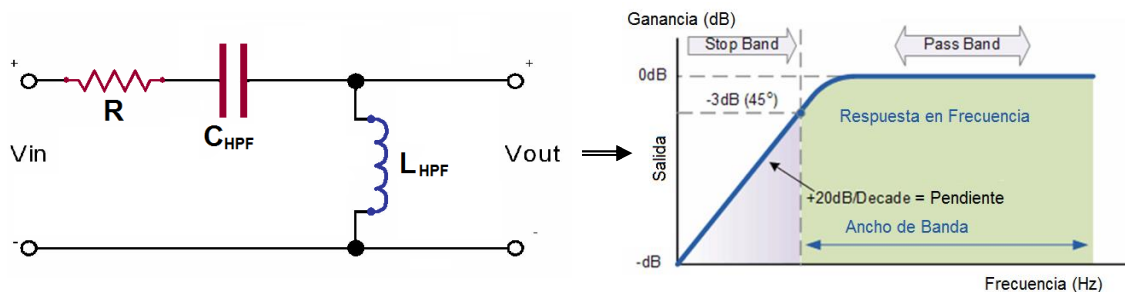


Fig. 7.63: Filtro Pasa-altos RCL del receptor RB2 y su diagrama de Bode (Δf).

Con el fin de ajustar el ancho de banda del RB2, la antena Dipolo $\lambda/2$ debe ser conectada a un Filtro Pasa-banda. Ahora bien, como la propia Antena presenta un ancho de banda limitado en su frecuencia superior a una frecuencia cercana a la frecuencia objetivo $f_H = 35$ MHz (ver especificaciones en numeral 7.2.2), entonces esta antena simplemente se conecta a un Filtro Pasa-altos calculado con frecuencia de corte inferior f_L en 300 kHz para así lograr el ancho de banda objetivo. Para la implementación de este filtro se optó por un filtro pasivo de 2° orden tipo RCL (ver Figura 7.63).

El cálculo de los valores de L y C se efectúa asumiendo como Frecuencia de corte f_L el límite inferior del ancho de banda objetivo para RB2 ($f_L \approx 300$ kHz), de tal forma que si utilizamos por ejemplo un condensador de poliéster con valor C_{HPF} (ejemplo de 1nF) entonces se debe diseñar una bobina cuyo parámetro L además de estable, se deberá calcular con las siguiente expresión:

$$L_{HPF} = \frac{1}{4\pi^2 f_L^2 C_{HPF}} \quad (193)$$

Donde,

L – es la Inductancia de la bobina paralela en Henrios,

f_L es la Frecuencia de corte inferior del filtro pasa-altos en Hz, y C_{HPF} es la capacitancia serie en faradios.

Para el cálculo de la función de transferencia $H(s)$ recordamos nuevamente las Figuras 7.41 y 7.63, de tal forma que resolviendo (159) obtenemos:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{SL}{R + SL + \frac{1}{SC}} = \frac{S^2}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \quad (194)$$

En el Anexo F numeral F.2.1 se pueden apreciar los cálculos de la función de transferencia $H(s)$ de este filtro, así como la Frecuencia de corte f_L , Factor de calidad Q , Coeficiente de amortiguamiento ζ , el margen de fase, los polos/ceros, frecuencia de oscilación y Picos de sobrepaso en valores absolutos. Así mismo se presentan las gráficas del Diagrama de Bode, Margen de Fase, diagrama de Nyquist ($f=0-100$ MHz) y Respuesta al Escalón.

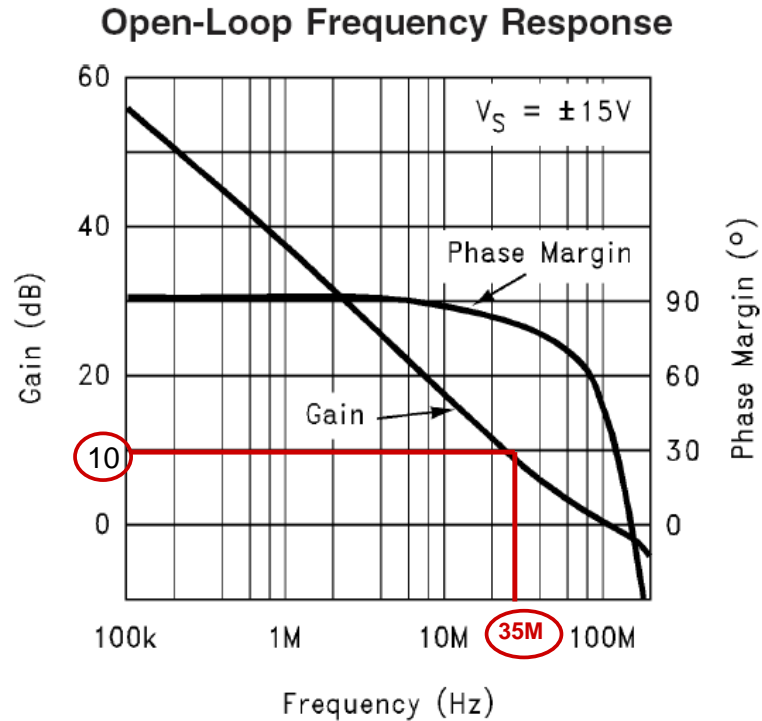
Bloque B – AO (Amplificador Operacional)

Por las mismas razones esgrimidas para el RB1 se opta por un AO Inversor con la misma configuración de la Figura 7.44.c. Dado que el ancho de banda esperado tiene como Frecuencia máxima $F_{MAX} = 35$ MHz, se calculan los nuevos valores de SR mínimo y de Ganancia de tensión G_V máxima.

El producto ancho de banda-ganancia, se define como el producto de la ganancia de lazo cerrado (AO realimentado) por la banda de frecuencias (Bw esperado), sobre la cual la ganancia se mantiene aproximadamente constante. El mismo se determina sobre la curva de Ganancia de lazo abierto (AO sin realimentación) Vs. Frecuencia del amplificador operacional suministrado por el fabricante en las hojas técnicas del AO. La frecuencia de esquina del amplificador realimentado (en nuestro caso, la frecuencia máxima F_{MAX} con la cual queremos que trabaje el AO), se obtiene interceptando el valor de ganancia de lazo cerrado con la recta de pendiente negativa en la curva de lazo abierto del amplificador operacional como se muestra en la Figura 7.64.

De esta manera con la ayuda de la curva (Figura 7.64) calculamos el valor absoluto de G_V mediante la fórmula:

$$|G_V| = \frac{R2}{R1} = 10^{\frac{Gain(dB)}{20}} \quad (195)$$



01258121

Fig. 7.64: Curva de Ganancia (dB) en lazo abierto Vs. Frecuencia (Hz)

Dado entonces el valor de G_V , calculamos R1 para despejar el valor de R2. El valor de R1 se obtiene en forma similar al calculado para el receptor RB1, o sea estableciendo unas condiciones similares a las planteadas en las ecuaciones (170) y (171), pero esta vez teniendo en cuenta que la reactancia serie es capacitiva.

Una vez determinados los valores de R1 y R2, calculamos R3 mediante (182).

Cálculo del Slew Rate del AO

En este punto la frecuencia máxima f_{MAX} con que puede operar el AO ha sido determinada mediante la ganancia de tensión G_V elegida, sin embargo tal como se dijo antes, esta puede estar limitada por el parámetro Slew-Rate (SR) y para determinar el valor de SR se deben resolver las desigualdades planteadas en (182) y (183), es así que mediante la ecuación (188) calculamos el SR para el AO del RB2 teniendo en cuenta que en este caso $f_H = f_{MAX} = 35$ MHz y dado que la Amplitud de la señal LEMP para una Ganancia unitaria del AO ha sido medida como $V_A = 500$ mV esperados sin distorsión, entonces:

a) Para el caso de una Ganancia Unitaria configurada en el AO

$$SR = 2\pi(35,000,000)(0,5) \text{ [V/s]}$$

$$SR = 2(3,141592654)(35,000,000)(0,5) \text{ [V/s]}$$

$$SR = 109'955.742,9 \text{ [V/s]} = 109,955E6 \text{ [V/s]}$$

$$SR = 109,95 \text{ [V/}\mu\text{s]} \text{ (Dado que } 1s=1.000.000 \mu\text{s)}$$

b) Para el caso de una Ganancia G_V configurada en el AO

En este caso la SR obtenida se multiplica por el valor absoluto de la Ganancia de tensión configurado en el AO, así:

$$SR = 109,95 \times |G_V| \quad [V/\mu s]$$

Por ejemplo para una $G_V = 10$, el SR del AO debe ser como mínimo igual a **1.091**.

Nota: La ventaja de un SR alto se puede apreciar en las mediciones de Respuesta al Impulso reportadas en la Figura 7.65, en ellas se puede ver que si SR es alta, entonces la velocidad de respuesta en la salida de la señal es muy alta, lo cual se traduce en unas diferencias de pendiente muy pequeñas.

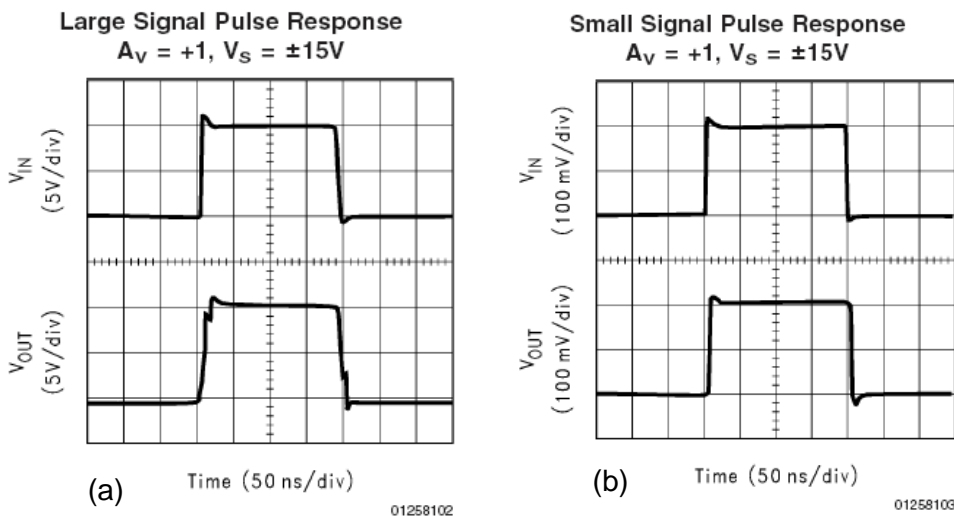


Fig. 7.65: Respuesta al Impulso (a) Señal grande en V (b) Pequeña señal en mV.

Bloque C – Ps (Power Supply)

Como el AO debe ser del tipo Bipolar, el esquema de abastecimiento de potencia (Power Supply) será el mismo de la configuración mostrada en la Figura 7.52, sin embargo para el caso del RB2, la opción de una fuente dual de voltaje de $\pm 12 V_{DC}$ alimentada con corriente alterna, no fue factible debido a que al utilizarse un AO con un valor alto de Slew Rate, la sensibilidad presentada a la contaminación EMI generada por la red comercial fue significativa (se agrega ruido a la señal de entrada), así mismo las pruebas posteriores mostraron que no era conveniente conectar el RB2 a la tierra eléctrica del edificio. Es así que después de varias pruebas fallidas con diferentes tipos de fuentes AC/DC= $\pm 12 V_{DC}$ entre las cuales se incluyó una unidad de potencia de PC (caracterizadas por su alta estabilidad), se concluyó que la única solución era utilizar Baterías de Motocicleta, situación que si bien por un lado supuso la adquisición de un cargador automático de batería (aumento de costos), por el otro quedó bastante compensada al evitarnos un diseño más complejo que incluyera filtros EMI específicos.

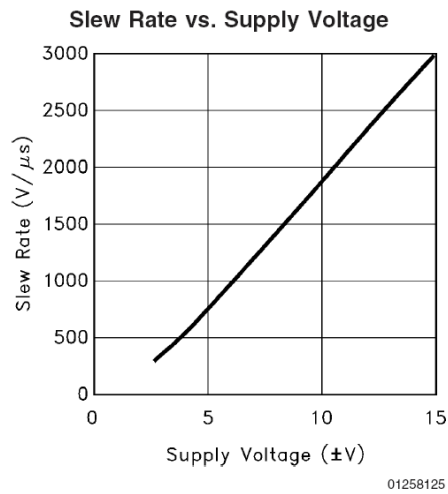


Fig. 7.66: Relación entre Slew-Rate y alimentación

Con relación al parámetro Slew-Rate del AO, es importante anotar que su valor máximo depende también del voltaje de alimentación utilizado. Esto se puede observar en la gráfica de la Figura 7.66 (SlewRate vs Supply Voltage). Estas gráficas normalmente se encuentran entre los datos técnicos suministrados por el fabricante del AO (Datasheet).

Power Supply Bypassing

Sin cambios, se utilizó el mismo esquema de la Figura 7.54.

Protección con diodos en la entrada “Inversora” del AO.

Sin cambios, se utilizó el mismo esquema de la Figura 7.55.

Bloque D. PI – (Power Indicator – Indicador lumínico de Potencia).

Con respecto a RB1 solo se cambió el color del LED utilizado, se mantiene la misma configuración de conexión y el cálculo de la resistencia.

Montaje físico del circuito

Efectuados los cálculos de diseño y teniendo en cuenta las consideraciones expuestas se procedió al montaje del circuito repitiendo los mismos pasos descritos para el montaje de RB1.

En la Figura F.16 del Anexo F se muestra el circuito diseñado y probado satisfactoriamente con el programa NI Multisim™, así mismo en la Figura F.17 del Anexo F se presenta el circuito prototipo implementado en un PCB universal, quedando RB2 listo para el ensamblaje final.

Las pruebas de ajuste se realizaron siguiendo el diagrama de instrumentación de la Figura F.18 del Anexo F.

Como parte importante del protocolo de pruebas, y corroborando el correcto funcionamiento del circuito RB2 se detectaron varias señales RF emitidas por Emisoras comerciales, así como por Instituciones Oficiales y Empresas privadas. Estas señales además de estar incluidas en el espectro de funcionamiento del RB2, se caracterizan por ser estacionarias y permanentes, es decir el equipo debe estar en capacidad de detectarlas en cualquier momento. Ejemplos de estas señales registradas con el equipo Fluke 199c [64] se pueden apreciar en las gráficas de las Figuras F.19 y F.20 del Anexo F así como en la Figura 7.67 siguiente:

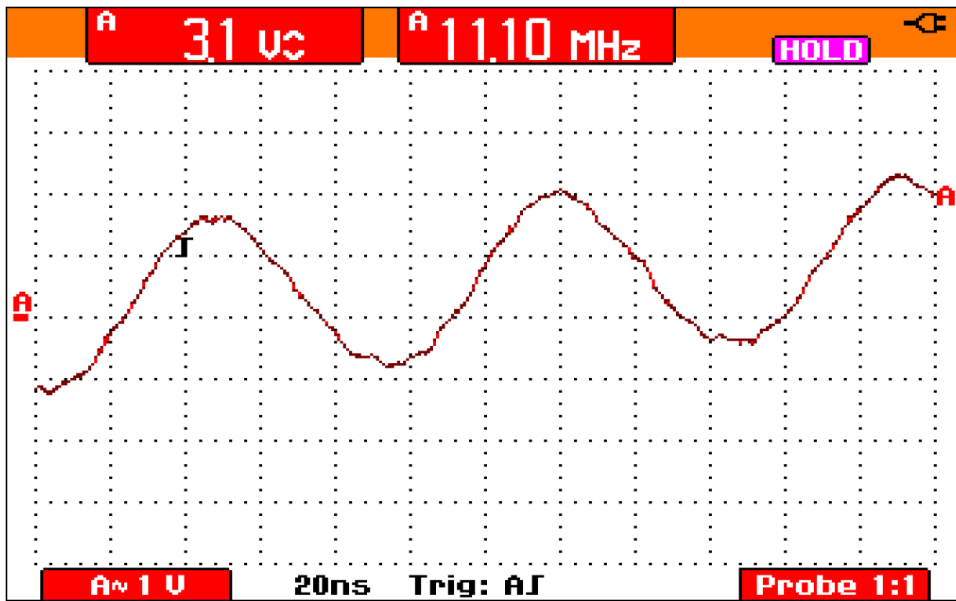


Fig. 7.67: Señal RF detectada por RB2 bajo pruebas (señal Móvil Aeronáutica civil)

7.5.3 Adaptación Receptor RB3

El Receptor RB3 es un equipo de amplificación comercial, el cual como se dijo antes viene incluido con la Antena Yagui VHF-UHF marca Fulgore. Y así como esta antena yagui fue adaptada para ampliar su ancho de banda, fue también necesario diseñar una etapa inversora a la salida del RB3 considerando que esta salida se corresponde con una entrada a un sumador inversor. Esta nueva etapa inversora se diseñó con un AO de alto valor SR, con realimentación negativa configurada en ganancia unitaria y se puede apreciar en la Figura 7.68.

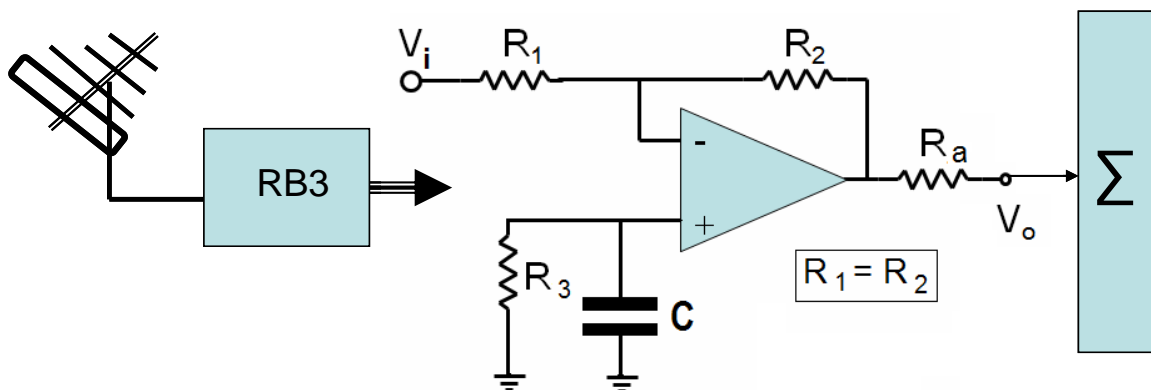


Fig. 7.68: Adaptador salida RB3 para ingreso al Sumador Inversor

La resistencia R_a de la Figura 7.68 es una resistencia de ajuste, con la cual se busca una equalización entre las salidas de RB3 y RB2 y RB1.

Las pruebas a RB3 se efectuaron siguiendo el diagrama de instrumentación mostrado en la Figura 7.69.

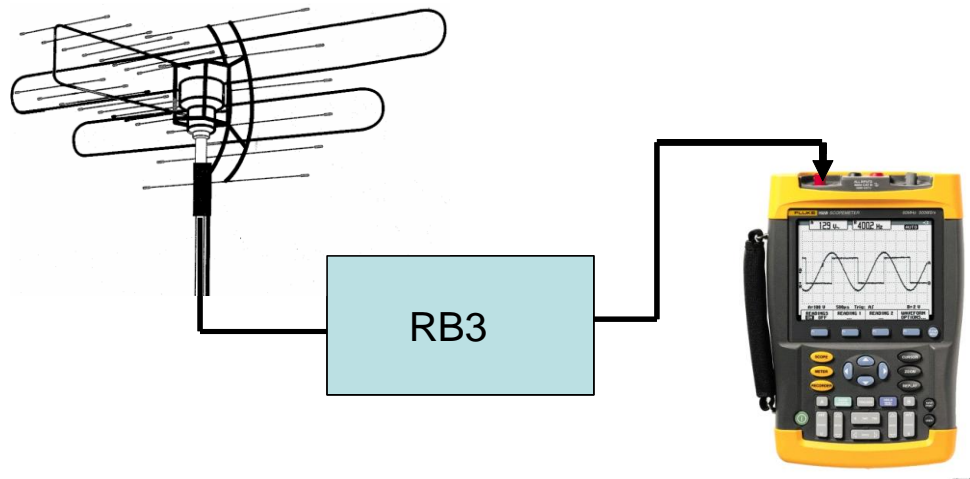


Fig. 7.69: Diagrama de Instrumentación para pruebas de RB3

De acuerdo con el protocolo de pruebas sugerido, mediante el Scopemeter Fluke 199C se efectuó un barrido espectral por todo el ancho de banda de RB3, buscando señales RF estacionarias que pudieran detectarse en sitio y permitieran corroborar el correcto funcionamiento de RB3.

Como se esperaba, estas pruebas fueron exitosas lo cual se puede apreciar en los ejemplos de registros de señal mostrados en las Figuras F.21 y F.22 del numeral F.3.1 del Anexo F, donde además se confirma que el diagnóstico de la adaptación realizada a la Antena Yagui marca Fulgore, con el fin de ampliar el ancho de Banda (Bw) diseñado para RB3, fue superado con éxito.

Nota importante: Equipos como los Osciloscopios digitales o en nuestro caso, como el Scopemeter Fluke 199C [64], permiten grabar la señal registrada en una memoria interna facilitando su transferencia posterior a un PC donde mediante un software como el FlukeView™, se puede procesar la señal (ver gráficos de las Figuras 7.60 y 7.61). Así, a simple vista pareciera que conectando el Módulo Frontal a un equipo de estos, se obtiene entonces un dispositivo tipo SDR. Sin embargo, los registros de señales como el de la Figura 7.67 nos demuestran que esto no es así de fácil, veamos:

Además de la escala normal de voltaje y el tipo de sonda a utilizar, para registrar una señal en el equipo mencionado, se debe programar la escala temporal por unidad de división de la ventana de observación (window), siendo el número de divisiones por ventana un número fijo (Ej.: 12). A su vez, según las especificaciones de cada equipo, estas escalas temporales supeditan la Frecuencia de muestreo F_s y el número de muestras por ventana de observación, restringiendo de esta manera el ancho de banda real, aspecto que se entiende mejor si se analiza la Tabla F.1 del numeral F.4 del Anexo F. En otras palabras, por ejemplo, si se programa el Equipo Fluke 199C con una división temporal de 20 nS, esto implica que automáticamente este equipo se programa para una Frecuencia de muestreo de 2,5 GS/s y 600 muestras por ventana de observación, lo cual es muy bueno para detectar formas de onda de señales de alta frecuencia pero inútil para el análisis de

componentes de baja frecuencia asociadas con esta señal en un instante dado, considerando el pequeño número de muestras y el ínfimo tamaño temporal de la ventana, razón por la cual el equipo solo registra los armónicos de alta frecuencia de la señal observada (ver por ejemplo Figura F.21 y F.22 del Anexo F).

En conclusión, si se quiere registrar la señal con todo su ancho de banda (amplio espectro) se precisa de una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) con altísima velocidad de muestreo.

7.5.4 Sumador Inversor del Detector/Receptor RF

Dadas las características técnicas del AO utilizado como Sumador Inversor (de precisión y alto SR), al igual que en el RB2 se optó porque la alimentación dual de voltaje $\pm 12 V_{DC}$ se efectuaría exclusivamente con baterías y que del mismo modo que en RB2 la masa común del circuito Sumador no se llevaría a tierra física para evitar así también la EMI propagada en la red comercial de distribución de energía, de esta manera podemos decir que RB2 y el Sumador trabajan en modo de tierra flotante.

Considerando lo anterior, el primer problema que se debe resolver en el diseño del circuito Sumador, consiste en que mientras RB2 y el Sumador Inverso trabajan con tierra flotante, RB1 trabaja con tierra física, por lo tanto es obvio que si el polo a tierra de la señal de salida de RB1 se conecta directamente a la masa común del circuito Sumador, la EMI propagada en RB1 pero que no hace daño en este circuito, se extenderá a RB2 y al Sumador, donde se convertirá en ruido significativo (esto efectivamente fue comprobado en la práctica). La solución: diseñar un circuito adaptador que permita el ingreso de la señal RB1 al sumador pero sin compartir masa eléctrica. La configuración general del circuito propuesto e implementado por el presente autor, queda consignada en el esquema de la Figura 7.70.

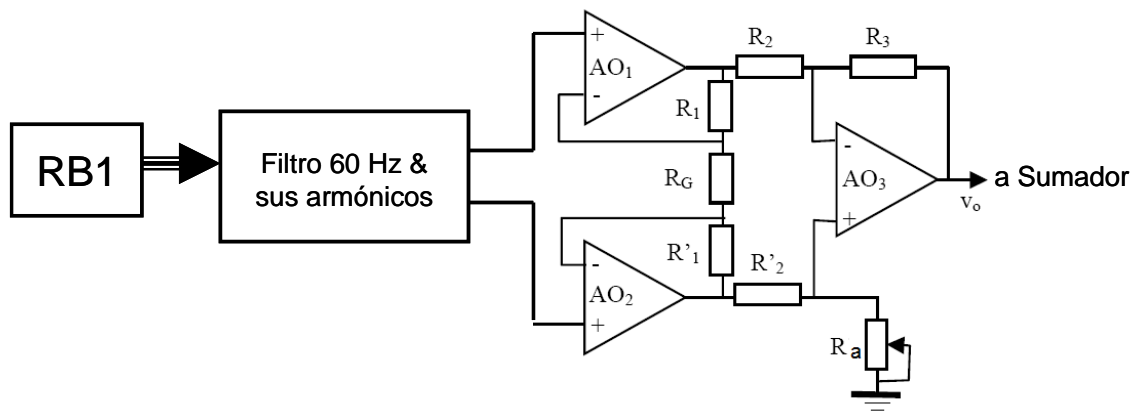


Fig. 7.70: Esquema adaptador entrada RB1 a Sumador

El esquema de la Figura 7.70 consiste básicamente en un filtro de 60Hz (y sus armónicos) seguido de un amplificador operacional en modo instrumentación, el cual se

arma con tres (3) AO, conectando un Amplificador acoplado (2 AO) a un (1) Amplificador Diferencial básico. Este Amplificador Diferencial se configuró con Ganancia unitaria. La resistencia R_a es una resistencia de ajuste con el fin de balancear los voltajes de modo común presentados. En este circuito uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta es el CMRR (Razón de Rechazo en Modo Común) siendo este una medida del rechazo que ofrece la configuración a la entrada de voltaje común, normalmente se mide en dB y se define por la siguiente ecuación:

$$CMMR (dB) = 20 \log \left(\frac{G_D}{G_{MC}} \right) \quad (196)$$

Donde,

G_D – Es la Ganancia en diferencial.

G_{MC} – Es la Ganancia en modo común.

El esquema detallado del circuito Adaptador de entrada RB1 al sumador, propuesto e implementado en el NI Multisim™ se puede apreciar en la Figura F.23 del Anexo F.

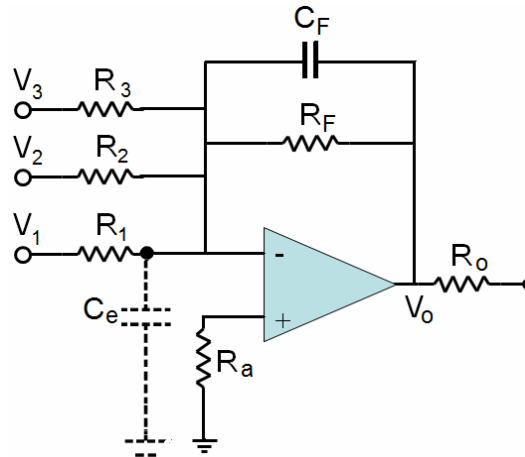


Fig. 7.71: Configuración AO Inversor como Sumador

Para la parte concerniente directamente al Sumador Inversor se utilizó la configuración consignada en la Figura 7.71, en este montaje el valor del voltaje de salida en el punto V_o está dado por:

$$V_o = -R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \quad (197)$$

Además, la combinación de una pequeña capacitancia C_e formada en la entrada del AO (ver Figura 7.71) con las resistencias de configuración de la Ganancia G_v ($R_1/R_2/R_3$), adiciona un polo que puede producir picos u oscilaciones. Polo que puede ser cancelado si se incluye en el circuito un Capacitor C_f de realimentación con fines de compensación. Se recomienda que este capacitor sea de muy pocos picoFaradios y aunque existen formulas para su cálculo es más efectivo el método heurístico.

En la Figura F.24 del Anexo F se muestra el circuito diseñado y probado satisfactoriamente con el programa NI Multisim™, así mismo en la Figura F.25 del Anexo

F se presenta el circuito prototipo implementado en un PCB universal, quedando el Sumador Inversor listo para el ensamblaje final.

Nota: Es importante recordar que como las señales de ingreso al Sumador Inversor han pasado por una etapa previa de inversión, la salida del Sumador entrega una señal No-invertida.

7.6 Sub-módulo de Disparo (Trigger)

El sub-módulo de Disparo (Trigger) tiene dos (2) funciones principales y relacionadas:

La 1ª es activarse única y exclusivamente ante la indudable presencia de una señal LEMP (detección).

La 2ª es que una vez detectada la señal LEMP debe colocar un voltaje DC de valor X en la entrada del canal “Trigger” de la DAQ, para que esta comience el proceso de grabación de la señal LEMP registrada.

A su vez el circuito debe ser de respuesta muy rápida por lo cual se decidió que su implementación se efectuaría con muy pocos elementos entre los cuales se contaría con transistores de respuesta inmediata a transitorios.

Inicialmente se implementaron circuitos de prueba utilizando varios esquemas ofrecidos libremente en Internet [28], los cuales son generalmente receptores RF ajustados para sintonía fina en 300 kHz, bajo el criterio de que esta frecuencia no es usada por Emisoras comerciales y que es componente frecuencial con reiterada presencia en la señal LEMP, sin embargo nos encontramos con que esta frecuencia (300 kHz) si es usada por la Torre de Control del Aeropuerto “La Nubia” de Manizales como banda autorizada por el Gobierno Colombiano en Radionavegación Aeronáutica, lo cual se convirtió en un gran inconveniente dada la cercanía del sitio de ubicación de nuestras antenas con relación al aeropuerto.

La anterior situación obligó a buscar una nueva estrategia, por lo cual se determinó básicamente que el circuito debía funcionar en otra frecuencia, razón por la cual se implementó la Antena de Lazo tipo parrilla (ver numeral 7.3), la cual dado su ancho de banda nos permitiría efectuar un rastreo previo de que frecuencia sería más conveniente. Finalmente se determinó que lo mejor era ir a la fija ajustando el receptor de Disparo a una frecuencia de sintonía cercana a los 10 kHz, aspecto que implicó varios ajustes en el diseño del circuito.

El diseño del Sub-módulo de Disparo (Trigger) se encuentra resumido mediante seis (6) bloques funcionales en la Figura 7.72. Estos bloques funcionales son:

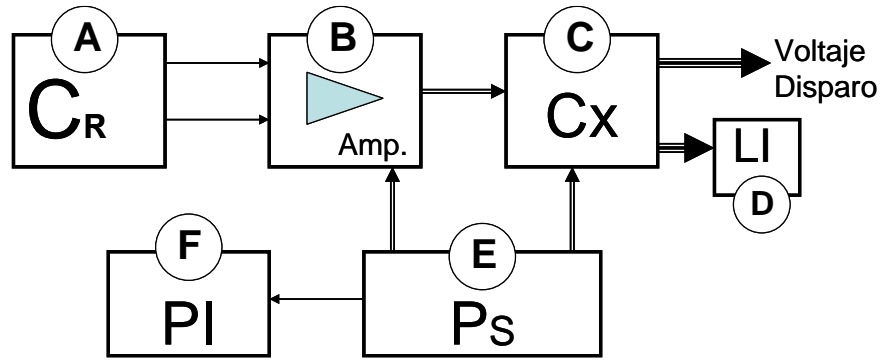


Fig. 7.72: Diagrama de Bloques Funcionales del Sub-módulo de Disparo.

- (A) C_R – Circuito Resonante paralelo RLC
- (B) Amp. (Etapa de Amplificación con transistores)
- (C) C_x (Etapa de Conmutación)
- (D) LI (Lightning Indicator = Indicador LED de caída de rayos)
- (E) P_s (Power Supply – Abastecimiento de Potencia (Alimentación + 12 V_{DC}))
- (F) PI (Power Indicator – Indicador LED de Power-On)

La interrelación de los bloques ayuda a describir el funcionamiento global del circuito, así: Energizado el circuito (bloques P_s /PI) si se presenta una descarga atmosférica en la región de dominio del circuito, entonces la componente Frecuencial cercana a 10 kHz de la señal LEMP es detectada por la antena la cual transduce un pequeño voltaje al tanque resonante paralelo (Bloque C_R) donde es levemente amplificada antes de pasar a la etapa de amplificación transistorizada (Bloque Amp), con la cual se incrementa una corriente de base I_B que actúa como interruptor en la etapa de Conmutación (Bloque C_x) cerrándose una llave que habilita una entrega de voltaje DC de disparo en la salida del circuito, al mismo tiempo que enciende un LED (Bloque LI) indicador de la caída de un rayo.

Los aspectos relevantes relacionados con estos bloques funcionales se detallan a continuación:

Bloque C_R – Circuito Resonante paralelo RLC

El circuito resonante del Sub-módulo de Disparo está conformado por la Antena Lazo tipo Parrilla (elemento sensor de la señal LEMP) y un circuito tanque resonante paralelo tipo RLC (ver Figura 7.73). Tal como se explicó antes en el numeral 7.3, la antena de este sub-módulo fue diseñada para trabajar en dos modos: En el modo A esta antena funciona como una antena lazo con inductancia medida $L = 103 \mu H$; y en el modo B la antena funciona como de Hilo delgado plegada en forma de parrilla y su longitud eléctrica se alarga mediante una Bobina de carga conectada en serie como se puede apreciar en la Figura 7.73. La diferencia práctica entre los dos modos de conexión radica solamente en su “sensibilidad”, en otras palabras dependiendo del modo en que se conecte la antena, esta detectará señales emitidas por rayos medianamente cercanos o posiblemente lejanos.

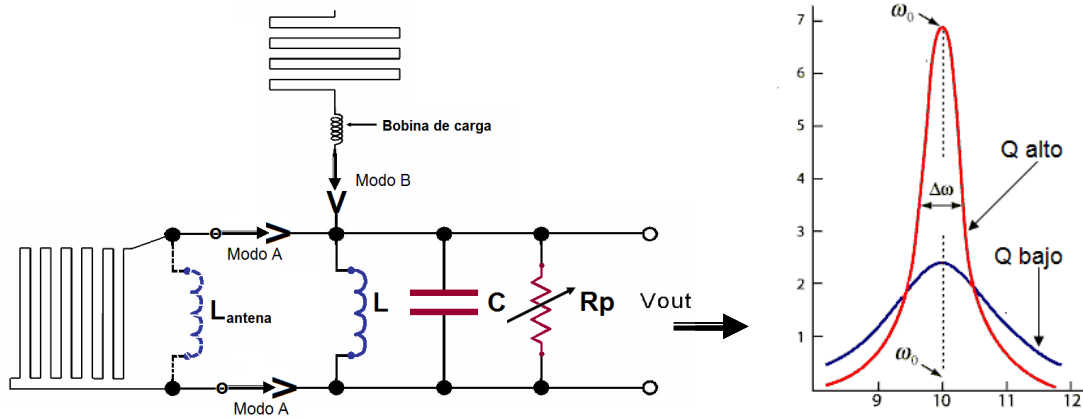


Fig. 7.73: Circuito resonante del Sub-módulo Trigger y su diagrama de Bw según Q

Inicialmente se supone una conexión en modo B, de tal forma que elegido un capacitor con valor C y dada la Frecuencia de resonancia $f_0=10$ kHz, se calcula el valor de la bobina L para implementar, mediante la expresión:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (198)$$

Si se conecta la antena en modo A, entonces las bobinas con valores L y L_{antena} quedan conectadas en paralelo (ver Figura 7.73), y se obtiene una inductancia equivalente L_e la cual se calcula como:

$$L_e = \frac{L \times L_{antena}}{L + L_{antena}} \quad (199)$$

Con este nuevo valor L_e y dado C , se re-calcula la Frecuencia resonante f_0 del circuito en Modo A como:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_e C}} \quad (200)$$

Ahora bien, como el circuito resonante propuesto es tipo RLC, el factor de calidad Q estará dado por:

$$Q = \frac{R_p}{X_C} = \frac{R_p}{X_L} \quad (201)$$

Y a su vez recordemos que el Ancho de Banda (Bw) del circuito está relacionado con Q mediante la expresión:

$$Bw = \frac{f_0}{Q} \quad (202)$$

De esta manera analizando (202) y (201) se desprende que a mayor valor de R_p entonces mayor valor de Q y por tanto el **Bw** será más angosto (ver Figura 7.73).

Con lo anterior se justifica la inclusión de una resistencia R_P que sea variable (potenciómetro multi-vuelta), para así poder ajustar el ancho de banda requerido en el proceso de detección de la señal LEMP.

Nota: No es recomendable bajar demasiado el valor de R_P pues se pierde sensibilidad.

Bloques B y C (Amplificación y Conmutación)

Para la implementación de los bloques B y C, buscando eliminar tiempos de retardo en el sistema, se utilizaron solamente cuatro (4) transistores de alta respuesta a transitorios, aunque bastante comerciales: dos (2) 2N3906 [84] y dos (2) BC547A [85]. La configuración eléctrica de estos elementos se puede apreciar en el diagrama esquemático de la Figura F.26 del Anexo F, en esta como se puede ver la señal del circuito tanque resonante paralelo sintonizado en 10 kHz es acoplada a la base del transistor Q1 vía C2, luego la señal ya amplificada se acopla nuevamente al transistor Q2. A su vez los transistores Q2 y Q3 forman un circuito de intermitencia, y el transistor Q4 actúa como conductor para entregar el voltaje DC en la salida conectada al canal trigger de la DAQ. Ajustando el valor de R5 se polariza el circuito de intermitencia (Q2+Q3) de tal forma que solo conmute a Q4 en caso de registro (sensado) de una señal LEMP. Por otro lado la resistencia R9 además de servir como control de corriente del LED indicador de caída de rayos sirve como reductor del voltaje DC de salida (Trigger). El “Reset” (restauración) del sistema se obtiene recargando el capacitor C4 a través del Diodo D1.

Bloque D - LI (Lightning Indicator)

Paralelo a la salida de Q4 (Voltaje de disparo) se instala un LED como indicador exclusivo de caída de rayos. A su vez este LED sirve como indicador de correcto funcionamiento del Sub-módulo de Disparo (Trigger). Una realimentación positiva asegura una carga completa del LED.

Bloque E – Ps (Power Supply)

La sensibilidad del circuito tanque a las bajas frecuencias por un lado y por el otro, que si se lleva la masa común del circuito a tierra eléctrica, entonces este, en conjunto con la Antena ubicada en el techo puede convertirse en un pararrayos, llevó a determinar: primero que el voltaje de alimentación debía ser abastecido por baterías y segundo que estas debían ser recargables, por lo cual y manteniendo la uniformidad del sistema se optó por utilizar una batería de motocicleta de 12 V_{DC} como fuente de alimentación del sub-módulo de Disparo (Trigger).

Bloque F. PI – (Power Indicator – Indicador lumínico de Potencia).

Con respecto a RB1, RB2 y al Sumador solo se cambió el color del LED utilizado, se mantiene la misma configuración de conexión y el cálculo de la resistencia.

Montaje físico del circuito

Efectuados los cálculos de diseño y teniendo en cuenta las consideraciones expuestas se procedió al montaje del circuito repitiendo los mismos pasos descritos para el montaje de RB1.

En la Figura F.27 del Anexo F se presenta el circuito prototipo implementado en un PCB universal.

Nota: El correcto funcionamiento del sub-módulo fue probado en la práctica en sesiones completas de descargas atmosféricas acaecidas en la región.

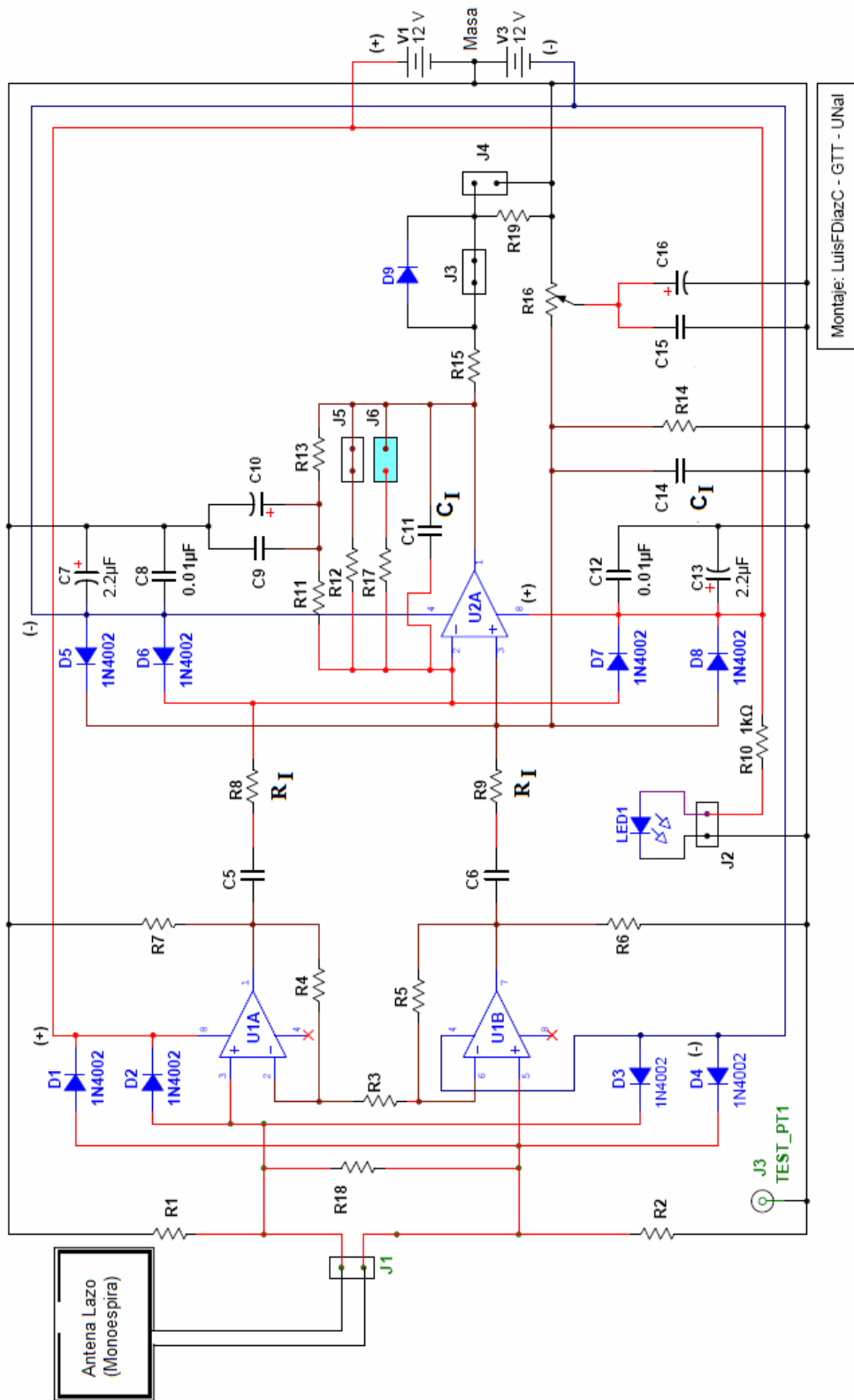
7.7 Sub-módulo Sensor de Campo (H)

El sub-módulo de Detección/Recepción RF así como sus componentes (RB1, RB2, RB3 y el Sumador) son básicamente circuitos RLC y por tanto se comportan como Sistemas LTI de 2º Orden, esto implica que tal como se sustentó matemáticamente en el Capítulo 4 numeral 4.3.2, al detectar una señal con componente RF, estos entregarán en su salida una señal sub-amortiguada (ver Figura 4.26). El problema aquí radica en determinar cuando la señal entregada por el sub-módulo de recepción RF, **si** corresponde a una señal LEMP y **no** a otro tipo de señal. La solución a este problema parecía resolverse fácilmente cuando nos encontrábamos haciendo pruebas en medio de una tormenta eléctrica y podíamos asociar las señales registradas con los truenos escuchados. Sin embargo cuando los equipos se encontraban registrando datos en forma inatendida o cuando los rayos eran muy lejanos (no se alcanzan a escuchar los truenos) quedaba la duda sobre la validez de los datos obtenidos.

La solución propuesta: Diseñar e implementar un Sensor de campo magnético (H) tal, que activado por el sistema de disparo implementado, registre la forma de onda (waveform) de la señal LEMP al mismo tiempo en el cual registra esta señal el Detector/Receptor RF, para lograr así una correlación automática que permita validar con certeza, si efectivamente la señal corresponde a un pulso EM emitido por una descarga atmosférica tipo rayo.

El diseño de este Sensor de campo magnético (H) está basado en el circuito propuesto por los científicos Philip Krider y Carl Noggle en el año de 1975 [81], y por supuesto presenta variaciones importantes relacionadas con adaptaciones de impedancias, con especificaciones de los AO utilizados, y con singularidades propias de diseño. Estas variaciones así como tips prácticos de su implementación, son reportadas en detalle a continuación.

El diagrama esquemático del circuito propuesto, implementado y debidamente probado se presenta en la Figura 7.74.



Montaje: LuisFDiazC - GTT - UNal

Fig. 7.74: Diagrama esquemático circuito Sensor de Campo (H)

En este circuito actúa como elemento transductor de la señal LEMP detectada, una de las tres (3) antenas de lazo mono-espira especificadas apropiadamente en el numeral 7.4, e independientemente de que antena se utilice (la Circular, la cuadrada o la rectangular), la tensión inducida en la antena de Lazo será proporcional a la derivada del tiempo de la densidad de flujo magnético externo, dB/dt , y a un factor geométrico que depende del área del lazo y del ángulo de la descarga (o de incidencia) tal como se expresó en la ecuación (156). Luego esta tensión inducida en la antena lazo será acoplada en la entrada del circuito Sensor, mediante un “Seguidor Diferencial” conformado por dos (2) Amplificadores Operacionales (U1A y U1B) configurados en modo instrumentación (ver Figura 7.74), y a su vez como la salida del seguidor es la entrada de un Amplificador Operacional (U2A) en arreglo “Diferencial” y configurado como “Integrador” (por lo que continuaremos llamándolo “Integrador Diferencial”), este entregará en su salida (que es la misma del Sensor), una señal proporcional a B en magnitud y análoga en su forma de onda a la señal LEMP detectada.

El seguidor diferencial ubicado en la entrada del Sensor (U1A y U1B) actúa como un transformador de impedancias para la transmisión de las señales dB/dt de la antena hasta el integrador (U2A). Este seguidor se establece por lo general para una ganancia pequeña la cual se configura mediante las resistencias R3, R4 y R5 calculando R3/R4 y R3/R5 (donde R4=R5), sin embargo si se quiere detectar rayos muy lejanos, se puede obtener un rendimiento mejorado mediante el aumento de la ganancia del seguidor a expensas de una cierta reducción del ancho de banda (Bw). La antena se acopla con base en su impedancia característica en ambas entradas del “Seguidor diferencial”, para evitar distorsiones en la forma de onda dB/dt trabajo que ejercen las resistencias R1, R2 y R18.

Por otro lado es importante anotar que con el fin de evitar las EMI, así como los transitorios de campo-E inducidos en el blindaje de las antenas lazo, la conexión entre las antenas y el Sensor de Campo (H) se efectuó mediante un cable UTP categoría 6. No obstante es bueno tener en cuenta que cualquier pequeño ruido aparece igualmente en ambas entradas de señal en el seguidor y por tanto deberían ser rechazadas por el integrador actuando como señal de modo común.

Otro ruido que es importante tener en cuenta es el de 60 Hz y armónicos relacionados, por lo cual el circuito en las entradas del “Integrador-Diferencial” incluye filtros RC (parejas R7,C5 y R6,C6), A su vez los capacitores C5 y C6 garantizan un acople AC al Integrador-Diferencial. De todos modos con el fin de evitar los ruidos de contaminación EMI que pudiera entregar la Red Eléctrica se optó también para este circuito por alimentación de voltaje dual de $\pm 12 V_{DC}$ suministrados por baterías de motocicleta. Así mismo con el fin de proteger los AO de los transitorios excesivos se instalaron los diodos de protección manteniendo la misma configuración descrita para los anteriores circuitos reportados.

Para el circuito implementado se recomienda utilizar AO's con alto Slew-Rate y con un producto Ancho de Banda - Ganancia también alto, en nuestro caso se utilizó un AO con Slew-Rate de 3000 V/ μ s y Ancho de Banda en Ganancia unitaria de 100 MHz.

Ahora bien, sin discrepar con la ecuación (156) calculada aquí, Krider [81] calcula la relación entre la tensión de salida del Sensor $V_{SENSOR-H}$ con la densidad de flujo magnético incidente B (Wb/m²) mediante la expresión:

$$V_{SENSOR-H} = \frac{KA \cos \theta}{R_I C_I} B \quad (203)$$

Donde,

K- es la ganancia del seguidor de diferencial,

A- el área de la antena Lazo (m²),

θ - el ángulo entre el plano del Lazo y la descarga del rayo,

R_I – Resistencia del integrador.

C_I – Capacitancia del integrador (su valor puede ser variado desde 10⁻⁴ a 10⁻² μ F, para proporcionar diferentes niveles de salida).

Siguiendo entonces la ecuación (203) debemos mantener los siguientes valores de resistencia y capacitancia, así:

$$R_I = R8 = R9 \text{ y } C_I = C11 = C14.$$

Por otro lado conservando parte del diseño propuesto por Krider, se implementó un filtro de paso-alto en el circuito de retroalimentación del Integrador para proporcionar estabilización DC en la salida del integrador diferencial. Este filtro está compuesto por los conjuntos: {R11+R13,C9 || C10} y {R16,C11 || C12}.

Tip1: Como el circuito conformado con el Amplificador Operacional U2A es un arreglo con doble funcionalidad: Modo Diferencial e Integrador, se deben mantener también las siguientes similitudes: {R12 \approx R14} y {(R11+R13) \approx (R16a+R16b)}.

Tip2: Se debe ser muy cuidadoso de que los conjuntos {C9 || C10} y {C11 || C12} sean verdaderamente iguales, pues la practica nos mostró que cualquier asimetría convierte todo el circuito en un Sistema LTI de 2^o Orden de tal modo que el Sensor en lugar de entregar en su salida una señal análoga a B (waveform), entrega una señal sub-amortiguada.

Tip3: R1=R2 asociado a Impedancia antena es obligatorio, sino el Chip AO se recalienta.

Tip4: R18 acopla la Z de entrada y ayuda a eliminar ruido en estado “No rayo”.

La razón de rechazo en modo común (CMRR) del Integrador-Diferencial se optimiza ajustando el potenciómetro R16 de 20-k Ω para una salida mínima mediante la aplicación simultánea en ambas entradas de señales de prueba cuadradas e idénticas, esto se puede lograr de una manera fácil conectando un GS en la entrada del Seguidor diferencial como se muestra en la Figura 7.75.

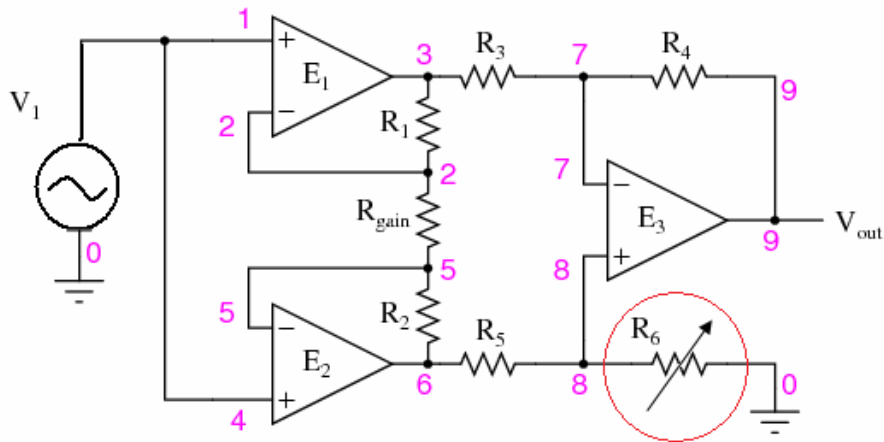


Fig. 7.75: Configuración de prueba para ajuste óptimo del CMRR vía R16

Montaje físico del circuito

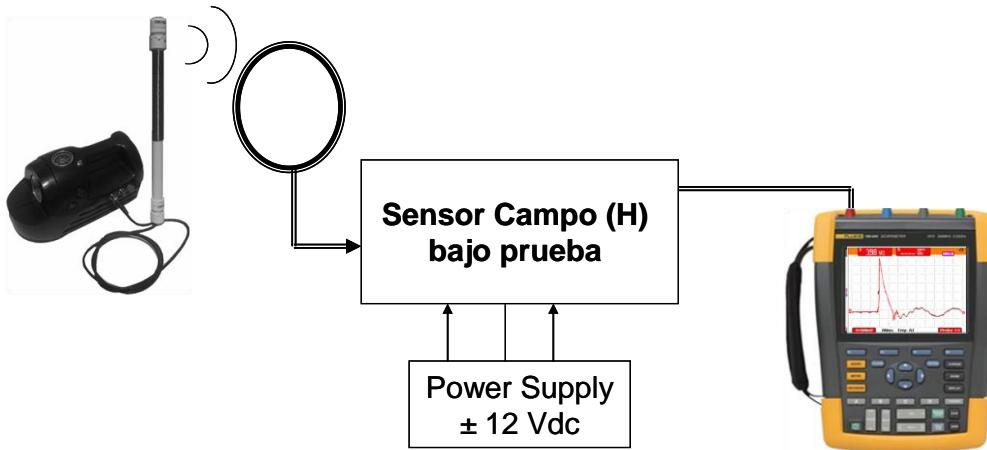


Fig. 7.76: Diagrama Instrumentación pruebas de ajuste del circuito Sensor C-H

Efectuados los cálculos de diseño y teniendo en cuenta las consideraciones expuestas se procedió al montaje del circuito repitiendo los mismos pasos descritos para el montaje de RB1.

En la Figura F.28 del Anexo F se presenta el circuito prototipo implementado en un PCB universal.

Nota: Las pruebas de ajuste del Sub-módulo Sensor de Campo (H) y de su correcto funcionamiento se realizaron inicialmente siguiendo el diagrama de instrumentación de la Figura 7.76, para lo cual se utilizó el generador portátil de LEMP simulado GLEMP-02 y una antena lazo similar a las que se instalaron en el techo del edificio. Después, sesiones continuas de descargas atmosféricas reales permitieron dar como superadas exitosamente las pruebas del circuito, el cual quedó listo para ensamblaje.

En la Figura 7.77 se muestra un ejemplo de las señales registradas por el Sensor de Campo (H) utilizando como equipo de prueba el GLEMP-02. De estas se pudo concluir que el Sensor no solamente respondía con la rapidez esperada sino que podía reproducir fielmente la forma de onda tipo rayo que sabemos con certeza genera el GLEMP-02.

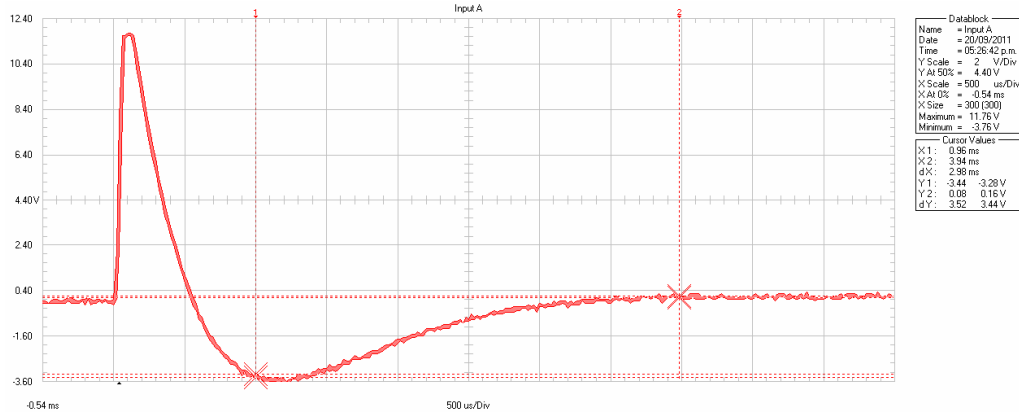


Fig. 7.77: Forma de onda tipo rayo detectada por el Sensor C-H bajo prueba.

Ahora bien, tal como se puede ver en la Figura 7.77 el Sensor entrega una señal en términos de voltaje V_{RMS} , de tal forma que si queremos obtener esta señal como Flujo de campo magnético B , despejamos (203) y obtenemos:

$$B = \frac{R_I C_I}{K A \cos \theta} V_{SENSOR-H} \quad (204)$$

7.8 Ensamblaje final del Módulo Frontal del SDR

Todos los componentes del Módulo Frontal del SDR fueron ensamblados en el chasis de un viejo reproductor de DVD al cual se le realizaron las adaptaciones necesarias. En la foto de la Figura F.30 del Anexo F se puede apreciar el montaje

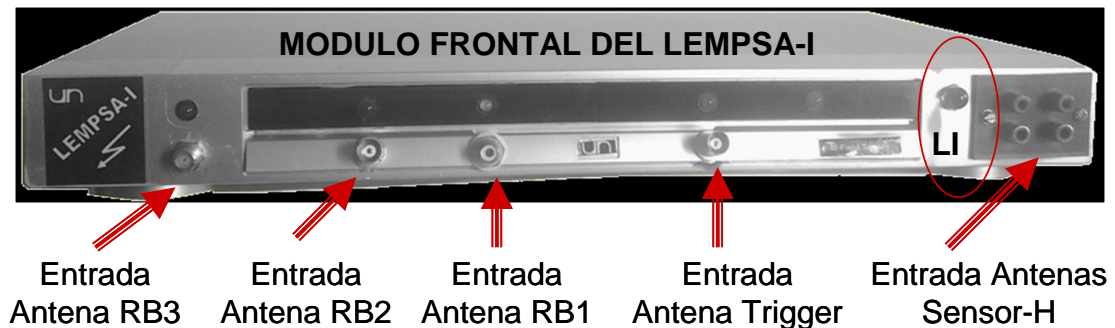


Fig. 7.78: Vista global del panel delantero del Receptor del Módulo Frontal

8. Módulo ADC del Sistema LEMPSA

La tarjeta ADC utilizada representa tal vez uno de los puntos más neurálgicos del Sistema, pues de su velocidad de muestreo depende el ancho de banda (Bw) real de todo el Sistema LEMPSA y de su memoria búfer interna depende el tamaño de la forma de onda (waveform) máxima que se puede registrar. Revisemos entonces las especificaciones técnicas de la DAQ adquirida:

8.1 Aspectos relevantes del HW de la DAQ

En el numeral G.1 del Anexo G se listan en detalle las especificaciones técnicas de la tarjeta de adquisición de datos adquirida [86] y utilizada en la implementación del Sistema LEMPSA.

8.1.1 Análisis de las especificaciones técnicas

a) Resolución de la DAQ: 14 bits verticales A/D

Análisis: Cumple con las recomendaciones IEC-61083 e IEEE-1122 [15]. De acuerdo con la ecuación (89) con 14 bits se obtienen 86 dB de “Rango dinámico” del DSP de la DAQ, además se supera el detalle de la forma de onda.

b) Velocidad máxima de muestreo (F_s): 200 MS/s por canal.

Análisis: Según esta F_s se obtienen los siguientes anchos de banda:

1. $\Delta F = DC$ a 100 MHz - De acuerdo con el Teorema Nyquist.
2. $\Delta F = DC$ a 125 MHz – Si el acople es DC (50 K Ω) – Ver Hoja técnica Anexo G.
3. $\Delta F = 10$ Hz a 65 MHz – Si el acople es AC (1 M Ω) - Ver Hoja técnica Anexo G.
4. $\Delta F = DC$ a 50 MHz – Según recomendaciones IEC-61083⁸ e IEEE-1122 [15].

Ver ecuación (4).

5. $\Delta F = DC$ a 25 MHz – Si despejamos la ecuación (90).

Conclusión: La 5^a opción nos ilustra en el sentido de que si la máxima frecuencia F_{mx} que se puede registrar con detalle de forma de onda es $F_{mx}=25$ MHz, entonces no tiene sentido conectar (agregar) el radio RB3 al Sumador.

⁸ IEC 61083-1 ED. 2.0 B:2001

Instruments and software used for measurement in high-voltage impulse tests - Part 1: Requirements for instruments (Standard by International Electrotechnical Commission, 06/11/2001)

Nota: En este punto es importante recordar que en el numeral 5.3 del capítulo 5 (Cálculo y especificaciones del módulo ADC) se había concluido que para que el Sistema LEMPSA pudiera operar con el Ancho de Banda objetivo se requería una DAQ con una tasa de muestreo de mínimo 400 MS/s y en nuestro caso esta se adquirió con tan solo 200 MS/s.

c) Umbrales de voltaje

Voltajes de entrada para $Z_e = 50 \Omega$ o $1 M\Omega$: $\pm 100 \text{ mV}$, $\pm 200 \text{ mV}$, $\pm 500 \text{ mV}$, $\pm 1 \text{ V}$
 $\pm 2 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$.

Voltajes de entrada solo para $Z_e = 1 M\Omega$: $\pm 10 \text{ V}$, $\pm 20 \text{ V}$, $\pm 50 \text{ V}$

Análisis:

Como las salidas del detector RF y del Sensor de campo-(H) tienen un rango de voltaje de $\pm 12 \text{ V}$ y estas salidas son las entradas a los canales 1 y 2 de la DAQ, queda claro que la DAQ debe programarse con Impedancia de entrada $Z_e = 1 M\Omega$.

d) Trigger Externo

Impedancia: $2 \text{ k}\Omega$

Amplitud: $\pm 15 \text{ V}$ máximo absoluto.

Rango de voltajes: $\pm 1 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$ (selectivo por software)

Análisis:

El sub-módulo de disparo (trigger) debe ser calculado para que emita una señal de $+5 \text{ V}$ en su modo de disparo.

e) Memoria de Adquisición

Memoria total instalada en DAQ = **2 GS**

Análisis:

Primero es importante aclarar que habitualmente cuando se habla de la cantidad de memoria interna de una DAQ, esta no se expresa en unidades de información B (Byte) sino en unidades de muestra S (Sample). Ahora bien, no olvidemos que de acuerdo con la resolución de la DAQ, cada $S = 14 \text{ bits}$ de donde se puede establecer una igualdad de $S = 1,5B$ para la tarjeta adquirida. A su vez, según las especificaciones técnicas (ver anexo G) la memoria total de adquisición se distribuye entre cada canal activo, de esta manera entonces se obtiene **1 GS** por canal.

Por otro lado, en el proceso de digitalización y registro de la señal, los datos que la DAQ transfiere al PC son solo los datos contenidos en su memoria interna, de tal modo que su tamaño limita el tamaño de la ventana de captura continua. De esta manera, si le asignamos a la forma de onda WF una ventana temporal t_s objetivo, entonces dada una F_s programada en la DAQ, el número total de formas de onda **#WF** que pueden ser capturadas en forma continua estará dada por:

$$\#WF = \frac{\left(\text{Memoria_Total} / \# \text{canales} \right)}{t_s \cdot F_s} \quad (205)$$

8.1.2 Instalación de la DAQ en el PC

De acuerdo con las especificaciones técnicas (Anexo G) el PC donde será instalada la

DAQ debe contar como mínimo con una CPU de 500 MHz, 128 MB RAM y 200 MB de disco duro disponibles. Además, debe contar con una ranura libre (slot) PCI de 32 bits y 66 MHz (esto implica 264 MB/s de velocidad de transferencia).

Por otro lado como la tarjeta es tamaño largo (full-length), la caja del PC debe ser como mínimo tipo Mini-Torre.

Para la instalación de los drivers (controladores) software de la DAQ debe tenerse en cuenta que esta solo acepta los siguientes sistemas operativos:

Windows Vista/ Win 7:	Todas las versiones (32/64-bit)
Windows XP:	SP1 o superior (32/64-bit)
Windows Server:	2003, 2008

8.2 Pruebas iniciales (Test de la DAQ)

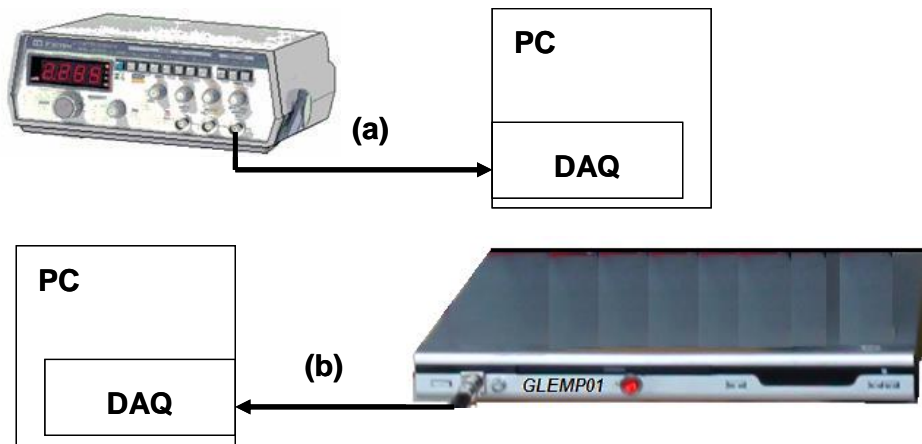


Fig. 8.1: Test de la DAQ (a) Con GS (b) Con GLEMP-01

La DAQ adquirida viene con un Software básico de pruebas denominado GAGE-Manager™. Para las pruebas de la correcta instalación de la DAQ se utilizaron dos (2) de las opciones ofrecidas por esta aplicación:

1. Autotest

Mediante este test la aplicación reporta el número de serie de la DAQ instalada y verifica su correcta instalación. Muestra además los bits de Resolución y la cantidad de memoria interna instalada.

En la Figura G.3 del Anexo G se puede apreciar un ejemplo de un despliegue de pantalla entregado por el Software.

2. CS-Test

Mediante esta opción y siguiendo el esquema de instrumentación de la Figura 8.1 se efectuaron pruebas de captura de señales, con el fin de verificar:

(a) – *El ancho de banda*: Conectando Generadores de Señal en cada canal, se enviaron armónicos puros tipo onda sinusoidal y tipo onda cuadrada, barriendo el espectro por todo el ancho de banda especificado.

En la Figura G.4 del Anexo G se puede apreciar un ejemplo de un despliegue de pantalla entregado por el Software.

(b) – *El registro de la forma de onda*: Conectando el GLEMP01 se envió una señal tipo rayo, con el fin de comprobar la capacidad de registro de la DAQ ante transitorios de muy corta duración.

Superadas las pruebas con éxito, pasamos luego a la conexión de la DAQ al módulo Frontal.

8.3 Conexión DAQ-Módulo Frontal

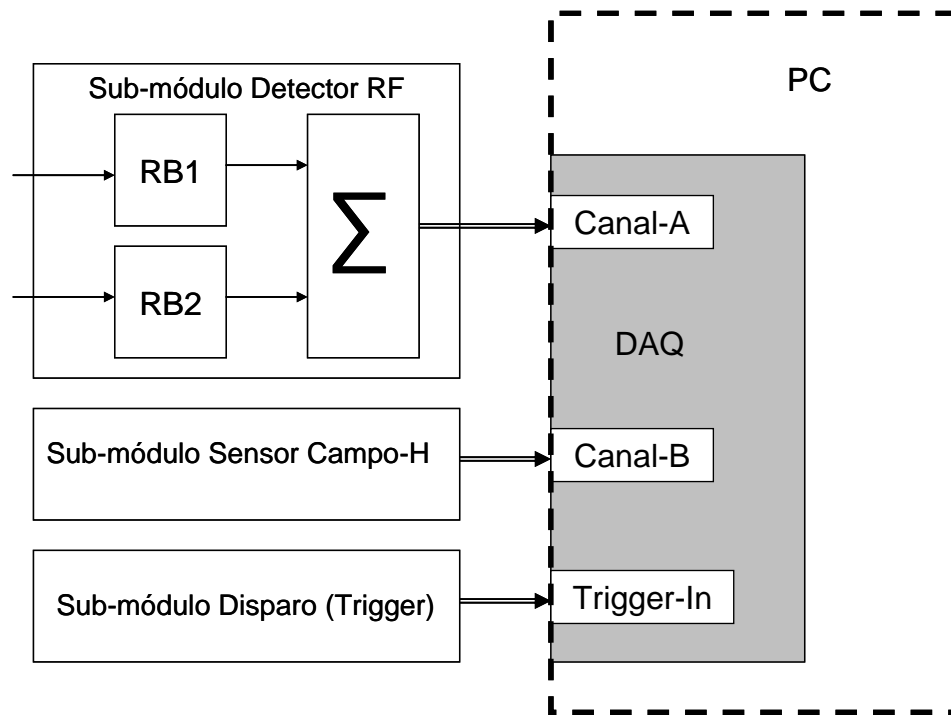


Fig. 8.2: Esquema conexiones DAQ-Módulo Frontal

El esquema de conexiones básicas entre la DAQ y los diferentes sub-módulos del Módulo Frontal implementado se puede ver en la Figura 8.2. Vía software los canales A y B de la DAQ se programan con acople AC, mientras que el canal de ingreso de señal Trigger (Trigger-In) se programa con acople DC.

Efectuadas las pruebas iniciales de conexión, se presentaron problemas de acople de impedancias lo que obligó a revisar la Impedancia de entrada de la DAQ, la cual según las especificaciones técnicas debía ser de $Z_e = 1 \text{ M}\Omega$. Es así que utilizando un Generador de Señales, un Osciloscopio y varios potenciómetros, mediante el método de resistencias en serie, se midió la Z_e "real" de los canales A y B de la DAQ, encontrando que esta Z_e era cercana a los $650 \text{ K}\Omega$. Con este nuevo dato se cambiaron valores de resistencias en las

salidas de los componentes del Módulo Frontal solucionando los problemas de acople presentados.

8.4 Digitalización y Registro de la señal LEMP

Mediante la circuitería ADC de la DAQ todas las señales análogas adquiridas vía sus canales de ingreso son digitalizadas en tiempo real y las muestras codificadas son registradas inicialmente en su memoria interna. El Software de control de la DAQ se encargará de transferir los datos crudos⁹ al PC y guardarlos como un archivo (file) en el Disco Duro para su posterior procesamiento (DSP).

8.4.1 Enfoques

Para digitalizar y registrar la señal LEMP mediante la DAQ instalada, se pueden asumir dos (2) enfoques:

El 1er enfoque consiste en programar la DAQ para que registre la señal en modo continuo y para que vaya transfiriendo vía PCI a la memoria RAM del PC, los datos crudos (muestras) de la forma de onda (grabados inicialmente en la memoria interna de la tarjeta), para su inmediato procesamiento y análisis (en tiempo real) mediante el software de Windows.

Este primer enfoque no es práctico por varias razones. Veamos, si se asume una ventana de captura de 1500 μ s por cada señal LEMP detectada, entonces considerando que tenemos 1 GS de memoria instalada por canal, aplicando (205) se tendrían 3.333,33 WF que teóricamente pudieran registrarse en la memoria. Sin embargo, considerando que por cada 100 μ s de datos crudos de señal adquiridos se requieren 900 μ s de tiempo en transferencia vía PCI a la RAM del PC (relación 1:9), mas los tiempos de procesamiento y análisis que requeriría el software DSP, queda claro que no se podrían procesar en tiempo real señales continuas. Además, si no se requiere el sistema para tomar acciones en tiempo real, este enfoque no es práctico.

El 2do enfoque consiste en programar la DAQ para que registre en forma continua, pero que cada vez que detecte la señal de disparo, transfiera vía PCI a la memoria RAM del PC, los datos correspondientes a una ventana de captura de la señal LEMP. Luego mediante un Software se guardaran los datos en un archivo y se rearmará la DAQ para que continúe registrando.

En nuestro caso se adoptó el 2do enfoque por dos (2) razones principales: primero porque no se requiere tomar acciones en tiempo real y segundo porque los datos se

⁹ Datos crudos: Se llaman así los datos sobre los cuales todavía no se ha ejercido algún tipo de análisis.

requieren para establecer un banco de datos estadístico que permita en cualquier momento procesar las señales con fines de caracterización espectral.

8.4.2 Software de Control de la DAQ (Drivers)

La DAQ instalada se adquirió con un SDK básico para trabajo en entorno MATLAB™. Decimos que es básico porque solo incluye los controladores (drivers) para manejo de la DAQ y unos pocos programas de ejemplos simples de captura y registro. Como este SDK no incluye interfaces para trabajo con el “Toolbox” de Simulink™ se requirió de una etapa previa de entrenamiento en el manejo de los parámetros de control de la DAQ con el fin de implementar los algoritmos de captura y registro digital de la señal LEMP.

En la Figura 8.3 se muestra la estructura general del SDK adquirido.

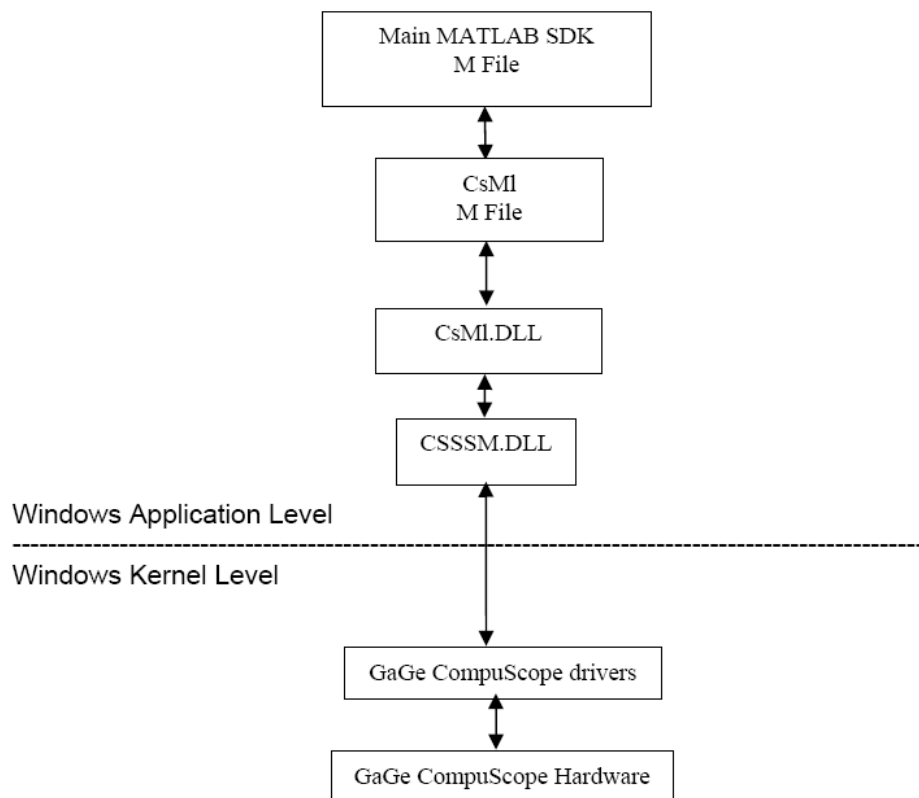


Fig. 8.3: Estructura general del SDK MATLAB para control de HW CompuScope

De acuerdo con la Figura 8.3 el Hardware de la DAQ (GaGe CompuScope) es directamente controlado por los controladores (drivers) suministrados en el SDK. Estos controladores se ubican en el nivel kernel del S.O. Windows y permiten un acceso directo a los registros hardware de la DAQ, así como a la RAM física del PC.

La comunicación entre estos controladores y las aplicaciones windows se efectuará a través de una librería de enlace dinámico (DLL) denominada CSSSM.DLL. Esta comunicación se basa en una API (Application Programm Interface) diseñada para la

DAQ y la cual consiste en un juego de subrutinas en C con las cuales se logra el control físico de todas las funcionalidades de la DAQ.

Las funciones de interfaz propiamente dicha entre las aplicaciones implementadas en MATLAB y el HW de la DAQ, las realiza una DLL intermedia denominada CSML.DLL.

8.4.3 Parámetros de Control de la DAQ (variables)

Los parámetros de control de la DAQ se pueden clasificar en tres (3) categorías:

1. De Adquisición

acq.SampleRate	Tasa de muestreo en Hz.
acq.ExtClock	Una bandera que activa el reloj externo en estado de “Non-zero”.
acq.Mode	Modo de adquisición: “Single” (1 canal), “Dual” (2 canales).
acq.SegmentCount	Número de segmentos que serán adquiridos.
acq.Depth	Profundidad del post-trigger.
acq.SegmentSize	Tamaño de la memoria asignada para el segmento.
acq.TriggerTimeout	Valor del time-out del Trigger en μ s.
acq.TriggerDelay	Valor del trigger-delay en Número de muestras.
acq.TriggerHoldoff	Valor del trigger-holdoff en Número de muestras.
acq.TimeStampConfig	Una bandera que, en estado de “non-zero”, restaura el contador de Time-Stamp al comienzo de la adquisición.

Nota: En el numeral G.3 del Anexo G se brinda una descripción detallada y con ilustración de estos parámetros. Es importante tener en cuenta que para la asignación de valores se debe respetar la siguiente condición:

Condición1: **Depth = Segment-Size – Trigger-Holdoff**

2. De Canal

chan(i).Channel	Número del canal, comienza con 1.
chan(i).Coupling	Acople de entrada (AC or DC)
chan(i).DiffInput	Bandera que permite fijar acople a modo diferencial.
chan(i).InputRange	Escala “Full” del canal en milivoltios. Por ejemplo, se fija en 2.000 para un rango de ± 1 v.
chan(i).Impedance	Impedancia de entrada (Z_e) en Ohmios.
chan(i).DcOffset	Offset DC del canal de entrada en milivoltios.

3. De Disparo (Trigger)

trig.Trigger	Número del disparador, comienza con 1.
trig.Slope	Flanco de disparo (Positivo o Negativo).
trig.Level	Porcentaje del nivel de reconocimiento del disparo con relación a la fuente de disparo (-100 to 100)
trig.Source	Fuente de Disparo (Canal 1 o 2 o Externo = -1 o deshabilitado=0)
trig.ExtCoupling	Acople de entrada del Trigger externo (AC or DC)
trig.ExtRange	Escala “Full” del Trigger externo en milivoltios. Por ejemplo, se fija en 10.000 para un rango de +/- 5 Voltios.

8.4.4 Marcador de “Fecha y hora”

Cada vez que se guarda en un archivo el registro de adquisición de datos, este queda marcado con una “Fecha” y una “Hora”. Lo ideal sería que el tiempo de marcación (Timestamp) del registro (sello horario) del archivo estuviera sincronizado con un patrón de referencia internacional y de altísima precisión, para efectos de correlación de la información obtenida con eventos relacionados. Un forma de hacerlo consiste en dotar el PC donde se encuentra instalada la DAQ con una tarjeta tipo IRIG, dado que estas tarjetas reciben señales de tiempo absoluto generadas por los relojes atómicos de referencia instalados a bordo de los satélites del sistema GPS (Global Positioning System). Como no se dispuso de una tarjeta de este tipo, se decidió que al menos, el tiempo de registro estuviera sincronizado con la hora legal colombiana con el fin de cotejar los datos obtenidos con otros sistemas de detección del país (Ej. Keraunos), en esta caso la única condición es que el PC se encuentre conectado a la Red Internet

En Colombia el Instituto Nacional de Metrología mantiene, coordina y difunde la hora legal de la República de Colombia (según lo establecido en el numeral 14 del artículo 6 del Decreto numero 4175 de 2011). Esta hora es tomada de los patrones de referencia del Laboratorio de Tiempo y Frecuencia de dicho Instituto y para efectos de sincronización se puede acceder a ella vía Internet generando un enlace Web a la siguiente dirección: <http://horalegal.sic.gov.co/>, donde el Ministerio de Industria y Comercio de Colombia tiene instalado un Servidor NTP¹⁰.

La configuración del reloj del PC para sincronización con el servidor NTP se efectúa directamente en el S.O. Windows cambiando la configuración de Fecha y hora de Internet.

¹⁰ **Network Time Protocol (NTP):** es un protocolo de Internet para sincronizar los relojes de los sistemas informáticos a través del enrutamiento de paquetes en redes con latencia variable. NTP utiliza UDP como su capa de transporte, usando el puerto 123 y está diseñado para resistir los efectos de la latencia variable. El NTP utiliza el Algoritmo de Marzullo con la escala de tiempo UTC, incluyendo soporte para características como segundos intercalares. Este protocolo está definido en el RFC-1305.

8.4.5 Algoritmos de Captura y Registro.

Definidos los parámetros de control de la DAQ el próximo paso consiste en establecer el algoritmo de configuración de arranque de la DAQ.

8.4.5.1 Configuración de Ajuste inicial y Rearmado HW

Una de las funciones suministradas con el SDK se denomina “Setup.m”, gracias a esta función se pueden configurar todos los parámetros de la DAQ (de Adquisición, de Canal y de Trigger), permitiendo efectuar un ajuste inicial de valores de acuerdo con las especificaciones trazadas según la ventana de captura que se quiere registrar. A su vez la función “Setup.m” sirve para el rearmado (reset) de la tarjeta DAQ.

En el numeral G.4 del Anexo G se muestra el código en MATLAB de la función “Setup.m” con las adaptaciones respectivas.

8.4.5.2 Algoritmo de Captura Única

Con el fin de realizar pruebas básicas del sistema LEMPSA se implementó un programa software basado en un algoritmo de captura única. El código en MATLAB de este programa se encuentra publicado en el numeral G.4.2 del Anexo G y el diagrama de flujo del algoritmo planteado se encuentra esbozado en la Figura 8.4.a).

El funcionamiento de este algoritmo se puede resumir así: Activada la DAQ y chequeado su correcto funcionamiento, se ajustan sus parámetros con valores de configuración inicial asociados a un tamaño de ventana de captura (setup.m) dando comienzo a la adquisición de datos. Una vez la DAQ detecta la señal de disparo (Trigger) comienza el conteo regresivo del Depth-Counter y cuando este llega a cero se transfieren los datos crudos al PC, donde son guardados como archivos .Dat discriminándolos por canal, de acuerdo con el siguiente formato: Acquire_CH1.Dat y Acquire_CH2.Dat. Posteriormente la DAQ es desactivada y al mismo tiempo con base en estos archivos, mediante un “ploteo” en Matlab se muestran las formas de onda correspondientes a cada captura, facilitando de esta manera su análisis inmediato.

Nota: Todos los datos obtenidos se almacenan en archivos de datos .DAT con formato ASCII. Estos archivos contienen una cabecera de archivo que se encuentra entre dos líneas de signo menos (-). Los datos adquiridos se enumeran a continuación, como una sola columna de datos y se almacenan por defecto en unidades de voltios.

8.4.5.3 Algoritmo de captura continua o Multicaptura.

Con el fin de realizar una captura de señales LEMP sucesivas y en un período de tiempo indeterminado, se implementó un programa software basado en un algoritmo de captura múltiple o multicaptura. El código en MATLAB de este programa se presenta en el

numeral G.4.3 del Anexo G y el diagrama de flujo del algoritmo planteado se encuentra esbozado en la Figura 8.4.b).

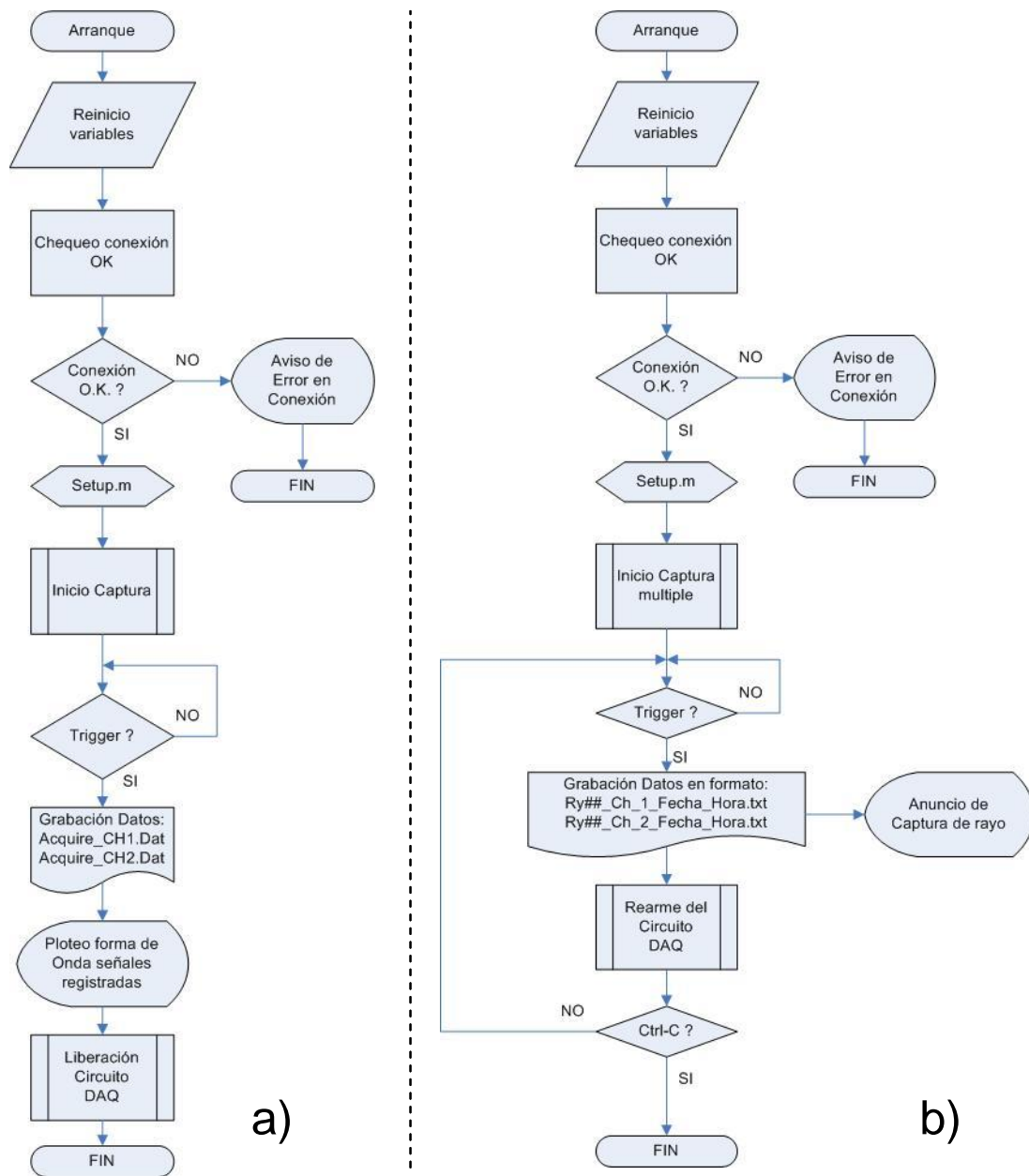


Fig. 8.4: Diagrama de flujo básico de algoritmos de captura a) Única b) Múltiple

Con respecto al algoritmo de captura única, en el algoritmo de captura múltiple se presentan las siguientes diferencias:

1. No se plotean en pantalla las señales capturadas.
2. Después de cada registro digital de la señal LEMP capturada, se rearma el circuito DAQ para continuar el proceso de captura en forma continua.

3. Los datos obtenidos se almacenan en archivos de datos con extensión .TXT de acuerdo con el siguiente formato:

Ry##_CH_#_AA-MM-DD_hh-mm-ss.Txt,

Donde AA-MM-DD corresponde a la Fecha y hh-mm-ss corresponde a la hora de registro, la cual es sincronizada vía Internet mediante el protocolo NTP.

4. Cada vez que se detecta un disparo (presencia de señal LEMP) se anuncia el evento en la pantalla del PC.

8.4.5.4 Prueba del Algoritmo de captura implementado

Con el fin de verificar el correcto funcionamiento del algoritmo de captura implementado se siguieron los esquemas de instrumentación propuestos en las Figuras 7.59 y 7.76. Para esta prueba se cambió a RB1 por todo el Sistema LEMPSA y en lugar del Scopemeter se utilizó el monitor del PC del sistema LEMPSA, aprovechando que el algoritmo de captura única plotea en pantalla las señales capturadas en cada canal de ingreso.

La idea básica de la prueba consistió en que mediante el GLEMP-02 se emitió frente a las Antenas Lazo componentes del Módulo-Frontal del LEMPSA, una señal tipo rayo con el fin de verificar la respuesta del sistema ante señales transitorias de muy corta duración (del orden de los μs). Como resultado se pudo comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo de captura, tal como lo ilustran las Figuras 8.5.(a) y 8.5.(b) correspondientes a las dos (2) señales obtenidas y ploteadas en Matlab.

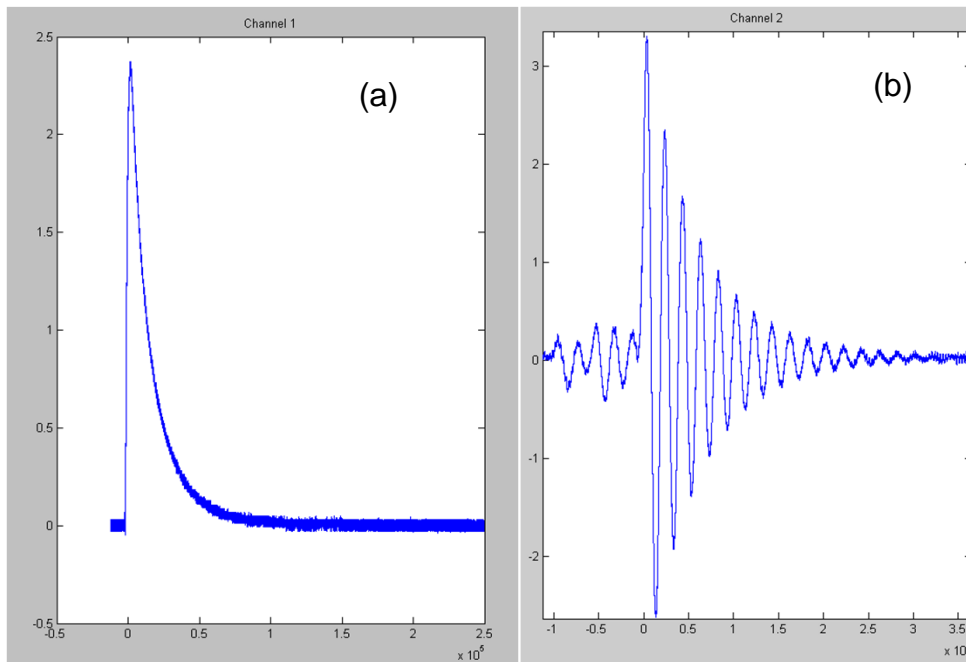


Fig. 8.5: Pulso tipo rayo registrado mediante: **(a)** Sensor Campo-H; **(b)** Detector RF.

Conclusión: Las señales de la Figura 8.5 no solamente demuestran el correcto funcionamiento del Algoritmo de Captura implementado, sino que a su vez validan, sin

dejar dudas al respecto, los modelos matemáticos de las formas de onda esperadas en recepción y planteados en el numeral 4.2 del capítulo 4 (ver Figuras 4.16 y 4.23).

8.5 Certificación forma de onda simulada por GLEMP-02

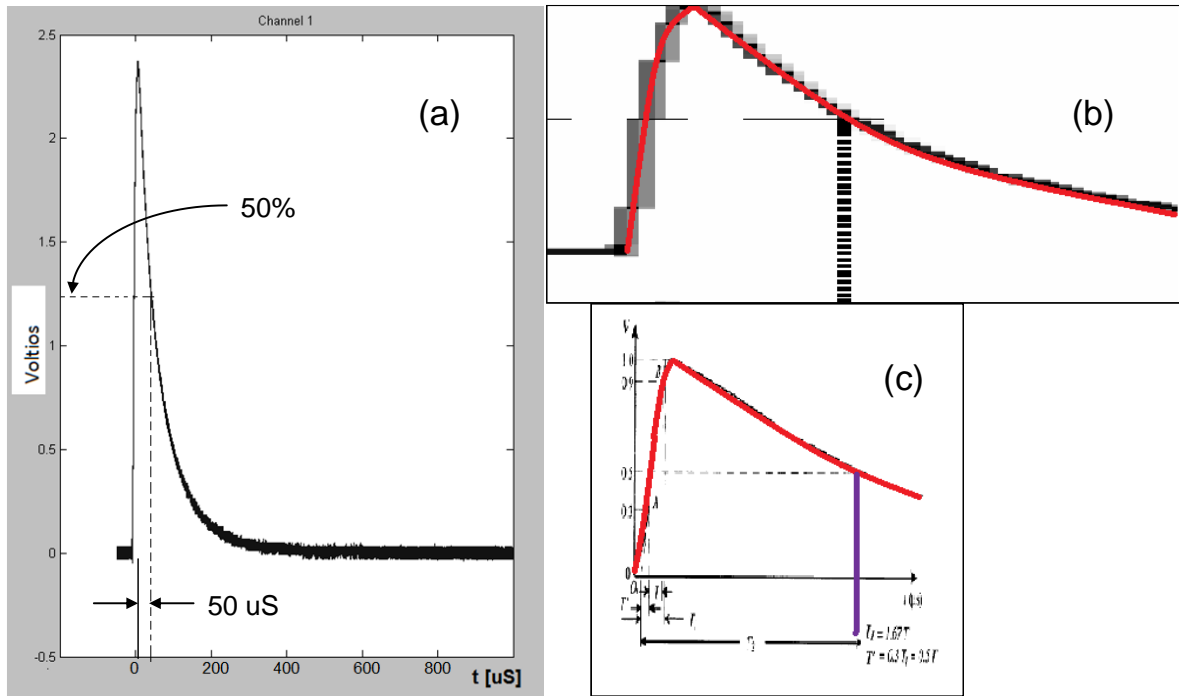


Fig. 8.6: Pulso GLEMP-02 (a) registrado x Sensor C-H (b) aumentado (c) IEC 60060-1

Un análisis detallado de la forma de onda registrada en la Figura 8.5.(a) nos permite observar que el pulso en la mitad de su amplitud (50%) tiene una longitud temporal de alrededor de $50 \mu\text{s}$ y que también el frente de onda (T_1) es inferior a $3 \mu\text{s}$ (ver Figura 8.6.a), así que por lo tanto, se puede afirmar que la forma de onda cumple con los requisitos establecidos en la Norma IEC 60060-1 [13]. Una manera más ilustrativa de comprobar este hecho se logra comparando físicamente la señal de la Figura 8.6.a con la Figura 4.15 (Forma de onda plena del impulso normalizado $1,2/50 \mu\text{s}$ [13]), para lo cual en la Figura 8.6.(a) debemos alargar el eje X (aumento de escala) y acortar el eje Y (ver Figura 8.6.b), mientras que con la Figura 4.15 realizamos la operación inversa obteniendo la Figura 8.6.c, que como se puede ver es muy similar a la Figura 8.6.b. De este modo queda entonces certificado que el GLEMP-02 emite verdaderamente un pulso tipo rayo acorde con las especificaciones de la norma IEC-60060-1.

9. Módulo Software del Sistema LEMPSA

Recordando: el sistema LEMPSA es un “Analizador de Espectro” de la señal LEMP y está conformado por un Detector/Receptor RF implementado con arquitectura SDR y por tanto está compuesto por tres (3) módulos funcionales:

1. Módulo Frontal: Es un módulo exclusivamente hardware y se encarga del sensado y transducción de la señal LEMP (OEM) a voltaje $\mathbf{x}(t)$, además la filtra y amplifica convirtiéndola en $\mathbf{y}(t)$ antes de entregarla al módulo ADC.
2. Módulo ADC: Es un módulo mixto (Hardware y Software) y se encarga de la conversión A/D de la señal $\mathbf{y}(t)$ convirtiéndola en una serie de muestras $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ las cuales son grabadas como datos ASCII en un archivo .txt.
3. Módulo Software: Este módulo se encarga de aplicar DSP a $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ con un enfoque exclusivo de análisis espectral (Spectrum Analyzer).

Nota: El análisis espectral es un tema muy extenso y complejo, de tal modo que considerando como objetivo principal de la tesis: el diseño e implementación de un dispositivo SDR para caracterización espectral del LEMP, el presente capítulo se centrará solamente en los aspectos básicos relacionados con el análisis de Fourier encaminado a esta caracterización, así como a la elección de la herramienta software apropiada para su ejecución, todo bajo un escrutinio meramente práctico.

9.1 Análisis Espectral Digital

El análisis espectral no es otra cosa que el estudio de las señales en el dominio de la frecuencia. En términos generales se entenderá como análisis espectral la descomposición de una señal como suma de una colección de señales (ortogonales) dándonos su distribución de energía [87]. En otras palabras, el análisis espectral nos dice cuanta energía (o potencia) tiene cada frecuencia.

Existen diferentes tipos de Analizadores Espectrales, siendo los principales:

- Analizador de Espectro por Banco de Filtros.
- Analizador Espectral de Barrido.
- Analizador Espectral digital.

Los dos (2) primeros son analizadores Hardware y el tercero es un instrumento software basado en el análisis de Fourier [88] y es de este último sobre el cual trataremos en el presente capítulo. Ahora bien, si miramos el análisis espectral como un conjunto de herramientas, el primer problema planteado consiste en determinar que herramientas usar dependiendo del tipo de señal a tratar. Entonces es preciso analizar la señal objetivo.

9.1.1 Análisis de la señal LEMP- $x(t)$

Dado el carácter aleatorio de aparición de una descarga atmosférica (evento), el pulso EM que esta emite (LEMP) conservará esta propiedad de estocástico, desempeñándose además como un pulso de tipo transitorio, y de muy corta duración.

Ahora bien, como en las pruebas de captura digital de la señal LEMP, realizadas previamente, hemos encontrado que sus componentes espectrales (frecuencias) principales tienen presencia desde el comienzo hasta el fin de la señal registrada, decimos que es “Cuasi-estacionario” al menos en la ventana de observación.

Por otro lado, aunque en la ecuación (69) modelamos la señal LEMP como una función en el dominio del tiempo $V_{LEMP}(t)$, esta ecuación se planteó como simulación teórica para fines de diseño e implementación del módulo frontal ya que en la práctica no existe ninguna función real que defina el comportamiento del LEMP, de tal forma que sin lugar a dudas podemos afirmar que esta señal es “No-determinista”.

A su vez, como los parámetros que definen la señal LEMP son variables y diferentes en cada suceso de aparición, decimos que el “análisis” de esta señal debe ser “No-paramétrico”.

En conclusión: la señal LEMP es una señal aleatoria, cuasi-estacionaria y No-determinista, sobre la cual debe recaer un análisis de Fourier “No-paramétrico”.

9.1.2 Análisis de la señal muestreada $x[n]$

Análisis teórico

La conversión analógico-digital (A/D) de la señal $y(t)$ efectuada en el módulo ADC, produce una secuencia de datos correspondientes a una señal digital o serie de tiempo $x[n]$, que puede considerarse como la señal de salida de un muestreador ideal (ver Figura 9.1). De esta forma, $x[n]$ se puede expresar en función de una suma de impulsos escalados, como el producto de la señal $y(t)$ por una función de muestreo $\delta(t)$ consistente en un tren de impulsos unitarios espaciados con un intervalo $T_s = 1/f_s$ (período de muestreo), de donde:

$$x[n] = y(t) \cdot \delta(t) \quad (206)$$

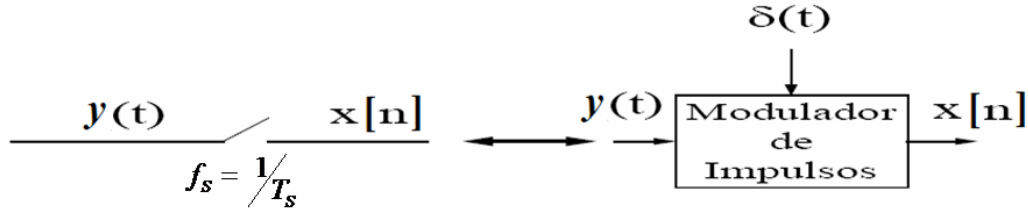


Fig. 9.1: Representación de un “Muestreador” ideal

Esta señal resultante será la convolución de las dos señales y puede representarse como una cadena de valores de medidas de amplitud sobre el eje del tiempo.

Si tenemos en cuenta que $\delta(t)$ consiste en una serie uniforme de pulsos, y es por tanto una señal unitaria y periódica que al cumplir las condiciones de Dirichlet puede ser representada como una serie de Fourier, así:

$$\delta(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \text{sen} n\omega t) \quad (207)$$

Y si suponemos que la señal es par y aplicamos la ecuación de Euler:

$$\cos(x) = \frac{e^{+jx}}{2} + \frac{e^{-jx}}{2} \quad (208)$$

Y además si hacemos $\delta_n = A_n/2$, tenemos que:

$$\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta_n e^{j2\pi n f_s t} \quad (209)$$

De tal forma que reemplazando (209) en (206) obtenemos:

$$x[n] = y(t) \cdot \delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta_n y(t) e^{j2\pi n f_s t} \quad (210)$$

Visto de una forma todavía más simple, si decimos que el tren de pulsos:

$$\delta(t) = \dots + \delta(0) + \delta(t - T_s) + \delta(t - 2T_s) + \dots = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (211)$$

Entonces:

$$x[n] = y(nT_s) = \dots + y(0)\delta(t) + y(T_s)\delta(t - T_s) + y(2T_s)\delta(t - 2T_s) + \dots \quad (212)$$

Análisis práctico

Como T es la inversa de la frecuencia ($T=1/F$), entonces para una frecuencia objetivo F_1 de 10 kHz, calculamos un período $T_1 = 100 \mu s$. Y si programamos la ADC para captura de la señal LEMP con una duración de $t = 2 \text{ ms}$, y suponemos que esta señal tiene un componente F_1 de 10 kHz, podemos decir que F_1 se presentará como máximo con 20 períodos. Ahora bien, como la Frecuencia de muestreo f_s programada es de $f_s = 200 \text{ MS/s}$,

el período de muestreo obtenido será de $T_s = 0,005 \mu s$ lo cual nos da 20.000 (veinte mil) muestras por período que se pueden obtener de la señal F1. Y si con las frecuencias bajas se obtienen x períodos por ventana de captura, es obvio que con las frecuencias altas el número será muchísimo mayor.

Este cálculo nos muestra a simple vista que cuando la frecuencia de muestreo es muy alta (> 100 MS/s), entonces si la longitud de la señal tiene una duración del orden de los milisegundos, en términos de tiempo de observación o referencia temporal, una señal como F1 será vista como estacionaria (Cuasi-estacionaria), pues estará presente de principio a fin de la medición.

Por otro lado, si se graba toda la señal, es decir si la señal LEMP capturada se registra de principio a fin, hablamos de una señal de “Energía Finita” es decir su voltaje (Energía) y Potencia media son finitos, de tal forma que dada una señal aleatoria de n muestras $\{x[n]\}$, su potencia media P_m se puede calcular como [89]-[92]:

$$P_m = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N E(|x[n]|^2) \quad (213)$$

Y como los datos de la señal (muestras) son periódicos de período T_s , pudiéramos afirmar que establecida esta situación de componentes Frecuenciales de la señal LEMP, cuasi-estacionarias en la ventana de captura u observación, esta señal LEMP cumple en parte con las condiciones de Dirichlet, siendo susceptible de ser tratada mediante la DFT.

9.1.3 Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Enfoque teórico

La Transformada de Fourier de una señal $x[n]$ en tiempo discreto (DTFT), es:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (214)$$

Para señales discretas, $x[n]$, de duración finita: $0 \leq n \leq N-1$ (N muestras), como suelen ser las señales LEMP adquiridas mediante el sistema LEMPSA, se calculan N valores de la transformada de Fourier entre los puntos $0 \leq k \leq N-1$. Estos coeficientes se hallan muestreando sobre el eje ω (normalizado), entre $0 \leq \omega \leq 2\pi$ (muestreo en el dominio de la frecuencia) para valores $\omega = (2\pi k)/N$, para $0 \leq k \leq N-1$. Se halla así la **Transformada Discreta de Fourier** (DFT) de la señal $x[n]$:

$$X(k) = X(e^{j\omega}) \Big|_{\omega=2\pi k/N} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (215)$$

En el caso de la señal analógica $y(t)$, muestreada por la DAQ y expresada en (212) como un tren de impulsos, tenemos que su transformada de Fourier es (por la propiedad de traslación en el tiempo):

$$\begin{aligned}
 X(e^{j\omega}) &= X^*(F) = \dots + y(0) + y(T_s)e^{-j\omega T_s} + y(2T_s)e^{-j\omega 2T_s} + \dots \\
 X(e^{j\omega}) &= X^*(F) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT)e^{-j\omega nT_s} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega nT_s}
 \end{aligned}
 \tag{216}$$

Donde,

$\mathbf{x}[\mathbf{n}] \equiv \mathbf{y}(\mathbf{nT})$ y $\mathbf{X}^*(\mathbf{F})$ denota el espectro de la señal $\mathbf{y}(t)$ muestreada, $\mathbf{y}^*(\mathbf{t}) = \mathbf{y}(\mathbf{nT})$. Si usamos la representación en serie de Fourier del tren de impulsos unitarios de la ecuación (211) obtenemos:

$$\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi kt / T_s}
 \tag{217}$$

De esta forma la señal muestreada se puede expresar como:

$$y(nT_s) = y(t) \cdot \left(\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi kt / T_s} \right)
 \tag{218}$$

Y así el espectro de esta representación de $\mathbf{y}(\mathbf{nT})$ sería:

$$X(e^{j\omega}) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(F - kf_s)
 \tag{219}$$

Enfoque práctico

La DFT de la señal $x[n]$ ecuación (215) se expresa en MATLAB™ como:

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x[n] e^{-j2\pi(k-1)(n-1)/N}, \text{ para } 1 \leq k \leq N
 \tag{220}$$

Nota1: Para la fórmula de Fourier, el índice de la primera muestra de la señal $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ es 0 (cero) y la última muestra es N-1, mientras que en MATLAB, la primera muestra tiene índice 1 y la última N.

La DFT se calcula de modo muy eficiente mediante el algoritmo FFT¹¹ (Fast Fourier Transform) el cual se incluye en MATLAB, sin embargo este pone algunas limitaciones en la señal y en el espectro resultante. Por ejemplo: la señal de la que se toman las muestras y sobre la cual recaerá la transformación debe estar constituida por un número

¹¹ **FFT** - (Fast Fourier Transform- Transformada Rápida de Fourier) es un eficiente algoritmo que permite calcular la Transformada Discreta de Fourier (DFT) y su inversa, fue popularizado por Cooley y Tukey en 1965 y se ha constituido en la base de muchas operaciones fundamentales del procesamiento de señales.

“n” de muestras igual a una potencia de dos ($n = 2^m$).

El resultado de analizar una señal mediante la FFT, equivale a hacer pasar la señal analógica original a través de un banco de filtros de pasa-banda muy estrechos y en paralelo, los cuales cubren toda la banda de paso, y entregan a su salida y por separado las distintas componentes espectrales de la señal. Los distintos filtros tienen el mismo ancho de banda, y este proceso se denomina Filtrado digital.

A cada uno de estos filtros estrechos de paso de banda, se les denomina "Bin", y en realidad su banda se solapa algo con la del bin anterior y posterior, tal como se muestra en la Figura 9.2, donde se muestran los Bins solapados. Si el solapamiento entre bins consecutivos es en puntos a -3 dB, la respuesta de la FFT es lineal y aceptable.

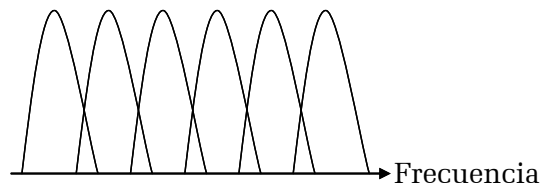


Fig. 9.2: Comportamiento de FFT como conjunto de filtros BPF (Bin)

Como al realizar la FFT de una señal se obtiene la composición espectral de esta, si una componente está en el centro de uno de los bins, se tomará solamente el valor de amplitud de señal en ese bin, pero si no coincide con el centro del bin, se asigna parte de la amplitud de la componente al bin donde está ubicada, y algo de amplitud en el bin vecino más próximo. Así, si la componente espectral está justamente ubicada en el punto medio entre los centros de dos bins consecutivos, se asignará la mitad de la amplitud de la componente espectral a cada uno de los dos bins.

Del análisis matemático de la FFT se obtiene la composición espectral de una señal cualquiera, y además se determina cómo se reparte la energía (amplitud) de cada componente (frecuencia) de la señal en los distintos bins. Por ejemplo si queremos efectuar un análisis espectral mediante FFT de una señal LEMP sensada por el dispositivo que hemos implementado, estos serían los cálculos:

Dada una FFT que emplea N bins (N es el "tamaño" de la FFT dividida por 2 – parte real + imaginaria), y una señal digitalizada con una frecuencia de muestreo f_s , entonces el ancho de banda de cada bin, BW(bin), será:

$$Bw(\text{bin}) = f_s / 2N \quad \text{donde } N = 2^n \quad (221)$$

Y la frecuencia central f_n del bin número n :

$$f_n = \frac{n * f_s}{2N} \quad (222)$$

De esta manera considerando que el sistema LEMPSA utiliza una tarjeta ADC de alta velocidad de muestreo (200 MS/s), si la programamos al máximo y empleamos una FFT-Size de 262.144 (lo cual equivale a 131.072 bins), se tendrá que:

$$Bw(\text{bin}) = 200.000.000 / (2 \times 131.072) = 763 \text{ Hz (ancho de cada bin)}$$

$$\text{Entonces } f_n = n * 763 \text{ Hz}$$

Es decir, si esto se mirara como un equipo hardware, la FFT introduce en el equipo de radio SDR, unos 131.072 filtros pasa-banda de casi 763 Hz de ancho de banda.

Nota2: En este punto queda demostrado porque es mejor un sistema software para el procesamiento de señal y por supuesto para el **análisis espectral** (pensemos solamente en lo complejo que sería efectuar el montaje de esta cantidad de filtros, inclusive sin tener en cuenta su costo). Entre otras ventajas de un análisis espectral vía software y no hardware de una señal, es importante resaltar que al tener descompuesta la señal original en sus componentes espectrales mediante la FFT, podemos actuar sobre los distintos bins para amplificar o atenuar las distintas componentes espectrales (multiplicando el valor binario de las muestras digitales de las señales por un valor fijo) en función de su frecuencia, o realizar otras manipulaciones, por lo que mediante el software adecuado se pueden construir diversas funciones que operen en el dominio de la frecuencia tales como las siguientes:

- Filtros de banda: Se tomarán sólo las señales contenidas en determinados bins, omitiendo la información contenida en el resto de bins. Según el número de bins consecutivos tomados, el filtro será más ancho o más estrecho de banda, y con fuerte rechazo de las frecuencias fuera de banda (filtros muy selectivos).
- Conversión de frecuencia (se traslada el contenido de uno o varios bins a otros bins: Hacemos conversiones de frecuencias).

9.1.4 Análisis Espectral No paramétrico

Cuando las señales aleatorias son generadas por la naturaleza (la señal LEMP es de este tipo), sus parámetros espectrales son también aleatorios y a diferencia de las señales deterministas donde los posibles valores futuros de sus parámetros son predecibles, en las señales aleatorias, estos valores dependen del instante de aparición y proyectados al futuro son impredecibles, de tal forma que solo pueden ser promediados [88]-[90]. Por esta razón, el análisis espectral de estas señales suele efectuarse estimando la Densidad Espectral de Potencia mediante métodos “No-paramétricos” basados en el análisis de Fourier [89]-[91].

La Densidad Espectral de Potencia (DEP) de una señal aleatoria estacionaria $x[n]$ se calcula usando el teorema de Wiener-Khintchine el cual relaciona la DEP con la transformada de Fourier de la función de auto-correlación, mediante:

$$DEP = \Phi_x(e^{j\omega}) = TF \{R_x[m]\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_x[m].e^{-2\pi ifm} dm \quad (223)$$

Donde, $R_x[m]$ es la autocorrelación de la señal $x[n]$ dada por:

$$R_x[m] = E\{x^*[n]x[n+m]\} \quad (224)$$

El valor $\Phi_x(0)$ es la potencia de la componente continua (DC) de la señal. La integral de esta función en todo el eje f es el valor de la potencia total de la señal $x[n]$ siendo:

$$P_T = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_x(f)df \quad (225)$$

La relación entre la DEP y la Autocorrelación nos permite abordar el análisis espectral bajo otro punto de vista [88]. Recordemos que la autocorrelación mide el parecido de una señal consigo misma pero desplazada. El que una señal se parezca en distintos instantes de tiempo puede verse como que el proceso aleatorio tiene una cierta memoria, es decir, que el valor del proceso aleatorio en un instante no es totalmente independiente de lo que vale en instantes próximos. Desde este punto de vista entonces, la autocorrelación asociada con la DEP puede verse como una medida de esa memoria del proceso aleatorio. De una manera mas práctica, esto se entiende como que espectros suaves (los que varían lentamente con la frecuencia) corresponderán a señales con poca memoria (gran cantidad de información por unidad de tiempo), mientras que señales con autocorrelación ancha (espectros estrechos) corresponderán a señales con bastante memoria (poca información por unidad de tiempo).

9.1.4.1 Estimación espectral

Cuando se quiere analizar una señal aleatoria como la señal LEMP, nos encontramos con que ante una serie de operaciones deterministas aplicadas a la señal, los resultados serán diferentes en función del trozo de señal que tomemos para análisis, lo cual se traduce en que la estimación espectral es también aleatoria, razón por la cual es preciso definir si el estimador es o no sesgado y si la varianza de la estimación es muy grande o es pequeña.

De esta manera si denominamos la DEP real del proceso $x[n]$ como $\Phi_x(e^{j\omega})$ y la DEP de estimación espectral como $\hat{\Phi}_x(e^{j\omega})$, asumiendo que esta es una variable aleatoria para cada ω , lo primero sería entonces definir que tanto coinciden la media matemática \mathbf{E} (esperanza) de las estimaciones espectrales efectuadas y la DEP verdadera, valorando la siguiente igualdad:

$$\left| E\{\hat{\Phi}_x(e^{j\omega})\} - \Phi_x(e^{j\omega}) \right| = \text{Sesgo} \quad (226)$$

Por otro lado, si analizando diferentes trozos de la señal encontramos grandes diferencias, decimos que la "Varianza" del estimador es muy grande.

Entre los estimadores espectrales más usados se encuentran el Periodograma y el Periodograma Modificado que son estimadores DEP y los estimadores de Autocorrelación. Estos estimadores se caracterizan porque ante una cantidad dada de muestras $[n]$, permiten inclinar la calidad de la estimación hacia uno de los dos aspectos anteriores,

reducir el sesgo o reducir la varianza pero no los dos al mismo tiempo. Existen a su vez métodos que ayudan a corregir la balanza entre estos, como el Método de Blackman-Tukey o el Método de Welch, con el cual se optó por trabajar en el presente proyecto.

9.1.4.2 El periodograma

El Periodograma es el estimador espectral más simple y se define como:

$$\hat{\Phi}_x(e^{j\omega}) = \frac{1}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} x[n]e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (227)$$

Donde,

L – Número de muestras (fragmento) tomadas del proceso $x[n]$.

Ahora bien, si tomáramos un número elevado de fragmentos y calculáramos la media matemática (frecuencia a frecuencia) de los respectivos periodogramas, hallaríamos de esta manera el periodograma medio, con la siguiente expresión:

$$E\{\hat{\Phi}_x(e^{j\omega})\} = \frac{1}{L} \Phi_x(e^{j\omega}) * |W_R(e^{j\omega})|^2 \quad (228)$$

Donde $W_R(e^{j\omega})$ es la Transformada de Fourier de la ventana Rectangular de duración L (# muestras empleadas). Ahora bien, la convolución de la expresión (228) nos lleva a concluir que el periodograma será un estimador espectral sesgado. Sin embargo, el principal problema del periodograma no es su sesgo, el cual se puede reducir tomando ventanas más largas cuando se pueda, sino su varianza. Veamos, si el sesgo es pequeño, la varianza del periodograma vale aproximadamente:

$$VAR\{\hat{\Phi}_x(e^{j\omega})\} \approx E\{\hat{\Phi}_x(e^{j\omega})\}^2 \quad (229)$$

Donde (229) expresa que la desviación típica del estimador es comparable con la media matemática, lo cual se interpreta como que el estimador tiene demasiada varianza o sea que es demasiado aleatorio. Siendo este el principal problema del periodograma, y el cual no puede mejorarse aumentando el número de muestras utilizadas para el análisis, como puede verse en las ecuaciones planteadas. Una solución a este problema se logra en parte con el método de Welch-WOSA.

Nota: El cálculo de un periodograma implica el cálculo de una transformada de Fourier (FT). En la práctica lo que se calcula son muestras de dicha FT mediante una DFT utilizando el algoritmo FFT.

9.1.4.3 El Método de Welch - WOSA

Una forma de reducir la varianza sería la de promediar diferentes periodogramas aplicados a la misma señal. En otras palabras, si en lugar de utilizar un único periodograma, promediamos un número K de periodogramas, la varianza de la estimación espectral será menor, siendo esta la idea básica del Método de Welch también conocido como WOSA (Weighted Overlapped Segment Averaging).

El método de Welch consiste en aplicar una ventana de análisis a la señal de longitud L (conservando $L \ll n$ - # total de muestras de la señal), realizar el periodograma, luego deslizar la ventana manteniendo un solape (preferiblemente del tamaño de media ventana) realizar un nuevo periodograma, y así sucesivamente hasta completar el análisis de toda la señal, con lo cual se habrán realizado K periodogramas que son finalmente promediados para obtener la estimación espectral. Cuanto mayor sea el solape mayor será el número de ventanas K para promediar, pero si el solape es muy grande, el resultado de los periodogramas no será independiente, lo que reducirá la eficacia del promediado a la hora de reducir la varianza, debe entonces procurarse un compromiso entre el tamaño de la ventana y el solape entre ventanas consecutivas.

De esta forma si denotamos como $\hat{\Phi}_X^{(K)}(e^{j\omega})$, al periodograma de la k -ésima ventana, promediados K - periodogramas, obtenemos el estimador Welch-WOSA así:

$$\hat{\Phi}_X^{(Welch)}(e^{j\omega}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\Phi}_X^{(k)}(e^{j\omega}) \quad (230)$$

9.1.5 La STFT (Short Time Fourier Transform)

Hasta el momento hemos considerado la señal LEMP como aleatoria estacionaria o casi-estacionaria, es decir que suponemos que las componentes frecuenciales de la señal están presentes de principio a fin en el pulso registrado. además se ha dicho que el pulso se graba de comienzo a fin con el objetivo de lograr que sea una señal de energía finita para un cálculo real de su potencia media. Sin embargo, una correcta caracterización de la señal LEMP obliga a un análisis del pulso bajo el supuesto de que varios de sus componentes (frecuencias) no están presentes en algún instante o que aparecen después de iniciarse la señal, supuesto que la convierte al menos teóricamente en “No-estacionaria”. Caso en el cual la autocorrelación deja de depender únicamente de la diferencia de instantes para depender también del instante concreto considerado.

Ahora bien, la DFT (o su algoritmo computacional FFT) identifica los componentes armónicos, pero es una herramienta que globaliza la señal en un solo tiempo y por tanto “NO” brinda información sobre cuándo y cómo, estas frecuencias están realmente presentes. Por esta razón, si se quiere resolver “el cuando” se hace imprescindible el análisis mediante la Transformada de Fourier de Tiempo Corto o STFT (Short Time Fourier Transform).

En un esfuerzo por resolver el problema expuesto de resolución en tiempo de la transformada de Fourier, Denis Gabor (1946) adaptó la transformada utilizando un

procedimiento llamado “enventanamiento”. Este procedimiento consiste en dividir una señal $\mathbf{x}(t)$ en pequeños segmentos a través del tiempo, de tal manera que podamos asumir que para cada segmento la señal es estacionaria y así calcular la Transformada de Fourier clásica para cada porción de la señal.

La forma de dividir la señal se realiza mediante lo que llamaremos una función tiempo-ventana $\mathbf{w}(t)$ cuyo ancho o soporte corresponde a la longitud de cada segmentación de la señal. Con la función ventana encuadramos la señal alrededor de un instante de tiempo y calculamos su Transformada de Fourier, luego trasladamos la función ventana hasta que no se sobrepone con la anterior cubriendo una nueva porción de la señal a la que volvemos a calcular su Transformada de Fourier. Este proceso es repetido hasta que se ha cubierto la totalidad de la señal.

El funcionamiento básico de la STFT consiste en que la función ventana inicialmente está localizada al inicio de la señal, es decir en $t=0$. Si se asume que la anchura de la ventana es de “ t ” segundos de duración; entonces esta función se solapará con la señal para los primeros “ $t/2$ ” seg.; que están siendo escogidos de la señal. Una vez que se ha hecho esto, la nueva señal es el producto de la función ventana y la señal original a la que se la aplica la Transformada de Fourier.

El resultado de esta transformación es la Transformada de Fourier de los primeros “ $t/2$ ” seg. de la señal original, y si esta parte de la señal es estacionaria quiere decir que los resultados obtenidos mostrarán la representación en frecuencia exacta de los primeros “ $t/2$ ” seg.

Posteriormente el siguiente paso será desplazar esta ventana a una nueva ubicación hasta que toda la señal sea recorrida.

Lo anterior se resume en la ecuación (231):

$$STFT \{x(t)\} = X(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j\omega t} dt \quad (231)$$

Donde $\mathbf{w}(t)$ es la función ventana, y $\mathbf{x}(t)$ es la señal a ser transformada, $\mathbf{X}(\tau, \omega)$ es en esencia la Transformada de Fourier de $\mathbf{x}(t)\mathbf{w}(t - \tau)$, siendo una función compleja que representa la fase y magnitud de la señal sobre el tiempo y la frecuencia.

Para las señales en tiempo discreto (que es el caso que nos atañe), la información a ser transformada podría ser dividida en pedazos o fragmentos (que usualmente se traslapan uno con otro, para reducir irregularidades en la frontera). Cada pedazo (truncamiento) pasa por la Transformada de Fourier, este resultado tiene valores complejos los cuales se colocan en una matriz que contiene la magnitud y fase para cada punto en tiempo y frecuencia. Esto puede ser expresado como:

$$STFT \{x[n]\} = X(m, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]w[n - m]e^{-j\omega n} \quad (232)$$

Donde, $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ es la señal de \mathbf{n} -muestras digitalizada vía la ADC del sistema LEMPSA y $\mathbf{w}[\mathbf{n}]$ es la ventana.

Debe advertirse que la función de la ventana es extraer una porción de longitud finita de la secuencia $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$, de modo tal que para fines prácticos, las características de la sección extraída sean aproximadamente estacionarias a lo largo de la duración de la ventana [89]. Tanto la longitud, como la forma de la ventana, son aspectos determinantes que deben examinarse con cuidado.

Selección de la función ventana

En el análisis tiempo-frecuencia de una señal no estacionaria, hay dos requerimientos conflictivos en lo que se refiere al análisis de la función ventana a estudiar. El ancho de la ventana T debe ser suficientemente grande para dar la resolución frecuencial deseada, pero también debe ser lo suficientemente pequeña como para no empañar la dependencia del tiempo e identificar correctamente el instante de tiempo en el que ocurre el fenómeno. Si una señal contiene dos impulsos de separación “ \mathbf{d} ” segundos, T debe ser menor de \mathbf{d} segundos, para resolver los dos impulsos, si no, no se podría distinguir uno de ellos en el análisis.

Una buena resolución en el tiempo o en la frecuencia implica una buena localización en el tiempo o en la frecuencia. Por lo que una ventana de pequeño espesor, representada idealmente por un impulso, da una perfecta resolución temporal, pero una pobre resolución frecuencial, debido a que tiene infinitos anchos de banda; en cambio una ventana mas grande, consigue una buena localización frecuencial, pero una pobre localización en el tiempo, porque su impulso de respuesta cae rápidamente con el tiempo.

Por otro lado es importante conocer que los dos parámetros en el dominio de la frecuencia que caracterizan la FT de una ventana (window) son: su ancho del lóbulo principal Δ_{ML} y la amplitud relativa del lóbulo lateral Δ_{sl} . El primero determina la capacidad de la ventana para distinguir dos componentes de la señal en la vecindad mutua y el segundo controla el grado de fuga (leakage) de una componente con la correspondiente de la señal cercana. Se concluye que para obtener una estimación espectral razonable de la frecuencia de una señal variable en el tiempo, la ventana debe elegirse de tal manera que tenga una amplitud relativa del lóbulo lateral muy pequeña con una longitud elegida con base en la exactitud aceptable de las resoluciones de tiempo frecuencia.

9.1.5.1 El principio de incertidumbre de Heinsenberg

Puede parecer que el análisis tiempo-frecuencia determina exactamente el espectro tanto en frecuencia como en tiempo, pero existe un problema que tiene su base en el principio de incertidumbre de Heinsenberg [93]; que en este caso se traduce en que no es posible la representación exacta tiempo-frecuencia de una señal, si no tan sólo los intervalos de tiempo en los cuales existen determinadas bandas de frecuencia, por lo que aparece un problema de resolución.

En el análisis de la DFT no existe el problema de resolución en el dominio de la frecuencia, ya que se sabe exactamente que frecuencias existen, y tampoco existe problema de resolución en el dominio del tiempo, ya que se conoce el valor de la señal para cada instante de tiempo, pero el análisis debe ser por separado y no podemos hacer un análisis conjunto de tiempo-frecuencia. La perfecta resolución en frecuencia de la Transformada de Fourier es el hecho de que la ventana empleada en el análisis, es la función exponencial $e^{j\omega t}$, la cual existe en todo instante de tiempo $[-\infty, +\infty]$. Cuando empleamos el truco del ventaneado, la ventana es de longitud finita, es decir sólo se aplica a una parte de la señal, causando una disminución de la resolución en frecuencia, por lo que sólo es posible localizar una banda de frecuencias y no un valor exacto de las frecuencias.

En conclusión lo que se gana con la STFT en resolución temporal se pierde en Frecuencial.

9.1.5.2 La Fuga o Dispersión Espectral (Spectral Leakage)

Los métodos de estimación espectral con la transformada de Fourier se basan en secuencias infinitas. Esto crea algunos problemas cuando tomamos secuencias finitas o segmentos de señal para analizar. Por un lado, un intervalo finito de observación T (segmento $T = NT_s$) limita la **resolución espectral**, a un valor “fundamental” $\Delta f_N = 1/T$. Por el otro, el truncamiento en el dominio del tiempo, equivalente a multiplicar la secuencia por una ventana (rectangular), produce discontinuidades en los bordes del segmento, empeorando la resolución espectral y distorsionando el espectro a estimar. Por las propiedades de la transformada de Fourier se tiene que, la multiplicación de dos funciones en el dominio del tiempo, es equivalente a la “convolución” en el dominio frecuencial de los espectros de esas funciones. Como resultado de esto, el espectro del segmento a analizar es afectado por el tipo de ventana que se use en la selección de la porción de la señal (LEMP) a analizar. Este fenómeno de *esparcimiento* del impulso, a la forma del espectro de la ventana (de tipo lóbulo principal Δ_{ML} con lóbulos laterales) se denomina **dispersión espectral** e implica que la resolución espectral, Δf_N sea $\geq 1/T$. Esta nueva relación se llama también compromiso del producto tiempo – ancho de banda (resolución espectral) y se expresa como:

$$\Delta f_N T \geq 1 \quad (233)$$

La dispersión espectral (conocida en inglés como Spectral Leakage) se puede reducir, para mejorar la distorsión, con el uso de ventanas de tipo cosenoidales que suavizan los extremos del segmento.

Mediante los numerales 9.1.5.1 (principio de incertidumbre) y 9.1.5.2 (fuga espectral) se ilustró el problema implícito de resolución de la STFT, lo que crea la interrogante ¿Es posible que la función ventana tenga un soporte dinámico y no estático?, es decir, una función ventana que tenga la capacidad de cambiar su soporte en forma automática dependiendo del contenido espectral del segmento de la señal analizada, ya que una situación ideal de análisis sería tener una buena resolución en tiempo para frecuencias

altas y una buena resolución en frecuencia frente a contenido de frecuencias bajas. Para la resolución de este problema existe una herramienta matemática denominada la transformada continua wavelet CWT que fue desarrollada como una alternativa de análisis frente a la STFT. En la siguiente sección se presenta un pequeño esbozo de esta transformada.

9.1.6 La Transformada Continua Wavelet (CWT)

La transformada CWT (Continuous Wavelet Transform) es una herramienta que permite caracterizar el contenido espectral de una función, dando información, simultáneamente, del tiempo en el que están presentes estas frecuencias. Esta transformada al igual que la STFT, utiliza una función ventana que encuadra una señal dentro de un intervalo y focaliza el análisis sólo en ese segmento de la señal. Para ello, en lugar de expresar la señal como combinación lineal de armónicos puros (senos o cosenos), la descompone en términos de funciones oscilantes, denominadas “wavelets” (ondaletas u ondículas), de duración limitada.

Para que una función oscilante sea considerada como “wavelet” debe cumplir ciertas condiciones de admisibilidad [94]. Así como los armónicos puros en el análisis de Fourier varían en función de la frecuencia, las diferentes “wavelets” empleadas para expresar la información de la señal cambian dependiendo de dos parámetros: Un parámetro de traslación, “ τ ”, y otro de escala, “ s ”. De este modo, cualquier “wavelet” se puede obtener por traslación y escalado de una “wavelet” de referencia que se suele denominar “wavelet madre”:

$$\psi_{\tau,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (234)$$

Los parámetros “ τ ” y “ s ” representan la posición temporal y la escala respectivamente. Para valores grandes de “ s ”, la “wavelet” es más “ancha” y se “comprime” para valores pequeños de la escala. Por tanto, para escalas grandes, la “wavelet” es capaz de captar bien el comportamiento de la señal a baja frecuencia, mientras que a escalas pequeñas, quedan bien definidas las frecuencias altas. Existe una relación inversa entre la denominada frecuencia central de la “wavelet” y su escala.

El contenido frecuencial de cada “wavelet” se asigna al tiempo “ τ ”, que es el parámetro de localización de la información dentro de la señal.

La CWT de una señal $x(t)$ se obtiene mediante la correlación de la función en el dominio de tiempo $x(t)$ con todas las “wavelets” $\psi_{\tau,s}(t)$, según la siguiente expresión:

$$CWT(\tau,s) = \langle f, \psi(\tau,s) \rangle = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{\tau,s}^*(t) dt \quad (235)$$

Los coeficientes así obtenidos contienen la misma información de la señal temporal,

pero la muestran separada por situaciones y escalas.

Con fines de comprobación del correcto procesamiento, la señal puede luego reconstruirse a partir de la CWT mediante la formula de reconstrucción:

$$x(t) = \frac{1}{K_{\psi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} CWT(\tau, s) \frac{\psi(\tau, s)}{\tau^2} d\tau ds \quad (236)$$

Donde ψ satisface la condición de media nula, con K_{ψ} dada como:

$$K_{\psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\psi(w)|^2}{w} dw < \infty \quad (237)$$

Siendo $\psi(w)$ la Transformada de Fourier de $\psi(t)$.

Nota: Al igual que en la STFT es muy importante seleccionar la función “Window” (ventana) adecuada, lo es todavía mas la selección del tipo de “wavelet” en el cálculo de la CWT. En nuestro caso y despues de varias pruebas, se ha concluido que lo mas adecuado será emplear un tipo de “wavelet” denominada “wavelet tipo Morlet”, siendo su uso recomendado en varias publicaciones donde se tratan señales similares [95].

9.2 Software implementado para Análisis Espectral

El módulo Software del sistema LEMPSA esta constituido por un conjunto de programas desarrollados para la ejecución del Análisis Espectral de la señal LEMP registrada vía la ADC del Sistema.

Los algoritmos de los programas fueron diseñados con base en el análisis teórico esbozado en el numeral 9.1 del presente capítulo e implementados en su totalidad mediante la aplicación software MATLAB™ para lo cual se requirieron los Toolbox: Signal Processing, LTFAT y Wavelet.

Sin incluir una cantidad no muy pequeña de funciones y sub-rutinas que fue necesario implementar, a continuación se listan los programas principales de análisis espectral, los cuales constituyen de por sí, la columna vertebral del módulo software del sistema LEMPSA, así:

- **LEMPSA01_DFT.m:**
Objetivo: Aplica la DFT
Funciones: FFT()
Acción: Lee el registro de captura y muestra en pantalla un ploteo de la forma de onda de la señal registrada (Amplitud-Tiempo) así como el diagrama espectral de Amplitud-Frecuencia.
- **LEMPSA02_DEP_WELCH.m:**
Objetivo: Lograr un Periodograma utilizando el Método de Welch.
Funciones: PSD(x, nfft, fs, window), FFT(), periodogram(x,window,nfft,fs)

Window: Hamming()

Acción: Lee el registro de captura y muestra en pantalla el Periodograma de las frecuencias detectadas mediante un ploteo {DEP (%) normalizada Vs. Frecuencia}.

- **LEMPSA03_STFT_ESPECTROGRAMA.m:**

Objetivo: Lograr un análisis tiempo-frecuencia mediante la STFT.

Funciones: spectrogram(x>window,nfft,fs), PSD(), FFT().

Acción: Lee el registro de captura y muestra en pantalla un Espectrograma de las frecuencias detectadas mediante un ploteo {Frecuencia Vs. Tiempo}, dándole intensidad de colores a las frecuencias según potencia instantánea.

Nota: Para obtener el espectrograma se utilizó el toolbox LTFAT: Large Time-Frequency Analysis Toolbox v.1.4, el cual es suministrado gratuitamente por la Academia Austríaca de Ciencias con licencia GNU [96], este toolbox utiliza la transformada discreta de Gabor.

- **LEMPSA04_CWT_ESCALOGRAMA.m:**

Objetivo: Lograr un análisis tiempo-frecuencia mediante la CWT.

Funciones: cwt(x,scales,'wname'), FFT().

Wavelet: Tipo Morlet

Acción: Lee el registro de captura y muestra en pantalla un Escalograma de las frecuencias detectadas mediante un ploteo {Frecuencia Vs. Tiempo}, dándole intensidad de colores a las frecuencias según potencia instantánea.

- **LEMPSA05_Multiples_PNG.m:**

Objetivo: Grabar las formas de onda de las señales registradas en formato gráfico.

Funciones: plot(), saveas().

Acción: Lee los registros de captura de una carpeta (archivos *.txt), uno por uno, los plotea a escala y sin despliegue en pantalla, luego la información de ploteo (forma de onda) de cada registro de señal, la graba en archivos gráficos de formato .PNG.

Posteriormente mediante una aplicación multimedia se despliegan en pantalla (monitor del PC) las gráficas grabadas, permitiendo una evaluación visual de las señales LEMP (RF+Campo-H) registradas en una sesión de tormenta.

- **LEMPSA06_Estadistica1_Full_Sesion.m:**

Objetivo: Generar una gráfica ilustrativa de la recurrencia de las Frecuencias detectadas en una sesión de registro.

Funciones: psd(), fft(), saveas().

Acción: Lee los registros de captura de una carpeta (archivos *.txt) en la cual se han grabado todos los registros de una sesión de tormenta, uno por uno, ubica las frecuencias más importantes en magnitud de cada registro y luego despliega en pantalla una gráfica Frecuencia Vs. Magnitud (ver Figura 9.4).

Nota: La magnitud se graba en % efectuando una normalización de cada potencia con respecto a la máxima detectada.

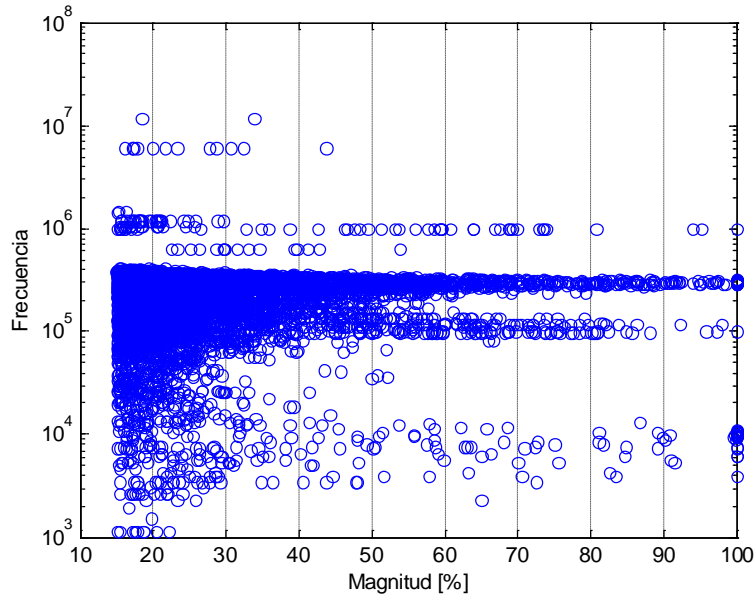


Fig. 9.3: Ejemplo gráfica generada por LEMPSA06_Estadistica1_Full_Sesion.m

- **LEMPSA07_Estadistica2_Full_Sesion.m:**

Objetivo: Generar un estadístico de las Frecuencias detectadas en una sesión de registro.

Funciones: psd(), fft(), saveas().

Acción: graba el estadístico de las frecuencias detectadas en un fichero llamado "Estadística.dat" que contiene los siguientes campos:

C1. Nombre del archivo

C2. Magnitud (%)

C3. Frecuencia Correspondiente.

Nota: La magnitud se graba en % efectuando una normalización de cada potencia con respecto a la máxima detectada.

9.3 Pruebas del Software implementado

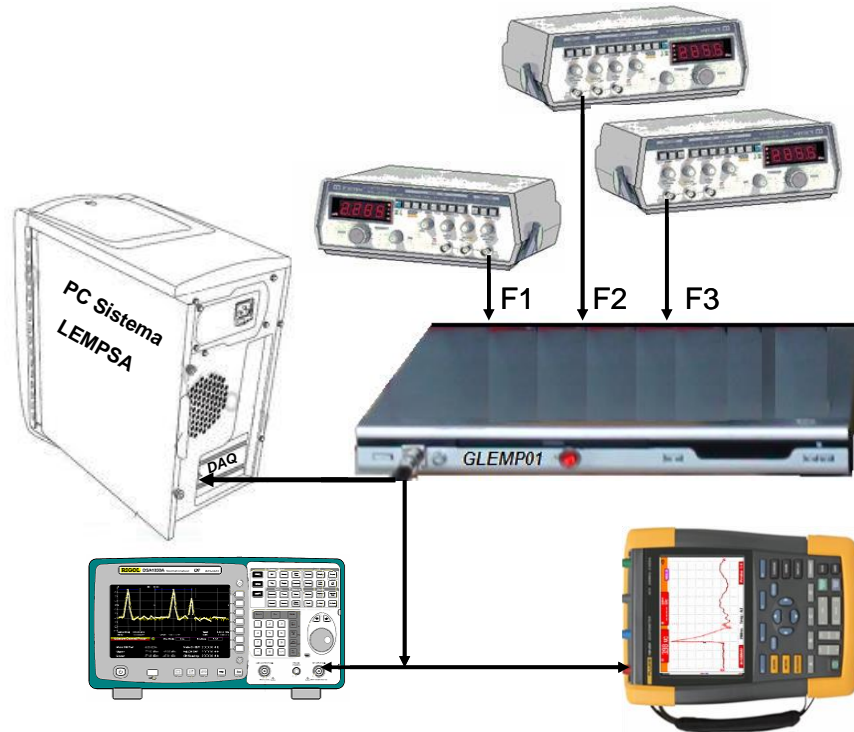


Fig. 9.4: Esquema de instrumentación Pruebas Módulo Software sistema LEMPSA

Para las pruebas del módulo Software implementado, se organizó el esquema de instrumentación presentado en la Figura 9.4, en el cual se utilizan los siguientes dispositivos:

- 1 Generador de LEMP simulado (GLEMP-01).
- 3 Generadores de señal.
- 1 Scopemeter
- 1 Analizador de Espectro

La idea básica es realizar una prueba de laboratorio con señal controlada, de tal modo que: Si de la señal que se quiere registrar mediante el sistema LEMPSA, conocemos con certeza cuál es su forma de onda exacta y cuales las frecuencias que la componen (en valor y amplitud), el sistema LEMPSA una vez la registre y grabe en forma de archivo digital, debe ser capaz de devolvernos la misma forma de onda y las mismas frecuencias conocidas previamente.

Para llevar a cabo esta prueba se efectuó el procedimiento descrito a continuación:

Se conectan tres (3) o cuatro (4) generadores de señal al GLEMP01 ajustados cada uno con una frecuencia diferente y con diferente amplitud, a su vez el GLEMP01 mediante un conector BNC-T se conecta por un lado al canal A/B de la DAQ y por el otro a un Scopemeter y a un Analizador de Espectro. Luego se activa la DAQ del sistema LEMPSA en modo de captura simple (ver numeral 8.4.5.2) quedando a la espera del envío de una

señal tipo rayo. Energizado el GLEMP01 se transmite un pulso tipo rayo con espectro inyectado compuesto por 3 o 4 frecuencias conocidas. Al detectar el pulso (similar al de la Figura 6.13), la DAQ registra la señal y la digitaliza grabando la información en un archivo en el PC, al mismo tiempo que despliega en pantalla la forma de onda registrada. La imagen de la forma de onda plotada en el monitor del PC debe ser similar a la que en ese instante debe mostrar la pantalla del Scopemeter (previamente programado con disparo por flanco de subida), así como las frecuencias inyectadas al GLEMP01 deben ser las mismas mostradas en valor y amplitud por el Analizador de Espectro.

Efectuada la anterior comprobación quedan validados dos (2) aspectos:

1. Que al quedar correctamente plotada, significa que los datos registrados en el archivo son correctos.
2. Que si las Frecuencias inyectadas al Generador son las mismas detectadas por el Analizador de Espectro, entonces deben ser las únicas que reporten los programas implementados para Análisis Espectral de la señal registrada por el LEMPSA.

El paso siguiente consiste en procesar el archivo de la señal registrada con los programas implementados para el análisis espectral.

9.3.1 Prueba del programa LEMPSA01_DFT.m

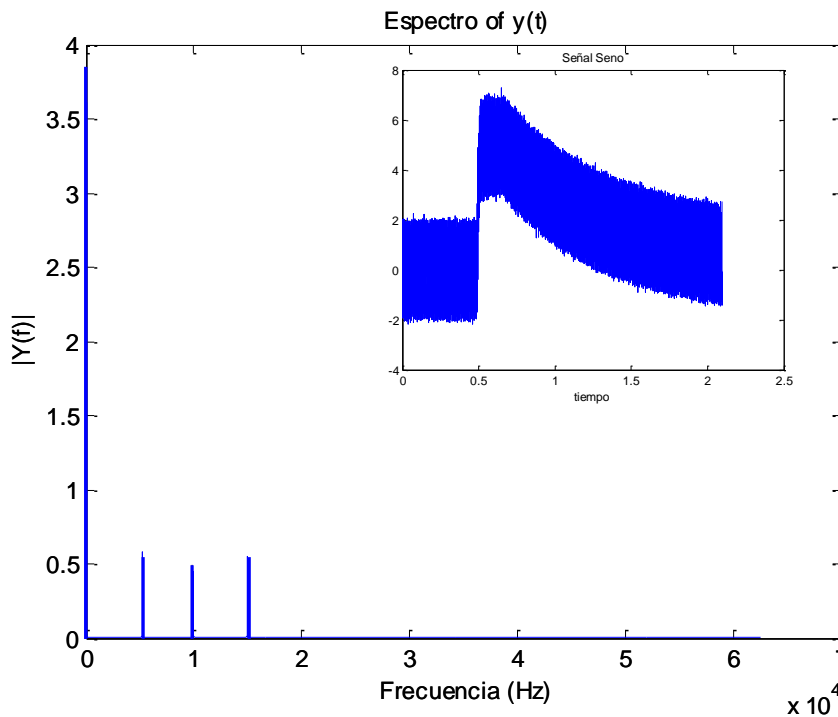


Fig. 9.5: Diagrama Amplitud Vs. Frecuencia obtenido con LEMPSA01_DFT.m.

Para esta prueba se utilizaron tres (3) Generadores de Señal ajustados con las siguientes

frecuencias:

F1=> 05 kHz (A = 600 mV)
 F2=> 10 kHz (A = 500 mV)
 F3=> 15 kHz (A = 600 mV).
 Pulso CD = 5 V_{DC}

Tal como se esperaba y considerando que estas frecuencias son estacionarias en todo el tiempo de observación, la rutina “LEMPSA01_DFT.m” nos devolvió la misma forma de onda de la señal registrada por el Scopemeter, al igual que las frecuencias programadas con un valor de amplitud muy cercano al configurado. En la Figura 9.5 se muestran los resultados obtenidos (la forma de onda se muestra superpuesta).

9.3.2 Prueba del programa LEMPSA02_DEP_WELCH.m

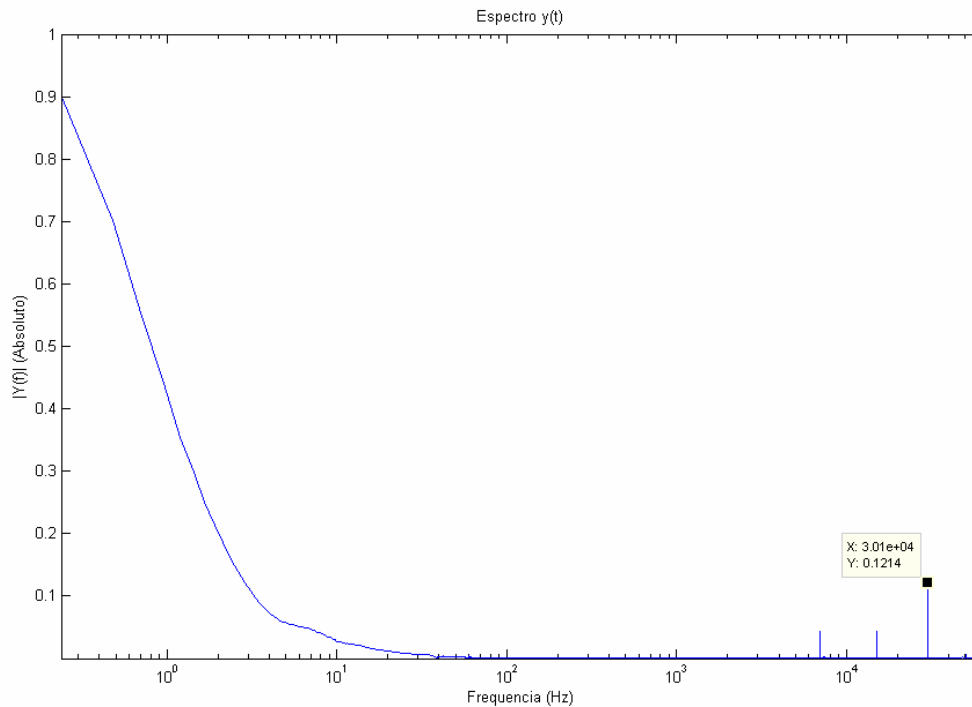


Fig. 9.6: Periodograma obtenido con LEMPSA02_DEP_WELCH.m.

Para esta prueba se utilizaron cuatro (4) Generadores de Señal ajustados con las siguientes frecuencias: F1= 7 kHz, F2= 15 kHz, F3= 30 kHz y F4= 60 kHz.

Considerando los datos de Frecuencia presentados en la Figura 9.6 queda comprobado el correcto funcionamiento del algoritmo implementado.

9.3.3 Prueba rutina LEMPSA03_STFT_ESPECTROGRAMA.m

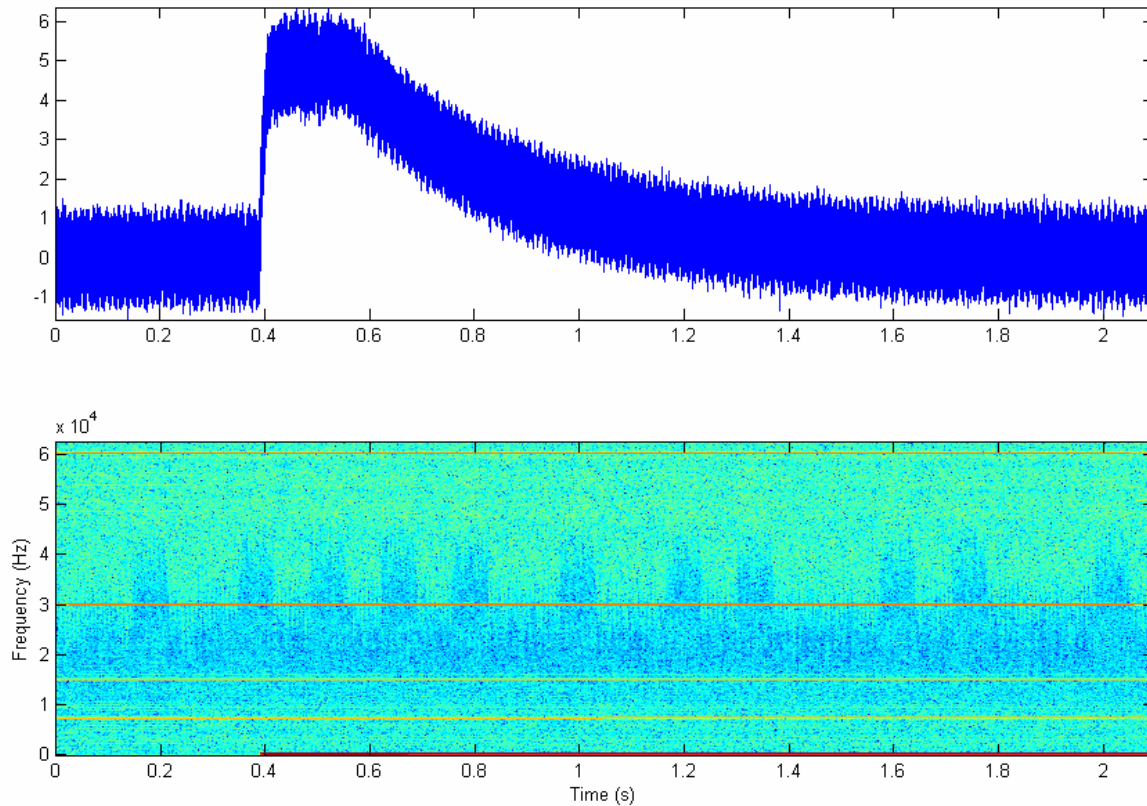


Fig. 9.7: Diagrama “T vs. F” obtenido con LEMPSA03_STFT_ESPEC.m.

Procesando con LEMPSA03_STFT_ESPECTROGRAMA.m el mismo archivo utilizado en la prueba anterior, se obtuvieron las mismas frecuencias y con la misma intensidad. Ahora bien, corroborando el correcto funcionamiento de la rutina implementada, el espectrograma de la Figura 9.7 muestra que la componente DC solo aparece al comienzo del impulso.

9.3.4 Prueba #2 rutina LEMPSA02_DEP_WELCH.m

Una forma muy sencilla y efectiva de comprobar el correcto funcionamiento de la rutina de análisis espectral LEMPSA02_DEP_WELCH.m consiste en efectuar una prueba de campo al dispositivo RB2 con el fin de verificar que el sistema LEMPSA detecta como mínimo las señales RF permanentes y estacionarias que se radian “in situ” por las Emisoras comerciales cercanas. Para ejecutar esta prueba se activó el sistema LEMPSA dejando solo conectado a RB2 y se forzó una captura simple para que registrara señal en situación de “No presencia de rayo”. Procesado el archivo de captura mediante la rutina mencionada se obtuvo el periodograma de la Figura 9.8.

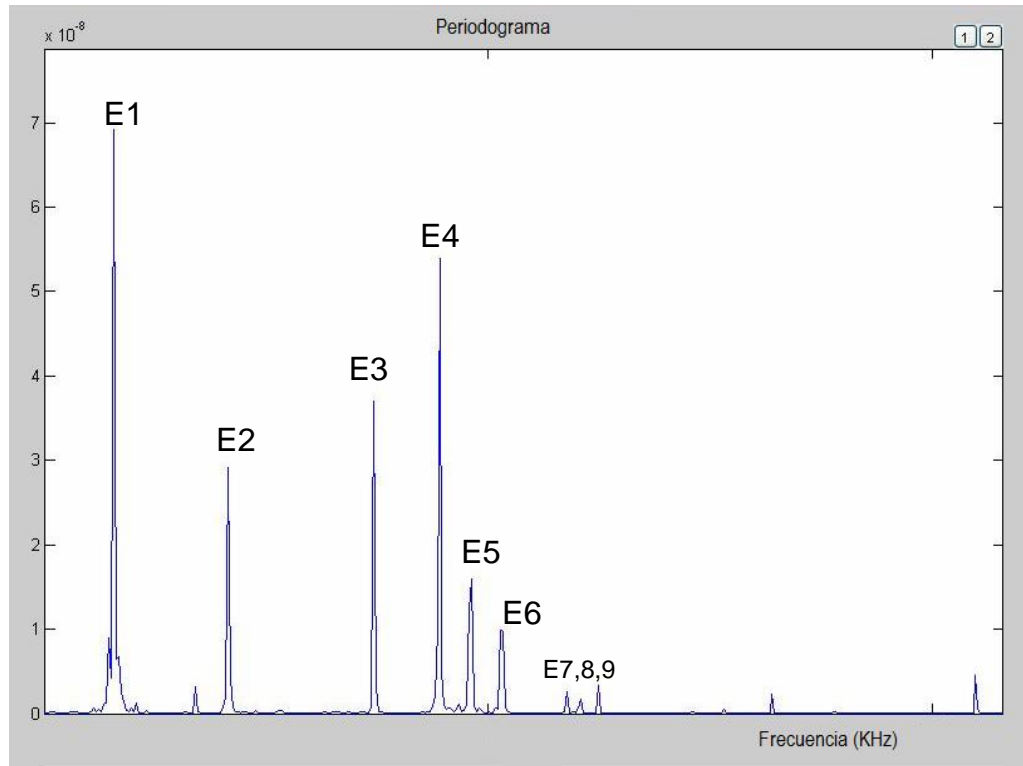


Fig. 9.8: Periodograma validación SW mostrando F de Emisoras Comerciales

El periodograma obtenido validó el correcto funcionamiento del sub-módulo RB2 y de la rutina de Análisis Espectral implementada, considerando que las frecuencias detectadas efectivamente corresponden a Emisoras comerciales de la ciudad de Manizales, así:

- E1 – Emisora Todelar
- E2 – Emisora RCN local
- E3 – Emisora Radio Nacional de Colombia (1 Mhz)
- E4 – Emisora RCN Nacional
- E5 – Emisora Oxigeno
- E6 – Emisora Caracol Nal.
- E7 – Emisora AM. Red de los Andes
- E8 – Emisora Cristiana-Vida
- E9 – Emisora La Cariñosa

Conclusión: Superadas con éxito las pruebas del Módulo Software de Análisis Espectral, el Sistema LEMPSA queda habilitado para comenzar los registros de señal LEMP con el objetivo de efectuar su caracterización espectral.

10. Resultados y su Análisis

En el anexo H se han consignado varias de las muestras de salida generadas por los programas DSP, implementados para el análisis espectral, de las señales LEMP registradas mediante el sistema LEMPSA.

Con el fin de entender mejor los resultados obtenidos se efectúan a continuación algunas precisiones sobre las variables de entorno del programa de captura, así como de las limitaciones prácticas del Sistema LEMPSA y de su capacidad de registro.

10.1 Configuración de captura y registro

10.1.1 Variables de entorno del programa de captura

Tal como se explicó en el capítulo anterior, si se quiere un resultado óptimo al aplicar la rutina `fft()` de MATLAB™, el número de muestras de la señal $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ debe ser un exponencial de “2” y a su vez, para un mejor registro de las frecuencias cercanas a 10 k (ver numeral 9.1.2) se recomienda que la ventana de observación supere los 1.000 μs (1 ms), de esta manera las variables de captura fueron programadas así:

- Número de muestras = $2^{18} = 242.164$ muestras
- Número de muestras asignadas al TriggerHoldoff = 48.576 muestras (pre-trigger)
- Depth programado = $242.164 - 48.576 = 213.568$ muestras
- Frecuencia de muestreo $F_s = 200 \text{ MS/s}$
- Período de muestreo $T_s = 1/F_s = 0,005 \mu\text{s}$
- Ventana de captura y registro = $242.164 \times 0,005 \mu\text{s} = 1.310,72 \mu\text{s}$

Nota: A pesar de que la literatura existente menciona la posibilidad de rayos positivos con duración incluso superior a los 3.000 μs (3 ms), las mediciones realizadas nos mostraron que muy pocas de las señales LEMP registradas por nosotros superaban los 1.200 μs y que inclusive sumando los tiempos de duración de la 1ra descarga de retorno y las descargas sucesivas asociadas, estas no superaban en promedio los 600 μs , razón por la cual se decidió fijar como recomendados los valores anotados antes.

10.1.2 Capacidad de Registro del Sistema LEMPSA

Con el fin de evaluar la capacidad máxima de registro del Sistema LEMPSA, se propuso el siguiente procedimiento: programar el disparo del sistema (trigger) con el flanco de subida del sub-módulo RB2 a un umbral muy bajo, de tal modo que al existir en forma permanente detección de señales transmitidas por Emisoras Comerciales, necesariamente se presentará señal de disparo continuo y el sistema al activarse en modo de captura múltiple, deberá empezar a digitalizar y grabar en forma sucesiva las señales presentes en los canales A y B, además de desplegar en pantalla del PC la información sobre el evento registrado. Para entender mejor, recordemos que como “evento registrado” se entiende una serie de sucesos que comprenden: la detección de la señal de disparo (trigger), el conteo del “Depth” para registro, la digitalización de la señal, su transferencia de la DAQ al PC, la grabación de dos archivos (del canal A y del canal B) y el despliegue en el monitor del PC de la información sobre el evento detectado, digitalizado y registrado.

De esta manera, fijadas las variables de captura con los valores recomendados en el anterior numeral, y efectuado el procedimiento propuesto, se obtuvieron los siguientes resultados sobre la capacidad de registro del sistema LEMPSA:

- Tiempo de duración de cada evento de registro doble: 1,2 seg.
- Cantidad de registros dobles (canales A/B) máximos por minuto: 50
- Cantidad de registros dobles (canales A/B) máximos por hora: 3.000
- Cantidad de registros dobles (canales A/B) máximos por día: 72.000
- Tamaño almacenamiento en Disco Duro (D.D.) de 1 registro por canal = 2,15 MB
- Tamaño almacenamiento en Disco Duro (D.D.) de 2 registros (canales A/B) = 4,3 MB
- Tamaño almacenamiento requerido en D.D. para 3.000 registros dobles = 12,6 GB
- Tamaño almacenamiento requerido en D.D. para 72.000 registros dobles = 302,3 GB

Analizados estos resultados, queda claro que si por un lado el sistema LEMPSA está habilitado para grabar en una sesión de 24 horas, 72.000 registros dobles o sea 144.000 archivos de 2,15 MB cada uno, por el otro, la única limitante puede encontrarse en la capacidad de almacenamiento disponible en D.D. (Disco Duro) del PC. Ahora bien, estos cálculos son meramente teóricos, pues la práctica nos ha demostrado que la situación no es tan crítica, veamos:

En el período de tiempo transcurrido entre el 1º de marzo del año 2013 y el 30 de junio del año 2014, los únicos días en que se presentaron sesiones de descargas atmosféricas sucesivas y con alta intensidad fueron:

- 20-Marzo-2013
- 17-Abril-2013
- 18-Junio-2013
- 12-septiembre-2013
- 22-mayo-2014

Es así que de las mediciones efectuadas en estos días, se obtuvo la siguiente estadística:

- Tiempo continuo con descargas atmosféricas sucesivas: 3 horas.
- Número máximo de rayos sucesivos por minuto: 5 rayos.
- Cantidad máxima de rayos grabados por sesión de 14 horas: 450 rayos.
- Cantidad de almacenamiento en D.D. ocupada por registros de 450 rayos: 1,9 GB.

Analizados los nuevos resultados, se concluye que el Sistema LEMPSA es completamente apto para grabar señales LEMP de sesiones completas de tormentas que puedan acaecer en la región del Eje Cafetero Colombiano.

10.1.3 Limitaciones prácticas del Sistema LEMPSA

1ª Limitante: $\Delta F = 25$ MHz.

Uno de los objetivos propuestos inicialmente con el presente proyecto consistía en que el Sistema LEMPSA serviría como herramienta efectiva para el análisis de la radiación VHF/UHF emitida en sucesos de descargas atmosféricas sucesivas, teniendo en cuenta que en el proceso de producción de descargas atmosféricas sucesivas, después de la primera *descarga de retorno* (return stroke), se produce una pre-descarga descendente de nube a tierra, que se denomina “*trazador tipo dardo*” (dart leader), llamado así porque es una descarga luminosa que avanza en forma continua, como un dardo luminoso de unos 50 metros de largo, sin ramificaciones, que se desplaza por el canal por el cual se produjo la descarga de retorno precedente. El trazador tipo dardo deposita cargas a lo largo del canal de descarga previo, preparando las condiciones para que se produzca una segunda descarga de retorno, en la cual se drenan cargas adicionales disponibles en zonas más altas de la nube. Resulta entonces, que en este proceso, el “*trazador tipo dardo*” emana una radiación ubicada en la banda de las micro-ondas que va desde los 400 MHz y supera los 2 GHz [51], y además produce una considerable radiación VHF, la cual fue medida y estudiada inicialmente por Takagi en 1969 [104] y luego por Le Vine y Krider en 1977 [23] entre otros. Radiación que según Rustan [105] emana principalmente desde la nube mucho antes que del canal a tierra.

Pues bien, con este objetivo (medir la radiación VHF) se implementó el Sub-módulo RB3 con un ancho de banda de hasta 860 MHz, sin embargo, considerando que la Frecuencia de Muestreo de la DAQ adquirida es de $F_s = 200$ MS/s, el ancho de banda confiable para el análisis espectral ofrecido por el Sistema LEMPSA resulta ser de tan solo $B_w = 25$ MHz, (conforme lo expuesto en el numeral 8.1.1), de tal forma que el estudio de la radiación VHF queda pendiente y a la espera de un reemplazo de la DAQ por una de mayor velocidad de muestreo.

Lo anterior no impide, que si la señal a procesar es la obtenida vía el Sensor de Campo-H, se puedan lograr registros de frecuencias estacionarias presentes con un ancho de banda $B_w = 100$ MHz, ancho de banda conforme el teorema de Nyquist y que en el caso del Sensor de Campo-H está definida por el Slew-Rate del AO y el producto Ancho de Banda-Ganancia (ver numeral 7.7).

Nota: No olvidemos que una baja F_s se traduce en la práctica en muy pocas muestras tomadas de una señal de alta frecuencia, lo que influye en una muy baja potencia detectada (explicable con el teorema de Parseval).

2ª Limitante: No localiza el punto de impacto del rayo.

El Sistema LEMPSA es un sistema de detección y registro de la señal LEMP, mas “no” es un Sistema de localización de punto de impacto de la descarga atmosférica (esta función implicaría un arreglo ortogonal de antenas y duplicación de radios), de tal forma que al no poderse determinar la dirección y el posible sitio de impacto de la descarga, no se puede calcular la distancia entre el sitio de ubicación del Sistema LEMPSA y el punto de caída del rayo. Distancia que si se conociera, serviría de insumo para el cálculo de la potencia real de la señal LEMP detectada. En otras palabras, los periodogramas que ofrece el sistema LEMPSA solo pueden entregar información de participación porcentual de las frecuencias en el contenido energético global de la señal LEMP registrada.

3ª Limitante: Tensión máxima de salida $V_O = 22 V_{p.p.}$.

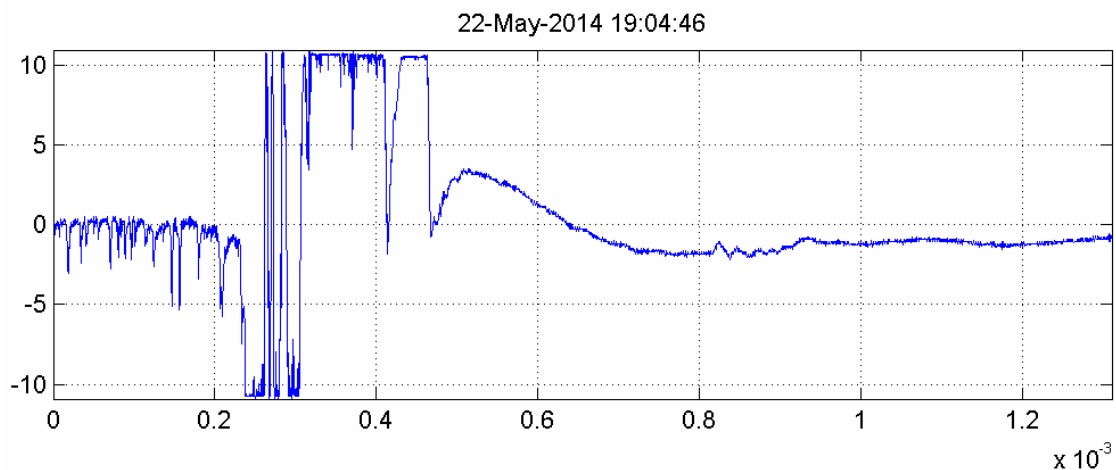


Fig. 10.1: Forma de onda de Señal LEMP limitada en voltaje de salida

La alimentación bipolar de $\pm 12 V_{DC}$ de los AO, así como la acción de los diodos protectores limita la tensión máxima de salida del Sistema a un $V_O = 22 V_{p.p.}$, de tal forma que como se ilustra en la Figura 10.1, el registro de un rayo cercano de mediana intensidad se presentará con una forma de onda achatada en sus extremos superior e inferior con el correspondiente detrimento en la información.

10.2 Correlación de las señales RF vs. Campo-H

Una de las características más importantes del Sistema LEMPSA implementado consiste en que este se activa únicamente ante la presencia exclusiva de un pulso EM generado por un rayo (LEMP) diferenciándolo de otros fenómenos de radiación EM. Para obtener este logro se requirieron muchos días de ajuste del sub-módulo de Disparo (Trigger), ajuste que hubiera sido imposible de alcanzar sino se hubiera implementado

también el sub-módulo Sensor de Campo-H gracias al cual se pudo habilitar una función de correlación visual entre la señal RF detectada (sinusoidal sub-amortiguada) y la forma de onda del campo-H del rayo (réplica del campo-E ampliamente caracterizado).

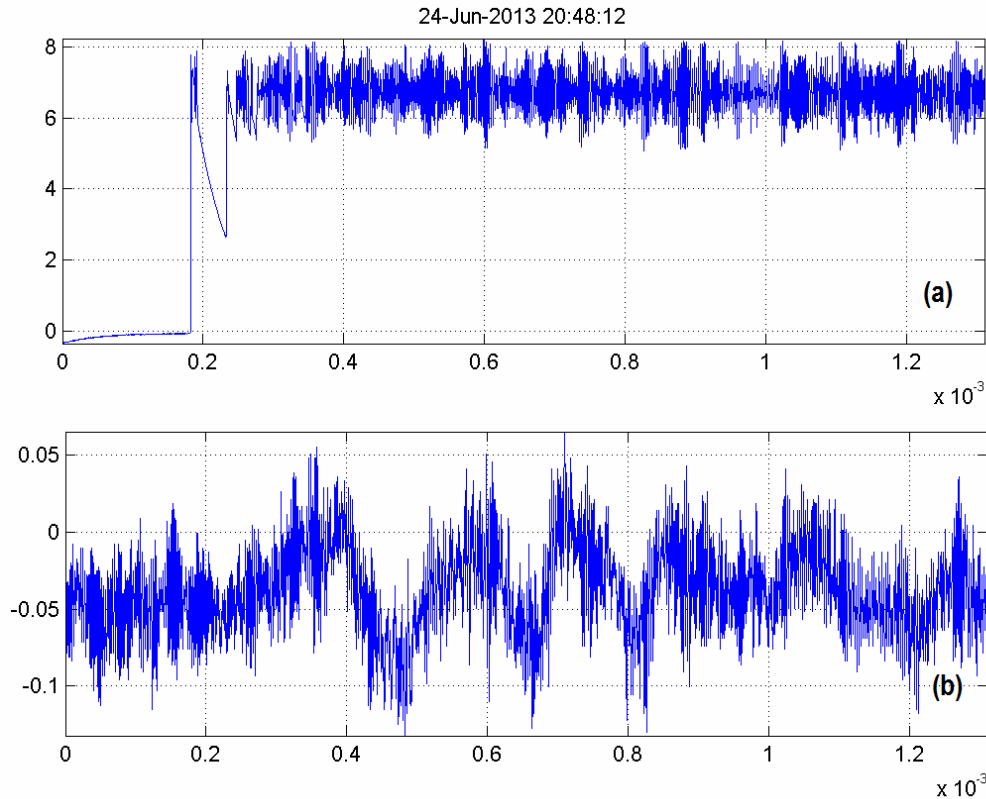


Fig. 10.2: Forma de onda pulso EM detectado y que no corresponde a un LEMP.

Por ejemplo, gracias a las formas de onda obtenidas vía el Sensor de Campo-H como la que puede apreciarse en la Figura 10.2, nos enterábamos que el Sistema estaba activándose ante señales que no correspondían a un LEMP, y se iban tomando en el proceso de ajuste del sistema, las correcciones técnicas necesarias.

Con el fin de efectuar la correlación visual entre las señales LEMP registradas vía el Detector-RF y las registradas vía el Sensor de Campo-H, se implementó el programa LEMPSA05_Multiples_PNG. En el numeral H1 del Anexo H se pueden apreciar varias de las gráficas generadas por este programa, y como se podrá ver más adelante estas gráficas no solo sirven para corroborar que la señal efectivamente corresponde a un LEMP.

Entre las gráficas del anexo H se hacen interesantes las formas de onda de las señales LEMP mostradas en la Figura H.2, donde se puede apreciar una típica señal única de doble rampa (Frente/Cola), muy parecida a la adoptada para entornos de simulación y pruebas. Esta señal además nos permitió certificar que las señales emitidas por los simuladores GLEMP01 y GLEMP02 (implementados como parte del presente proyecto), si son completamente válidas y similares a una señal LEMP real.

Es de anotar que esta señal fue registrada en una sesión de tormenta del día 20 de marzo del año 2013 y aunque tiene la forma estandarizada, es realmente muy escasa, pues dadas las condiciones geográficas del sitio de ubicación del Sistema LEMPSPA es casi imposible registrar una señal de rayo que no incluya una señal reflejo. Analizada la señal se pudo concluir que fue emitida por un rayo cercano de baja intensidad y que por razones climáticas o por el sitio de impacto no alcanzó a reflejarse en la ionosfera. A continuación se explicará más en detalle esta interpretación.

10.3 Interpretación Forma de Onda registrada vía el Sensor de Campo-H

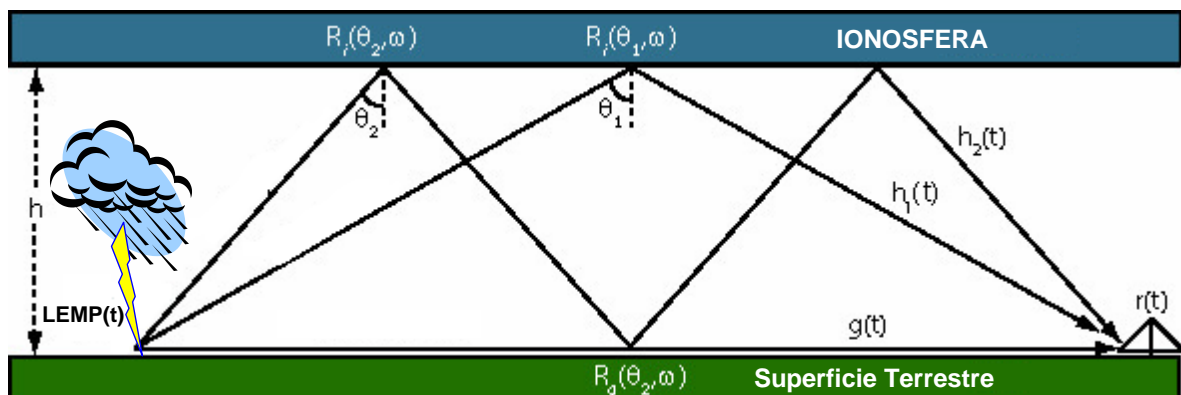


Fig. 10.3: Modelo de Propagación LEMP(t) mediante ondas de superficie y de cielo
(Fuente: [106])

Si bien se reconoce la señal LEMP porque siempre se presenta al comienzo como un pulso de doble rampa. Para la interpretación global de su forma de onda nos apoyaremos en los estudios efectuados por el Grupo de investigación VLF de la Universidad de Stanford [106]. Según este Grupo, la forma de onda nos puede proveer también de información sobre el tiempo de llegada del rayo al punto de recepción, de tal forma que para interpretar la forma de onda debemos modelar el canal aéreo formado entre el rayo y el receptor-RF como una guía de onda limitada por la Ionosfera y la superficie terrestre. Esta Guía de Onda nos permite detectar el rayo a grandes distancias pero al mismo tiempo complica nuestra capacidad para identificar sistemáticamente una hora de llegada. Las formas de onda de la señal LEMP registradas por el Sensor de Campo-H representan una convolución entre un término fuente, determinado por la corriente desplegada en el canal del rayo en sí, y un término de propagación, que se rige por el perfil de ruta específica entre el sitio de la descarga del rayo y el punto de ubicación del receptor (en nuestro caso el Sistema LEMPSPA). Desde un punto de vista de la teoría de Radio-Telecomunicaciones relacionado con la propagación por reflexión EM, la respuesta al impulso del canal constará de varios componentes: uno formado por la onda de superficie y otros por las reflexiones ionosféricas. La Figura 10.3 ilustra los diversos componentes de este modelo de propagación con reflexión EM, en el se muestra como la onda de superficie se difracta sobre la superficie de la tierra y tiene la distancia de propagación más corta, siendo seguida por una sucesión de ondas reflejadas en la Ionosfera.

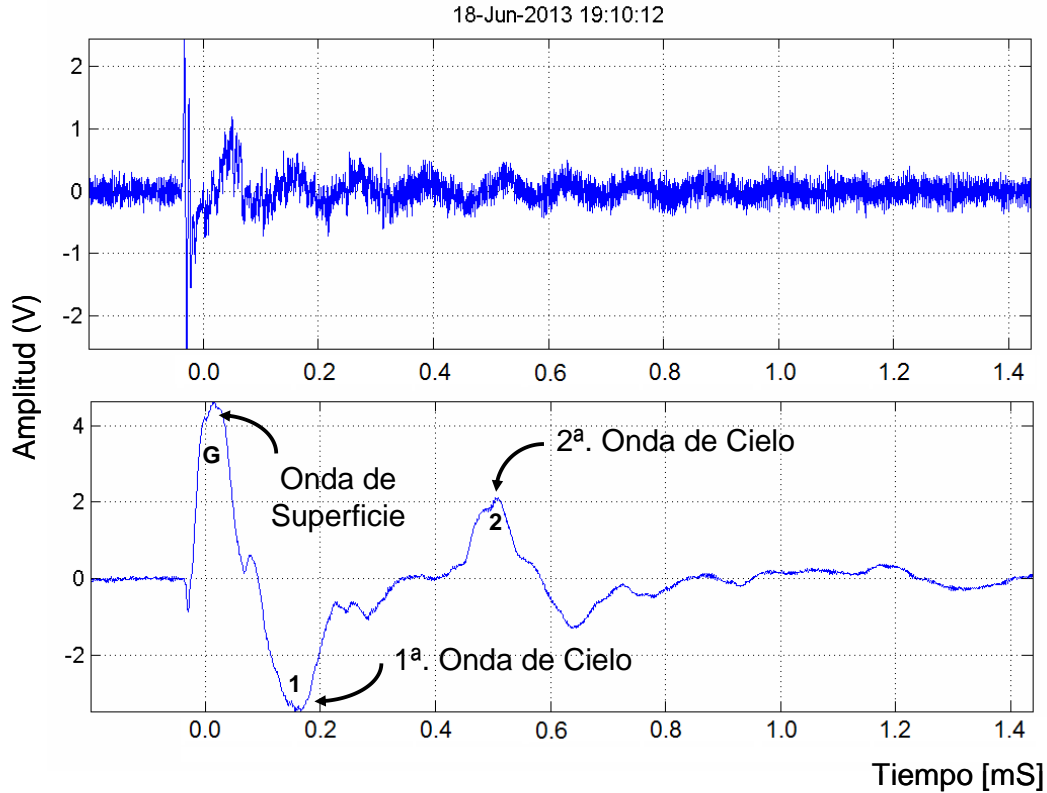


Fig. 10.4: Registro de Señal LEMP propagada bajo un canal Ionosferico vespertino.
(Fuente: Sistema LEMPSA)

De acuerdo entonces con el modelo propuesto por el “Stanford VLF Group [106]”, la forma de onda de la señal LEMP de la Figura 10.3 registrada mediante el sistema LEMPSA en una sesión de tormenta medida el 18 de junio de 2013, se interpreta así: el punto “G” representa la Onda de superficie, es decir la onda propagada directamente entre el punto de impacto de la descarga y el receptor LEMPSA, el punto “1” marca la llegada de la 1ra. Onda de cielo (Reflejo en 2 saltos) y el punto “2” marca la llegada de la 2da. Onda de Cielo (Reflejo en 4 saltos). De esta manera si medimos los tiempos entre los puntos “G”-“1” o “G”-“2”, y conocida la altura de la capa espejo de la Ionosfera se puede tener una aproximación de la distancia entre el punto de impacto y el receptor RF de señal LEMP.

Con la interpretación expuesta, puede asumirse entonces que de un rayo que impacte muy cercano, no se alcanza a formar onda reflejo y por tanto se presenta como un pulso simple como el mostrado en la Figura H.2 mencionada antes. Por otro lado, además de estas dos (2) formas de onda: simple (sin reflejo) y compuesta (con reflejos), se puede presentar otro tipo de forma de onda, la cual ha sido clasificada por V.A. Rakov y otros autores en 1.996 [107] como una “Ráfaga de Pulsos Regulares” caracterizada porque en una sola señal LEMP detectada se pueden registrar más de 20 pulsos en promedio. Un ejemplo claro de este tipo de rayo se puede apreciar en la Figura 10.5, correspondiente a una “Ráfaga de Pulsos Regulares” registrada en horas de la mañana del día 12 de julio de 2013.

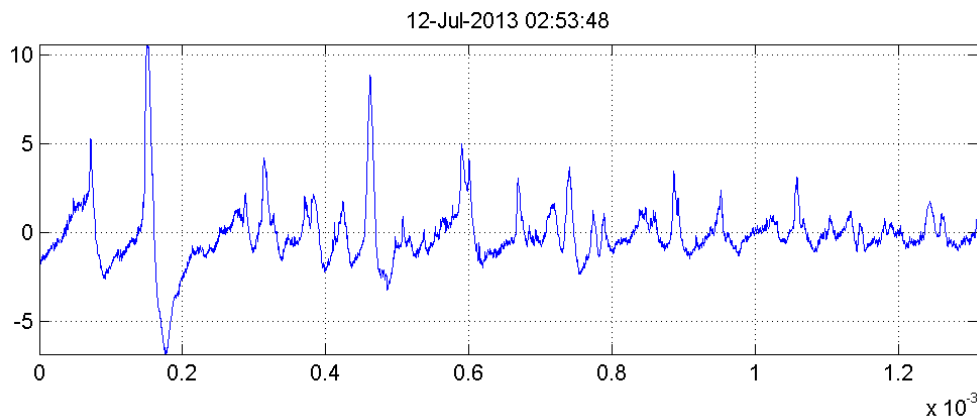


Fig. 10.5: Ráfaga de Pulsos Regulares registrada con el Sistema LEMPSA.

10.4 Determinación de Frecuencias componentes del LEMP

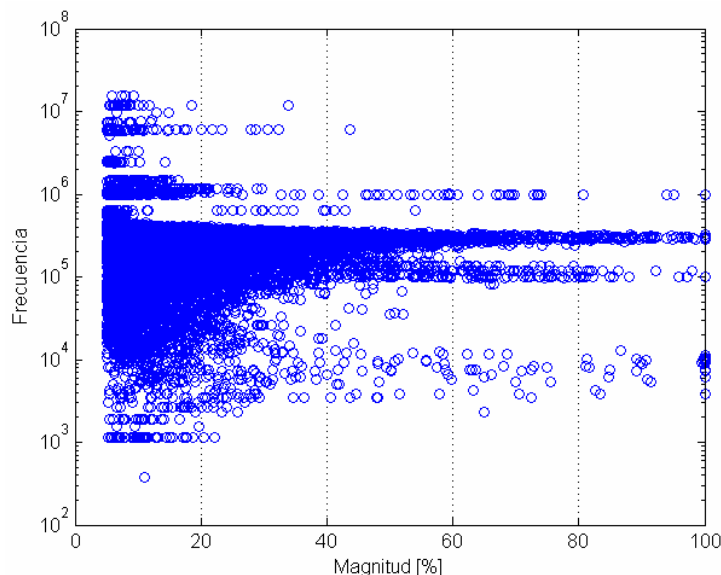


Fig. 10.6: Estadística de aparición de Frecuencias en (%) Magnitud x Registro

Para determinar las Frecuencias componentes de las señales LEMP registradas se implementaron dos (2) programas:

1. LEMPSA06_Estadistica1_Full_Sesion.m y
2. LEMPSA07_Estadistica2_Full_Sesion.m.

El funcionamiento de estos programas se explicó en el capítulo anterior.

El 1er programa nos entrega una imagen visual de la recurrencia de aparición de cada frecuencia detallando su magnitud en porcentaje, para esto el programa elabora un periodograma de cada registro, analiza cual es la magnitud máxima en ese registro y con el valor encontrado normaliza todas las magnitudes en términos de porcentaje (%), los resultados los despliega en pantalla del PC como se puede apreciar en la Figura 10.6,

donde la imagen entregada nos permite corroborar que al menos las frecuencias estacionarias (emisoras, etc.) permanentes en el área de medición si fueron detectadas, validando así un correcto registro.

El 2do programa entrega por cada sesión de tormenta medida (habitualmente de 14 a 16 horas de captura), un archivo con nombre “Estadistica.dat” el cual contiene los siguientes campos de datos:

1. Nombre registro.
2. Frecuencia en Hertz.
3. Magnitud en (%).

Una página de ejemplo de salida del archivo “Estadistica.dat” generado por el programa LEMPSA07_Estadistica2_Full_Sesion, se puede apreciar en la Figura H.6 del Anexo H.

Con los archivos “Estadistica.dat” tomados de cada sesión de medición, se elaboró una base de datos global mediante el software libre “MySQL” pensando al mismo tiempo en habilitar el sistema para que en un futuro dicha información pueda ser accedida vía Internet.

La Base de Datos obtenida corresponde a la información consolidada del siguiente universo de datos:

- Total meses de medición: 16 (período Marzo-2013 a Junio-2014).
- Total sesiones medidas: 240 sesiones.
- Total archivos procesados: 28.800 archivos (14.400 RF + 14.400 Campo-H).
- Promedio sesiones por mes: 15
- Promedio archivos por sesión: 120 (60 RF + 60 Campo-H).

Luego, como la Base de Datos contiene información que representa “Ruido” con relación a la señal LEMP, correspondiente a las frecuencias radiadas y detectadas “*en sitio de medición*” por las Emisoras Comerciales y otras entidades de carácter público y privado, se hace preciso agregar una rutina de “Filtrado” de estas frecuencias no deseadas. Para la implementación de este filtro se tuvo en cuenta que las Emisoras AM transmiten con un ancho de banda de 10 kHz correspondientes a una Frecuencia Central y dos (2) Bandas Laterales [108], así mismo se consideró también que las Emisoras FM de radiodifusión comercial transmiten con un ancho de banda de 200 kHz [109]. En la Tabla H.1 del Anexo H, se reporta en detalle una lista de todas las frecuencias requeridas para filtrado.

Filtrado el ruido, el paso siguiente consistió en determinar las frecuencias componentes de la señal LEMP clasificándolas en orden de relevancia. En este punto se pudo confirmar que cada rayo es único e irrepetible, pues las frecuencias componentes detectadas para un rayo, aunque eran similares a los de otro, no eran iguales, con lo cual se validó el carácter “No-determinista” de la señal LEMP pero se complicó su análisis espectral. La solución: definir unas sub-bandas de análisis con base en el aporte energético a la composición global de la señal LEMP.

Tabla 10-1: Sub-bandas definidas para análisis Espectral de la señal LEMP

Sub-banda	Frec. Inferior	Frec. Superior		Sub-banda	Frec. Inferior	Frec. Superior
5 kHz	DC	5 kHz		700 kHz	650 kHz	750 kHz
10 kHz	5 kHz	15 kHz		800 kHz	750 kHz	850 kHz
20 kHz	15 kHz	25 kHz		900 kHz	850 kHz	950 kHz
30 kHz	25 kHz	35 kHz		1 Mhz	950 kHz	1,5 MHz
40 kHz	35 kHz	45 kHz		2 MHz	1,5 MHz	2,5 MHz
50 kHz	45 kHz	55 kHz		3 MHz	2,5 MHz	3,5 MHz
60 kHz	55 kHz	65 kHz		4 MHz	3,5 MHz	4,5 MHz
70 kHz	65 kHz	75 kHz		5 MHz	4,5 MHz	5,5 MHz
80 kHz	75 kHz	85 kHz		6 MHz	5,5 MHz	6,5 MHz
90 kHz	85 kHz	95 kHz		7 MHz	6,5 MHz	7,5 MHz
100 kHz	95 kHz	150 kHz		8 MHz	7,5 MHz	8,5 MHz
200 kHz	150 kHz	250 kHz		10 MHz	8,5 MHz	11 MHz
300 kHz	250 kHz	350 kHz		12 MHz	11 MHz	13 MHz
400 kHz	350 kHz	450 kHz		14 MHz	13 MHz	14 MHz
500 kHz	450 kHz	550 kHz		16 MHz	14 MHz	17 MHz
600 kHz	550 kHz	650 kHz				

Las sub-bandas definidas están consignadas en la Tabla 10.1 y se establecieron como rangos de análisis utilizados por una nueva rutina de programación implementada para determinar las magnitudes promedio de aporte de estos rangos frecuenciales en la composición de la señal LEMP. Una vez procesada la base de datos global obtenida mediante el Sistema LEMPISA, el resultado se ha consolidado en el diagrama de la Figura 10.7.

Con el fin de interpretar adecuadamente la Figura 10.7, debemos recordar que la magnitud que se presenta corresponde a un promedio de aporte energético en términos de porcentaje normalizado con respecto al valor máximo de potencia encontrada por registro.

Por otro lado, es importante agregar que analizados los resultados de Frecuencia Vs. Potencia de cada registro consignado en la Base de Datos constituida con los archivos "Estadistica.dat" procesados por sesión, se encontró que mientras en la sub-banda de 5 kHz (DC-5 kHz), las frecuencias aportantes están difuminadas en todo el ancho de banda, siendo medianamente relevantes las frecuencias cercanas a 1,5 kHz, en la sub-banda de 10 kHz las frecuencias más relevantes son las cercanas a 9, 10 y 13 kHz.

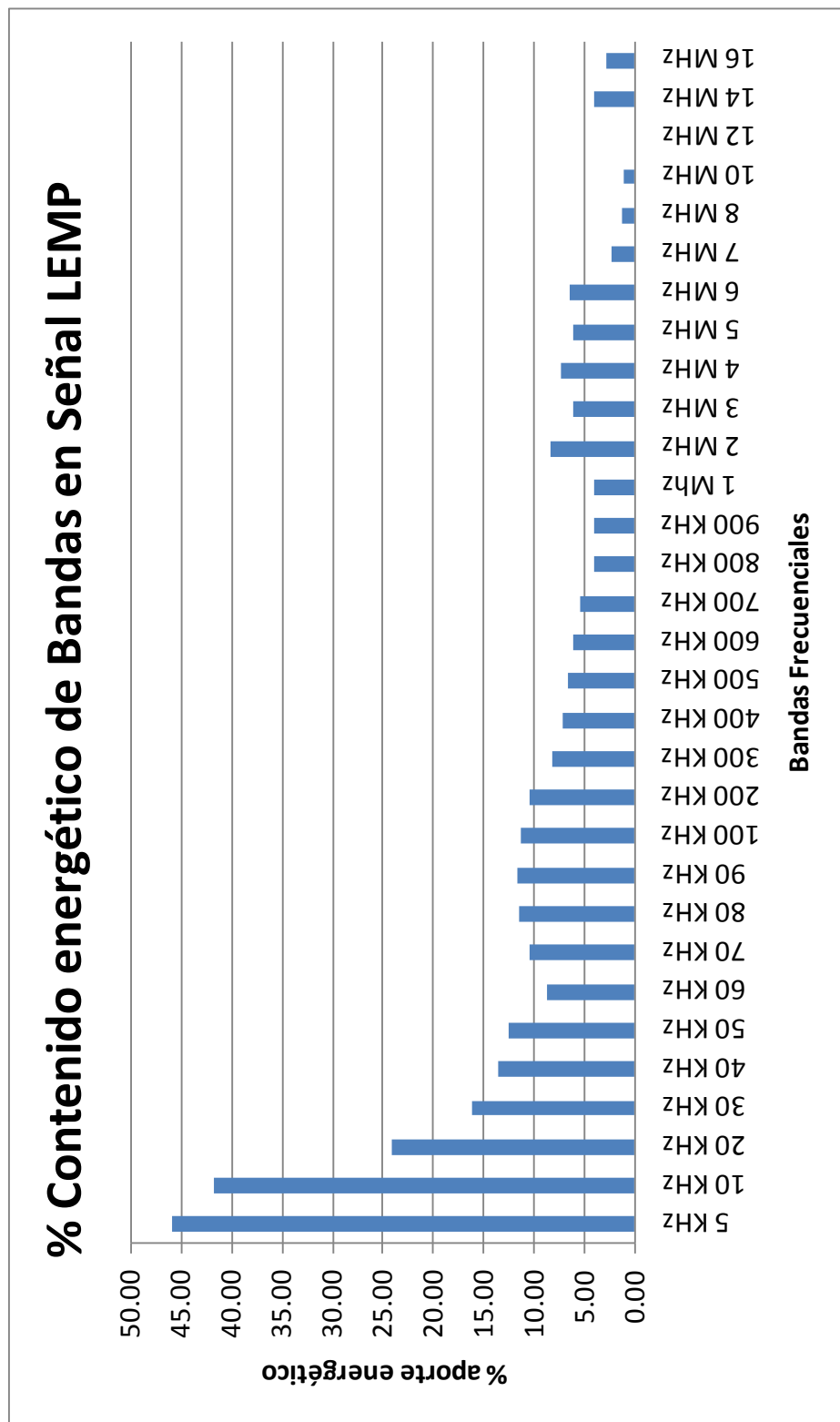


Fig. 10.7: Gráfica de Bandas F. x Aporte energético a la composición señal LEMP

10.5 Análisis Espectral

En el numeral anterior se validó el carácter aleatorio y “No-determinista” de la señal LEMP, lo cual explica el porqué en los registros obtenidos no se detectan unas frecuencias “determinadas” y con cierto grado de recurrencia, sino mas bien unos “Rangos de Frecuencia” los cuales hemos asociado en “Sub-bandas” y definido en su porcentaje promedio de aporte energético a la composición espectral de la señal LEMP.

Definidas entonces las frecuencias componentes discriminadas en rangos, el presente numeral pretende dilucidar su comportamiento.

10.5.1 Análisis de los Periodogramas obtenidos

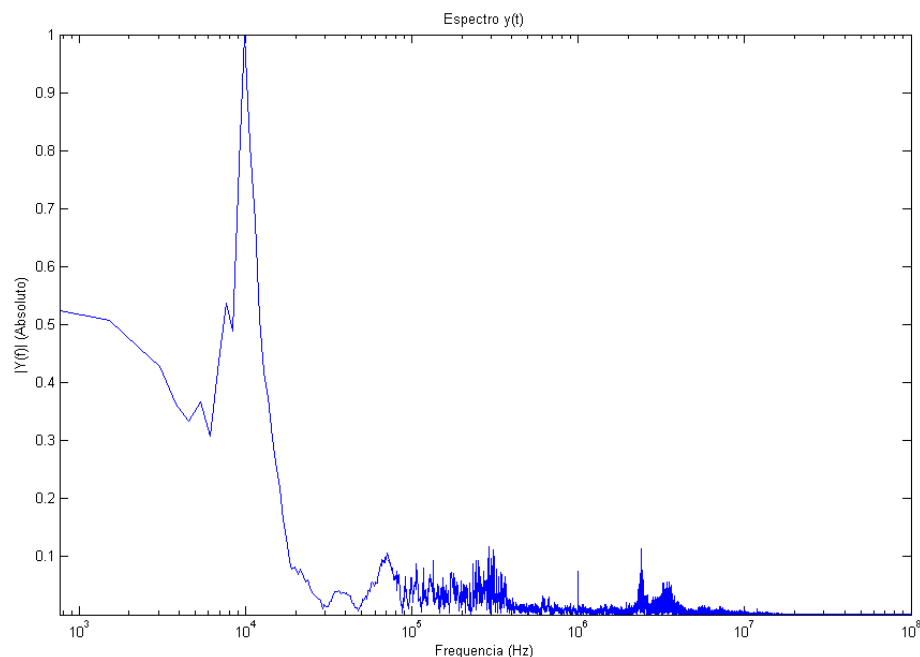


Fig. 10.8: Periodograma señal LEMP obtenido mediante Sistema LEMPSA

En la Figura 10.8, así como en las Figuras del numeral H.3 del Anexo H, se muestran algunos ejemplos de los periodogramas generados por el programa implementado en MATLAB™: LEMPSA02_DEP_WELCH.m, de cuyo funcionamiento se hizo mención en el capítulo anterior. Un primer análisis de estos periodogramas nos permite cerciorarnos que el programa está procesando las señales registradas correctamente, al confirmarse en todas el patrón espectral generado por las emisoras comerciales que radian en el área. Un segundo análisis corrobora el carácter “No-determinista” de la señal LEMP, dado que en cada periodograma analizado se puede observar que en comparación con los demás periodogramas, las intensidades de aporte energético a la composición global de la señal LEMP son diferentes si discriminamos por frecuencias únicas, aunque eso sí, son similares si discriminamos en rangos de frecuencia tal como se mencionó antes. Finalmente, un análisis más detallado nos demuestra que la señal LEMP tiene su mayor

contenido energético ubicado en un rango de frecuencias que va desde las ELF hasta las LF (DC - 300 kHz), en otras palabras podemos decir que la energía total de la señal LEMP está constituida por un componente “DC” mas (+) una sumatoria de energías discriminadas por frecuencias componentes de la señal, argumento con el cual podemos validar enteramente el modelo propuesto en la presente tesis y expresado mediante las ecuaciones (69) y/o (70) del numeral 4.2.1 del capítulo 4 (Modelado del Protocolo de Transmisión).

10.5.2 Análisis de los Espectrogramas obtenidos

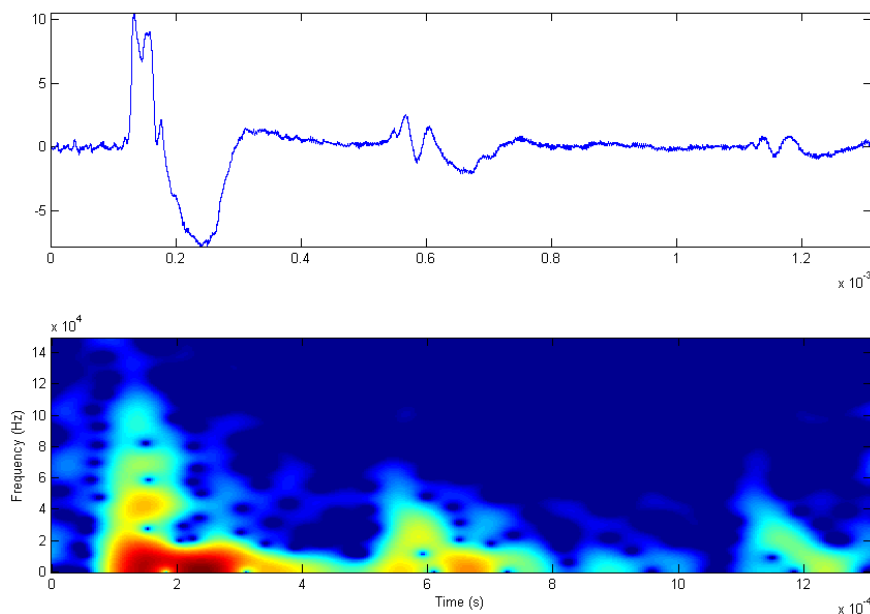


Fig. 10.9: Espectrograma señal LEMP obtenido mediante Transformada de Gabor

Dado que los Espectrogramas nos muestran la relación Frecuencia-Tiempo, una forma simple de verificar el correcto funcionamiento del software implementado para su generación, consiste en correlacionar el espectrograma obtenido con la forma de onda de la misma señal registrada, en palabras más sencillas, simplemente se debe corroborar que en los tiempos en los cuales la forma de onda no reporta señal, el espectrograma no debe reportar frecuencia.

En la Figura 10.9, así como en las Figuras del numeral H.4 del Anexo H, se muestran algunos ejemplos de los espectrogramas generados por el programa implementado en MATLAB™: LEMP_SA03_STFT_Espectrograma. Analizados todos los espectrogramas obtenidos, encontramos que en los tiempos en que se registra señal, las frecuencias detectadas permanecen “*estacionarias*” cambiando solo su valor de intensidad (color), comportamiento que por un lado termina de validar el modelo propuesto mediante las ecuaciones (69) y/o (70) y sugiere su optimización de tal forma que el modelo incluya además una variabilidad temporal de amplitud discriminada por frecuencia.

Nota: Como varios autores sugieren (pero no lo demuestran) que la señal LEMP posiblemente tenga un carácter marcadamente “No-estacionario” y nuestros resultados lo contradicen, se cambiaron a manera de prueba, variables del programa procurando definir una función ventana más pequeña que nos permitiera aumentar la resolución espectral buscando así la “No-estacionaridad”, sin embargo, solo se logró perder resolución frecuencial en nuestro rango de interés (DC-LF), y por tanto como solución al problema se optó por efectuar el análisis espectral mediante una Transformada Wavelet Continua (CWT).

10.5.3 Análisis de los Escalogramas obtenidos

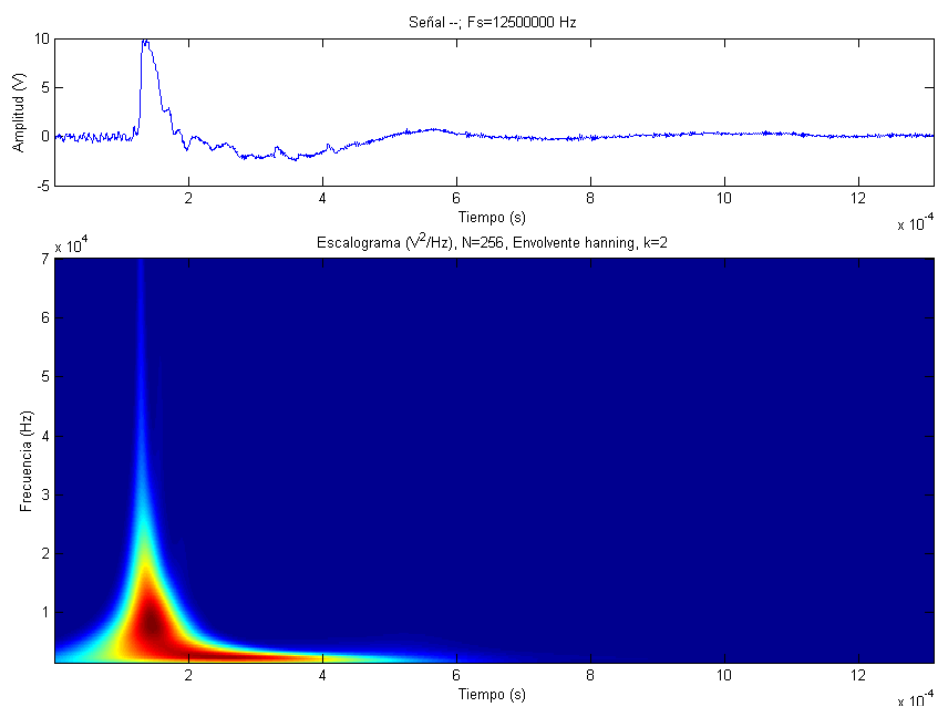


Fig. 10.10: Escalograma señal LEMP obtenido mediante CWT

Para el análisis espectral de las señales LEMP registradas mediante la CWT se implementó el programa LEMPSA04_CWT_ESCALOGRAMA, el cual arroja como resultado Escalogramas como los que pueden apreciarse en las Figuras del numeral H.5 del Anexo H, así como en la Figura 10.10.

Como la aplicación de la Transformada Wavelet requiere normalmente un tiempo muy largo de procesamiento, con el fin de acortarlo un poco, en la configuración de este programa se consideró un diezmado de la señal (sub-muestreo) tratando de mantener un compromiso entre las resoluciones tiempo y Frecuencia. A su vez se introdujeron diferentes “envolventes” con el fin de generar escalogramas con una wavelet del tipo “Morlet” de k períodos en el soporte temporal de la envolvente utilizada (Hanning, Exponencial, Blackman o rectangular).

Analizados los resultados obtenidos, estos confirmaron nuevamente el comportamiento observado: *En los tiempos de radiación de la señal asociados con las ventanas de captura, las frecuencias detectadas permanecen estacionarias pero con variabilidad en su amplitud.*

Nota final: Si bien los estudios de Takagi [104], Krider [23] y otros, demuestran que los trazadores tipo dardo emanan radiación del orden de las micro-ondas y posiblemente estas radiaciones tienen tiempos de aparición que con relación a la duración de la señal pueden presentarse como “No-estacionarias”, las limitantes prácticas del Sistema LEMPISA expuestas nos impiden su detección y por ende un análisis más detallado de la señal LEMP.

11. Conclusiones y Recomendaciones

El objetivo principal, así como los objetivos específicos de esta Tesis Doctoral han sido cumplidos en su cabalidad.

11.1 Conclusiones generales

En general las conclusiones sobre el trabajo desarrollado en esta Tesis pueden dividirse básicamente en tres secciones:

- Conclusiones sobre los resultados obtenidos
- Conclusiones sobre los modelos propuestos y
- Conclusiones sobre los equipos HW implementados

11.1.1 Conclusiones sobre los resultados obtenidos

El objetivo principal de esta Tesis Doctoral se encuentra resumido en su título: “*Caracterización del pulso Electromagnético radiado por el rayo atmosférico (LEMP) mediante un Detector-Receptor de RF tipo SDR (Software-Defined Radio)*”. Pues bien, diseñado e implementado el Detector-Receptor RF tipo SDR y arrojados los resultados, el análisis espectral obtenido y concluyente es:

- El “LEMP” es una señal definitivamente “*aleatoria*” y “*No-determinista*” con carácter marcadamente “*estacionario*” si se tiene en cuenta que el comportamiento de las frecuencias componentes con mayor aporte energético a la composición global de la señal, presentan un comportamiento claramente estacionario en frecuencia aunque con amplitud variable en el transcurso de su duración.
- Confirmando el carácter “No-determinista” de la señal LEMP, no existe una frecuencia única que sea detectada siempre en todas las mediciones, pero sí existen rangos de frecuencia similares y que son detectados en la mayoría de las señales registradas, con lo cual se concluye que el mayor contenido energético de la señal se distribuye en un rango con tendencia exponencial descendente que va desde las Frecuencias cercanas a DC hasta las LF.
- Los LEMP medidos en este sector del eje cafetero colombiano, presentan un tiempo promedio de duración de aproximadamente 600 μ s, incluidos el tiempo de la 1ra

descarga de retorno (Return Stroke) así como las señales reflejo y las descargas sucesivas asociadas. Para un análisis espectral apropiado se recomienda una ventana de registro de 1.200 μ s.

- El hecho de que un porcentaje cercano al 100% de las señales LEMP registradas, presentan huellas de ondas cielo reflejadas, sugiere la necesidad de un estudio detallado que incluya las características de zona montañosa correspondiente a este sector de la cordillera de los Andes donde se encuentra ubicado el sistema de medición LEMPSA implementado.

11.1.2 Conclusiones sobre los modelos propuestos

El principal requerimiento en el diseño de un radio-receptor está establecido por las especificaciones técnicas del protocolo de transmisión (datos de potencia, propagación y forma de onda de la señal emitida). Al revisar la literatura existente no se encontró un modelo sólido de propagación RF asociado al Rayo atmosférico y por tanto la tarea de proponerlo es asumida por el autor, convirtiéndose así en uno de los principales aportes de la presente Tesis Doctoral.

Mediante el modelo propuesto en la presente tesis, se interpreta el canal vertical de descarga del rayo como un Sistema de Transmisión (Emisora) compuesto por una Antena monopolo vertical de hilo delgado con longitud finita muy por debajo de la λ máxima de transmisión e igual a la altura media entre el suelo impactado y la nube de tormenta, excitada en su base por un Generador RF formado por un arreglo múltiple de osciladores sinusoidales de Frecuencias diferentes espaciadas de manera aleatoria en un rango de espectro amplio, con diferentes amplitudes, conectadas en paralelo entre sí y al mismo tiempo conectadas a un generador pulsar de corriente DC con forma de onda tipo rayo. Con base en esta interpretación se proponen las ecuaciones (49), (50) y (51) para cálculo de los campos de radiación Eléctricos E_Y - E_Z y Magnético H_Φ generados por el rayo actuando como antena emisora RF y con las cuales se obtiene una gráfica de radiación de campos EM Vs. Distancia la cual se utiliza como insumo en el diseño de los dispositivos implementados. Así mismo se propone la ecuación (70) para simulación de la forma de onda de la señal LEMP, ecuación que queda validada al medirse los rangos de componente frecuencial de la señal LEMP, y al demostrarse el carácter “estacionario” de su comportamiento, con lo cual se puede concluir que el modelo propuesto es verdaderamente adecuado como requerimiento técnico de diseño (protocolo de transmisión) para implementación de un Receptor-RF específico para señal LEMP.

Por otro lado, en la presente Tesis, también fueron modeladas en detalle las formas de onda de las señales que serían entregadas en la salida del Detector-RF (señal sinusoidal sub-amortiguada) y del Sensor de Campo-H (análoga a la del campo-E), siendo estos modelos validados enteramente en la práctica, como se puede observar en los resultados obtenidos, con lo cual se concluye que los argumentos matemáticos utilizados si fueron los apropiados.

11.1.3 Conclusiones sobre los equipos HW implementados

En cumplimiento de los objetivos de la presente Tesis Doctoral, fueron implementados tres (3) dispositivos Hardware, los cuales fueron diseñados con el exclusivo propósito de caracterizar espectralmente el pulso EM generado por el rayo atmosférico, así: Dos (2) Generadores HW de LEMP simulado, bautizados como GLEMP01 y GLEMP02, y un sistema Detector-Analizador de Espectro de la señal LEMP denominado como LEMPSA (Lightning ElectroMagnetic Pulse Spectrum Analyzer).

Los dos Generadores de LEMP simulado se implementaron como equipos de prueba en el proceso de ajuste y montaje del sistema LEMPSA, y su gran utilidad quedó representada en los exitosos resultados entregados por el mismo. Los reportes detallados de diseño e implementación de estos dos (2) generadores fueron socializados en dos (2) congresos internacionales respectivamente, como un aporte de este proyecto a la comunidad científica. Las conclusiones particulares sobre su implementación ya han sido relatadas en los numerales 6.1.5 y 6.2.5 del Capítulo 6.

Sobre el sistema LEMPSA implementado se puede concluir que es un sistema debidamente probado, que se encuentra actualmente en funcionamiento y que con sus registros digitales de la señal LEMP, sigue alimentando una Base de Datos que ya de por sí no es pequeña, contribuyendo de esta manera en forma activa en la investigación del comportamiento de las descargas atmosféricas en general y en particular con las relacionadas específicamente a la zona del eje cafetero colombiano.

Es importante anotar que las singularidades del sistema LEMPSA y las diferencias técnicas mostradas con relación a otros dispositivos de detección de descargas atmosféricas y asociadas con la implementación de la arquitectura SDR, hacen que este equipo se presente como único en su clase y por tanto se adelantan actualmente los trámites de su patente.

11.2 Recomendaciones

Con el fin de superar las limitantes prácticas del sistema LEMPSA implementado, es recomendable:

- Adicionar al sistema un módulo con función de localización del sitio de impacto de la descarga atmosférica MPF (Magnetic Path Finder), esto implica un arreglo ortogonal de antenas por módulo MPF y su duplicación en otros dos (2) sitios geográficos distantes, con el fin de obtener una radio-triangulación confiable. Definido el sitio de impacto, se puede medir la distancia y con este dato se podrán calcular la potencia de emisión global, así como los campos de radiación EM esperados en sitio.
- Reemplazar la DAQ por una de mayor frecuencia de muestreo preferiblemente del orden de los GS/s, de esta manera se podrán detectar con el sistema LEMPSA las radiaciones VHF/UHF que son emanadas por los “*trazadores tipo dardo*” (dart leader) y por los “*líderes de paso*” (stepped leader).

11.2.1 Trabajos Futuros

Efectuadas las mejoras propuestas al sistema LEMPSA se podrán adelantar entre otros, los siguientes trabajos futuros:

- Establecer un método de correlación automática entre el sistema LEMPSA y otros Sistemas de Detección y Localización de descargas atmosféricas (por ejemplo Keraunos) con el fin de calibrar definitivamente la validez de los datos obtenidos y efectuar los ajustes finales.
- Con base en la teoría del “Runaway Electronic Breakdown” expuesta por el científico ruso Alexander Gurievich [110] del Instituto Lebedev de Física (Moscú), estudiar la inter-relación entre la radiación UHF asociada a las descargas atmosféricas y al incremento del nivel cerámico en sitios con depresión notoria en el campo magnético terrestre. La forma mediante la cual el sistema LEMPSA puede contribuir a este estudio, ya fue planteada y socializada por el presente autor en el IX workshop LAW3M (IX Latin American Workshop on Magnetism, Magnetic Materials and their Applications) celebrado en la ciudad de Manizales en el año 2010 [111].

Bibliografía

- [1] L.F. Diaz, E.A. Cano and C. Younes, "*Caracterización del campo EM radiado mediante Rayo-receptores tipo Software Defined Radio*," presented at SICEL-2009, Bogotá, Colombia, Aug 4-9, 2009.
- [2] L.F. Diaz, E.A. Cano and C. Younes, "*A LEMP Generator-Simulator Circuit*," Revista Ingeniería e Investigación, vol.31, s.2, 2011.
- [3] L.F. Diaz, C. Younes and E.A. Cano, "*A portable LEMP simulator as testing device in the building phase of LEMP RF-sensors*," presented at SICEL-2013, Medellin, Colombia, Nov. 27-29, 2013.
- [4] M.A. Uman, E.P. Krider, "*A Review of Natural Lightning: Experiment Data and Modeling*," IEEE Transaction on EMC-24 (2), p. 79-112, May 1982.
- [5] V.A. Rakov, M.A. Uman: "*Review and Evaluation of Lightning Return Stroke Models Including Some Aspects of Their Application*," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4, Nov. 1998, pp. 403-426.
- [6] J. Mitola, "*The Software Radio*," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 17, no. 4, pp. 514-538, abril 1999.
- [7] Lightning and insulator subcommittee of the T&D Committee, "*Parameters of Lightning Strokes: A Review*," IEEE Trans. Power delivery, vol. 20, no. 1, pp. 346-358, enero 2005.
- [8] R.B. Anderson, "*Lightning performance criteria for electric power systems*," IEE Proceedings, vol. 132, pt. c, no. 6, pp. 298-306, nov. 1985.
- [9] V.A. Rakov, M.A. Uman, LIGHTNING, Physics and Effects, Cambridge University Press, New York, 2006.
- [10] IEC Standard 61312-1: 1995, "*Protection against lightning electromagnetic impulse - Part 1: General principles*," published by the International Electrotechnical Commission.
- [11] A. V. Gurevich, G. M. Milikh, and R. Roussel-Dupre, "*Runaway electron mechanism of air breakdown and preconditioning during a thunderstorm*," Physics Letters A, vol. 165, pages 463-468, 1992.
- [12] D. M. Le Vine, "*Review of Measurements of the RF Spectrum of Radiation from Lightning*," NASA Technical Memorandum 87788, march 1986.
- [13] IEC 60060-1:1989 "*High Voltage Test Techniques – Part 1 General definitions and test requirement*," published by the International Electrotechnical Commission.
- [14] ANSI/IEEE Standard 4-U.S.A, "*IEEE Standard Techniques For High Voltage Testing*," 1995.
- [15] IEEE 1122, "*Standard for digital recorders for measurements in high-voltage impulse tests*," 1998, Rev. 2007.
- [16] C. D. Weidman and E. P. Krider, "*Submicrosecond Rise Times in Lightning Return Stroke Fields*," Geophys. Res. Lettrs., -7, pp. 955-958, 1980.
- [17] SPBU, Saint-Petersburg State University of Telecommunications, Rusia, sitio Web disponible en: <http://www.spbu.ru/>

-
- [18] A. S. Попов, Biografía disponible en: http://pandora.nla.gov.au/pan/13071/20040303000/www.acmi.net.au/AIC/ПОПОВ_BIO.html
- [19] E. A. Попова-Кьяндская, В. М. Родионов, М. И. Мосин, В. И Шамшур, “Изобретение радио. А. С. Попов. Документы и материалы / Под ред. академика А.И. Берга,”. – М.: Наука. - 1966.
- [20] Попов, A.S., “*Instrument for detection and registration of electrical fluctuations,*” Journal of Russian Physics and Chemistry Society 28, 1-14, 1896.
- [21] Ю. Я. Коваленко, А. Б. Стрелов, “У истоков радиосвязи,” – СПб.: Автограф. – 1997.
- [22] W. L. Weeks, Antenna Engineering, McGraw-Hill, New York, 1968.
- [23] D. M. Le Vine, E. P. Krider, “*The temporal structure of HF and VHF radiations during Florida Lightning Return Strokes,*” Journal of Geophysical Research, Lett. 4:13-16, 1977.
- [24] S. Upul, C. Vernon, F. Mahendra, “*The lightning radiation field spectra of cloud flashes in the interval from 20 kHz to 20 MHz,*” IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 48, No. 1, Feb. 2006, pp. 234-239.
- [25] R. Mardiana, T. Morimoto, Z. Kawasaki, “*Imaging Lightning Progression using VHF Broadband Radio Interferometry,*” IEICE Trans. Electron., vol. E84-C, N° 12, Diciembre 2001.
- [26] Л. И. Золотинкина, В. А. Урвалов, “*Производство радиостанций и грозоотметчика системы А. С. Попова,*” журнал “Электросвязь” №1, 2002.
- [27] D. J. Vermeulen, “*A Popov Lightning Recorder? – in South Africa!*,” Proc. IEEE, V. 88. № 12, p. 1972-1975, 2000.
- [28] Lightning Detectors. Disponible en: <http://www.techlib.com/electronics/lightning.html>
- [29] Lightning Radar Web Site. Disponible en: <http://www.lightningradar.net/>
- [30] H. Torres, “*Variation of ground stroke density with latitude,*” In Proceedings of VI SIPDA, 2001.
- [31] C. Younes V. y H. Torres S., Caracterización de los Parámetros del rayo en Colombia, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, 2010.
- [32] Red Keraunos, disponible en: <http://keraunos.co/index.php/keraunos/tecnologia-keraunos>
- [33] G. Youngblood, “The FlexRadio Systems' Team,” disponible en: <http://www.flex-radio.com/About.aspx?topic=team>
- [34] USPTO Patent Application # 20070088504, “*Detection of lightning*”. Disponible en: <http://www.freshpatents.com/Detection-of-lightning-dt20070419ptan20070088504.php>
- [35] A.S. Podgorski, y J.A. Landt, “*Three dimensional time domain modelling of lightning,*” IEEE Trans. Power Del. 2: 931-8, 1987.
- [36] D.K. McLain, and M.A. Uman, “*Exact expression and moment approximation for the electric field intensity of the lightning return stroke,*” Journal of Geophysical Research 76 (9), 2101-2105, 1971.
- [37] R. Thottappillil; V. A. Rakov and M. A. Uman, “*Distribution of charge along the lightning channel: relation to remote electric and magnetic fields and return-stroke models,*” Journal Geophysics, Res., 102:6987-7006, 1997.
- [38] V. Cooray, The lightning flash, Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2008.
- [39] A. D. Watt, and E. L. Maxwell, “*Characteristics of Atmospheric Noise From 1 to 100 kc,*” Proc. Inst. Radio Eng., 4-5, pp. 787-794, 1957.

- [40] H. Norinder, "The Waveforms of the Electric Field in Atmospherics Recorded Simultaneously at two Distant Stations," *Arkiv for Geofysik*, -2 (9), pp. 161-195, November, 1954.
- [41] E. F. Florman, National Bureau of Standards Report #3558, November, 1955.
- [42] W. L. Taylor, "Radiation Field Characteristics of Lightning Discharges in the Band 1 kc/s to 100 kc/s," *J. Res. Nat. Bur. Stand.*, -67D, pp. 539-550, 1963.
- [43] G. I. Serhan, M. A. Uman, D. G. Childers, and Y. T. Lin, "The RF Spectra of First and Subsequent Lightning Return Strokes in the 1-200 km Range," *Radio Sci.*, -15, pp. 1089-1094, 1980.
- [44] C. D. Weidman, E. P. Krider, and M. A. Uman, "Lightning Amplitude Spectra in the Interval From 100 kHz to 20 MHz," *Geophys. Res. Lett.*, -8, pp. 931-934, 1981.
- [45] H. E. Betz, et al (eds.), "Lightning: Principles, Instruments and Applications," Springer, Munich, 2009.
- [46] S. A. Schelkunoff, H. T. Friis, *ANTENNAS Theory and Practice*, John Wiley & Sons, New York, 1952.
- [47] E. C. Jordan and K. G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Second Edition, Prentice Hall, Inc., 1968.
- [48] A. Cardama, L. Jofre y otros, *Antenas*, 2a. Edición, Alfaomega-Edicions UPC, Barcelona, 2004.
- [49] V. Trainotti, W. G. Fano y L. A. Dorado, *Ingeniería Electromagnética*, Nueva Librería, Buenos Aires, 2005.
- [50] W. H. Hayt, *Engineering Electromagnetics*, 5a. Edición, McGraw-Hill, p.386-397, New York, 1989.
- [51] M. Brook, and N. Kitagawa, "Radiation from *Lightning discharges in the frequency range 400 to 1000 Mc/s*," *Journal of Geophysical Research* 69, 1964.
- [52] D.M. Le Vine, and R. Meneghini, "*Simulation of radiation from lightning return strokes: The effects of tortuosity*," *Radio Sci.* 13: 801-9, 1978.
- [53] D.M. Le Vine, and M. Kao, "*The effects of current risetime on radiation from tortuous Lightning channels*," In proc. 8th Int. Conf. on Atmospheric Electricity, Upsala, Sweden, 1988.
- [54] V. Cooray, and R.E. Orville, "*The Effects of Variation of Current Amplitude, Current Risetime, and Return Stroke Velocity Along the Return Stroke Channel on the Electromagnetic Fields Generated by Return Strokes*," *Journal of Geophysical Research* 95 (D11), 1990.
- [55] V. Cooray, and H. Pérez, "*HF radiation at 3 MHz associated with positive and negative return strokes*," *Journal of Geophysical Research* 99 (D5), 1994.
- [56] V. Cooray, and M. Fernando, "*Effects of branches, charge irregularities and tortuosity of the stepped leader channel on the current, electromagnetic fields and HF radiation of return strokes*," 29th International Conference on Lightning Protection, Uppsala, Sweden, 2008.
- [57] COST P18: "*The Physics of Lightning Flash and Its Effects*," disponible en: <http://www.costp18-lightning.org/>
- [58] E. Kuffel, W. Zaengl, *High-Voltage Engineering Fundamentals*, Butterworth, 2000.
- [59] T. Gallagher, A. Pearmain, "High voltage - Measurement, testing and design," John Wiley & Sons. 1973.
- [60] M. kHalifa, *High-Voltage Engineering Theory and Practice*, Marcel Dekker, 1990.
- [61] K. Ogata, *Dinámica de Sistemas*, Prentice Hall Hispanoamericana, México, 1987.
- [62] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, 4 Ed., Pearson Prentice Hall, 2003.

-
- [63] L. Grcev, F. Dawalibi, "An electromagnetic model for transients in grounding systems," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5. No. 4. pp. 1773-1781, November, 1990.
- [64] ScopeMeter Fluke 199C Manual (Oscilloscope + Spectrum Analyzer). Available: [http:// assets.fluke.com/manuals/190_104_umeng0000.pdf](http://assets.fluke.com/manuals/190_104_umeng0000.pdf)
- [65] Spectrum Analyzer RIGOL DSA 1030 Manual online. Available: <http://www.rigolna.com/products/spectrum-analyzers/dsa1000/>
- [66] PC DSO 2100 Manual (Oscilloscope + Spectrum Analyzer). Available: <http://www.tequipment.net/pdf/LinkInstruments/DSO2102M.pdf>
- [67] L. Kendall, "Introducción al estudio de los circuitos, la electrónica y el análisis de señales", Ed. Reverté S.A., 1966.
- [68] K. Ogata, System Dynamics, 4th edition, Prentice Hall, 2004.
- [69] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1479-1484, 1947.
- [70] G.S. Smith, "Loop Antennas," Chapter 5 in J. L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, pp. 5-1 ♦ 5 -25, McGraw-Hill, 2007.
- [71] E.A. Rodriguez, "La Recepción de la Onda Larga," Digigrup EA3, Creative Commons, Catalunya, 2005.
- [72] F.E. Terman, Electronic and Radio Engineering, 4th Ed. McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1955.
- [73] J.J. Carr, "Small Loop Antennas," Technote No. 8. Joe Carr's Radio Tech-Notes. Universal Radio Research, Ohio, 2001.
- [74] Manual HP8712C, Disponible en: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/08712-90056.pdf>
- [75] Manual HP8647A, Disponible en: http://www.teknetelectronics.com/DataSheet/HP_AGILENT/HP__8647A_8648A_D.pdf
- [76] Antena Fulgore FU0622, Datos técnicos disponibles en: <http://ferreteriacuauhtemoc.com/productoferreteria/material-electrico/antenas/antena-motorizada-giratoria-fulgore-fu0622.html>
- [77] V.V. Nikolski, Electrodinámica y propagación de ondas de radio, Editorial MIR, Moscú, 1976.
- [78] W. Tomasi, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, pp. 389-394, 4ª Edición, Person Educación, México, 2003.
- [79] F.E. Terman, Radio Engineering, 2nd Ed. McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1937.
- [80] C.A. Balanis, Antenna Theory Analysis And Design, 3rd Ed. John wiley & sons, inc., publication, New Jersey, 2005.
- [81] E. P. Krider, R. C. Noggle, "Broadband Antenna Systems for Lightning Magnetic Fields," Journal of Applied Meteorology, p. 252, march, 1975.
- [82] G. A. Ruiz, Electrónica Básica para Ingenieros, Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2009.
- [83] Fuente AC/DC dual de voltajes ± 12 VDC , esquema del circuito disponible en: <http://www.electronics-lab.com/blog/?tag=7812>
- [84] Transistor 2N3906, Datasheet disponible en: <http://www.DatasheetCatalog.com>
- [85] Transistor BC547A, Datasheet disponible en: <http://www.DatasheetCatalog.com>
- [86] Razor Compuscope 14X2, Especificaciones Técnicas disponibles en: [http:// www.gage-applied.com/digitizers/14-bit/pci/compuscope-razor-14x2.htm](http://www.gage-applied.com/digitizers/14-bit/pci/compuscope-razor-14x2.htm)

- [87] C. Sidney, J. H. McClellan y otros, Ejercicios de Tratamiento de la señal utilizando MATLAB – Un enfoque práctico, 2a. Edición, Prentice Hall, Madrid, 1998.
- [88] A. Albiol, V. Naranjo, J. Prades, Tratamiento digital de la señal – Teoría y Aplicaciones, 1a. Edición, Editorial Limusa, México, 2009.
- [89] S. K. Mitra, Procesamiento de Señales Digitales – Un enfoque basado en Computadora, 3ra. Edición, McGraw-Hill Interamericana, México, D.F., 2007.
- [90] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer, J. R. Buck, Tratamiento de Señales en Tiempo Discreto, 2da. Edición, Prentice Hall Iberia, Madrid, 2000.
- [91] H. P. Hsu, Análisis de Fourier, Pearson Educación, Mexico, 1998.
- [92] J. B. Mariño, F. Vallverdú y otros, Tratamiento Digital de la Señal – Una introducción experimental, 2da Edición, Alfaomega, Ediciones UPC, Mexico, 1999.
- [93] F. Pedersen, Introduction to Joint Time Frequency Analysis, Departamento de Tecnología y Comunicación, Universidad de Aalborg, Dinamarca, 1999.
- [94] S.A. Mallat, A wavelet tour of signal processing, 2da Edición, Academic Press, USA, 1999.
- [95] L. Xing-Gong, T.J. Ulrych, “*Multiscale trace decomposition and attribute analysis using the Morlet wavelet transform.*” Report UBC, Canadá, 2000.
- [96] LTFAT, Large Time-Frequency Analysis Toolbox v.1.4 para MATLAB, Copyright (C) 2005-2012 Peter L. Soendergaard, Disponible en: <http://lftat.sourceforge.net>.
- [97] M.A. Uman and D.K. McLain, “Lightning return stroke current from magnetic and radiation field measurements,” Journal of Geophysical Research, Vol. 75(27), 5, p. 143-147, 1970.
- [98] V.A. Rakov and A.A. Dulzon, “Calculated electromagnetic fields of lightning return stroke,” Tekh. Elektrodinam, 1, p. 87-89, 1987.
- [99] C.A. Nucci, C. Mazzetti, F. Rachidi and M. Ianoz, “On lightning return stroke models for LEMP calculations,” paper presented at 19th International Conference on Lightning Protection, Graz, Austria, 1988.
- [100] G. Diendorfer and M.A. Uman, “An improved return stroke model with specified channel-base current,” Journal of Geophysical Research, Vol. 95(D9), 13, p. 613-621, 644, 1990.
- [101] F. Rachidi, C. A. Nucci, M. Ianoz and C. Mazzetti, “Influence of a lossy ground on lightning-induced voltages on overhead lines,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol 38, No. 3, p. 250-264, August 1996.
- [102] F. Delfino, R. Procopio and M. Rossi, “Lightning return stroke current radiation in presence of a conducting ground: 1. Theory and numerical evaluation of the electromagnetic fields,” Journal of Geophysical Research, Vol. 113, D05110, doi:10.1029/2007JD008553, 2008.
- [103] F. Delfino, R. Procopio, M. Rossi, F. Rachidi and C. A. Nucci, “Lightning return stroke current radiation in presence of a conducting ground: 2. Validity assessment of simplified approaches,” Journal of Geophysical Research, Vol. 113, D05111, doi:10.1029/2007JD008567, 2008.
- [104] M. Takagi, “*VHF Radiation from ground discharges,*” In Planetary Electrodynamics, eds. S.C. Coroniti and J. Hughes, pp 535-8, Gordon and Breach, New York, 1969.
- [105] P.L. Rustan, M.A. Uman, et al, “*Lightning source locations from VHF radiation data for a flash at Kennedy Space Center,*” Journal of Geophysical Research 85: 4893-903, 1980.
- [106] Stanford VLF Group, Global Lightning Geo-Location-Waveform Bank, Available in: <http://vlf.stanford.edu/research/global-lightning-geo-location>.

- [107] V.A. Rakov, M.A. Uman, et al., "Bursts of pulses in lightning electromagnetic radiation; observations and implications for lightning test standards," IEEE Transactions Electromagnetic Compatibility 38: 156-64, 1.996.
- [108] F. Gonzalez, Curso Práctico de Radio AM/FM-Radio AM, Volumen 1, Editorial Cedit S.A., Bogotá, Colombia, 1994.
- [109] F. Gonzalez, Curso Práctico de Radio AM/FM-Radio FM, Volumen 2, Editorial Cedit S.A., Bogotá, Colombia, 1994.
- [110] A. Gurevich and K. Zybin, "*Runaway Breakdown and the Mysteries of Lightning*," Physics Today, 37-43, 2003.
- [111] L.F. Diaz, C. Younes and E.A. Cano, "*Study of correlation between the earth's magnetic field and the keraunic level using a device for spectral characterization of LEMP designed with technology SDR*," presented at LAW3M-2010, Manizales, Colombia, Jul. 26-30, 2010.

ANEXOS

Anexo A – Caracterización física del rayo.

Anexo B - Cálculo de la respuesta al impulso del equipo frontal.

Anexo C – Cálculos de campo radiado para antenas Dipolo

Anexo D – Fotos Sistema LEMPSA

Anexo E – Parametrización Antenas LEMPSA.

Anexo F - Receptores Sub-módulo Recepción RF Sistema LEMPSA

Anexo G – Datos Tarjeta ADC

Anexo H – Muestras de Análisis Espectral

Anexo I – Proyectos y Producción Académica relacionada

Anexo A – Caracterización física del rayo.

A.1. Fenomenología y Parámetros¹²

A.1.1. Comportamiento de las descargas atmosféricas

... El origen de la electrificación de una tormenta ha sido durante mucho tiempo un problema sin resolver en la física atmosférica. A pesar de una serie de experimentos de laboratorio simuladas, junto con la gran cantidad de datos de campo recogidos a lo largo de las últimas décadas, nuestro conocimiento de cómo estas masas de nubes convectivas consiguen recargarse sigue siendo escasa a nivel de la microfísica... (Jayaratne R. -2008).

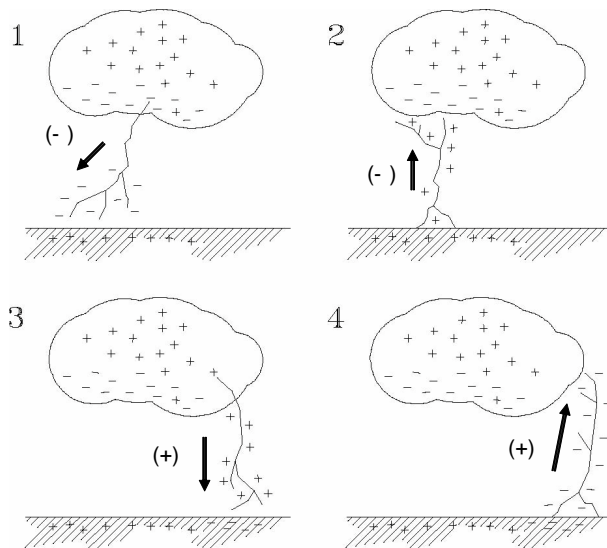


Fig. A.1: Tipos de rayo entre nube y tierra

Vernon Cooray (2008) afirma que aunque durante los últimos sesenta años ha avanzado enormemente nuestro conocimiento referente al mecanismo de los rayos. Son muchas las piezas del rompecabezas que permanecen inciertas y muchas de las teorías que pretenden explicar este mecanismo son principalmente de carácter cualitativo. La razón de este lento avance es la imposibilidad de estudiar los rayos en condiciones controladas de laboratorio.

Que sabemos? Sabemos que el rayo es una descarga transitoria de elevada intensidad; que la mitad de los rayos ocurren en el interior de la nube, y la otra mitad entre nube y tierra, que un

rayo puede ser visto como una fuente de corriente que puede tener polaridad positiva, negativa o ambas en una misma descarga (lo que se conoce como onda bipolar).

¹² Nota: Con las adaptaciones respectivas, una parte importante de los datos que se exponen en el presente anexo son tomados de una excelente monografía descriptiva del rayo presentada por González F. (2001).

En general, se han identificado cuatro tipos de rayo entre nube y tierra. Las descargas negativas forman el 90 % de las descargas que caen a tierra a lo largo de todo el planeta (categoría 1); menos del 10 % de las descargas son positivas (categoría 3). También existen descargas iniciadas desde tierra hasta la nube (categorías 2 y 4), sin embargo, estas descargas son relativamente raras y ocurren normalmente en zonas de gran altitud, desde los picos de las montañas o desde altas estructuras construidas por el hombre (Baba Y. & Rakov V.-2009). Un aspecto adicional que se debe de tener en cuenta es la distorsión que la presencia de objetos altos puede provocar en los parámetros de un rayo respecto al que se originaría en terreno plano. En la Figura A.1 se pueden ver las diferencias entre las cuatro categorías comentadas.

Los rayos procedentes de una nube tienden a impactar en tierra dentro de un área circular de aproximadamente 10 km de diámetro, dentro de este área el impacto es casi aleatorio. Existe una probabilidad alrededor de un 20 % de que una segunda descarga caiga a 2, 3, o 4 km de la primera, y existe una probabilidad más pequeña de que una descarga caiga a unos 8 km o más de la primera. El valor medio de la distancia entre sucesivos puntos de impacto se encuentra en unos 3.5 km. El comportamiento de las descargas atmosféricas tiene un marcado carácter aleatorio, por lo que generalmente es necesario un elevado número de medidas para determinar con precisión su distribución.

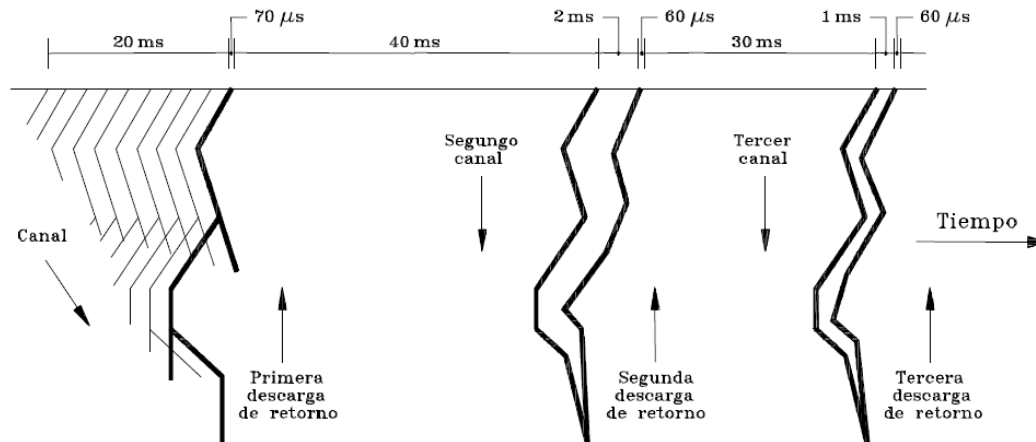


Fig. A.2: Fases de un Rayo.

La Figura A.2 describe el proceso completo de un rayo. En una primera fase el canal se propaga desde la nube hasta tierra en una serie de pasos discretos. El canal se ha iniciado en el interior de la nube a partir de un proceso preliminar de ruptura dieléctrica, aunque no existe en la actualidad un acuerdo sobre la forma exacta y localización de este proceso. El canal se propaga a una velocidad media de aproximadamente $2 \cdot 10^5$ m/s. La corriente media del canal se encuentra entre 100 y 1000 A. Mientras la punta del canal se acerca a tierra, el campo eléctrico en objetos puntiagudos de tierra o en irregularidades de la superficie aumenta hasta que ocurre la ruptura dieléctrica del aire. En ese momento se inician descargas desde esos puntos hasta que contactan con el canal. Una vez el canal ha contactado con tierra, comienza a descargarse por medio de una onda ionizante que se propaga hacia la nube a lo largo del canal previamente ionizado. Este proceso se conoce como primera descarga de retorno (Return Stroke). La velocidad de la corriente de retorno del rayo típicamente toma valores de 1/3 a 1/2 de la velocidad de la luz en el vacío, y

decrece con la altura. El tiempo total transcurrido en la propagación de tierra a la nube es del orden de $70 \mu\text{s}$. La primera descarga de retorno produce un pico de corriente del orden de 30 kA.

Cuando la descarga de retorno cesa, el proceso que envuelve al rayo, incluyendo varios procesos de descarga en el interior de la nube, podría finalizar. En este caso, este proceso es llamado rayo de un único impacto. Por otro lado, si la nube dispone todavía de carga adicional, otro canal continuo puede propagarse hacia abajo a lo largo del primer canal residual e iniciar otra descarga de retorno. Algunos de estos segundos canales actúan como los primeros porque no siguen el canal de retorno previo. Los segundos canales y las subsiguientes descargas de retorno normalmente no están ramificados. La Figura A.2 puede aclarar este concepto.

Los rayos de polaridad positiva (ver Fig. A.1, categoría 3) tienen un considerable interés práctico porque tanto la corriente de pico como la carga total transferida pueden ser mucho más grandes que las de la mayoría de los rayos con polaridad negativa más comunes. La información registrada (archivada) sobre elevados picos de corriente, en el rango de 200 a 300 kA, proviene de rayos positivos.

Los rayos positivos contienen normalmente una única descarga de retorno seguida de un periodo de corriente continua. La mayoría de rayos positivos a tierra ocurren durante las tormentas de invierno, aunque estas tormentas producen pocos rayos en general, y es relativamente raro que ocurran en tormentas de tiempo seco, no más de un 15 % de los rayos, aunque tormentas con carga predominantemente negativa acaban a menudo con descargas positivas. El porcentaje de descargas positivas en tormentas de tiempo seco aparentemente incrementa con un incremento de la latitud geográfica y con un incremento de la altura del terreno, es decir, cuanto más cerca está la carga de la nube de la tierra mayor probabilidad de que ocurran descargas positivas, aunque en la actualidad no se tiene suficientemente conocimiento sobre descargas positivas como para decir que esto es siempre una condición necesaria.

A.1.2. Forma de onda de la corriente de un Rayo

Desafortunadamente, todas las descargas de un rayo, o descargas en diferentes rayos, no tienen igual severidad. Sus amplitudes y formas de onda varían estadísticamente. La forma de onda de la corriente de retorno depende fuertemente de la polaridad del rayo. En rayos de polaridad negativa, la segunda descarga tiene una forma de onda diferente de la primera, presentando generalmente un frente más rápido y una duración menor. Los impulsos positivos tienen un frente de onda más lento y una duración más prolongada que los negativos.

Se han realizado numerosas medidas experimentales sobre la corriente en la base del canal de una descarga. La Figura A.3 muestra la forma de onda de la corriente de retorno definida por Anderson y Eriksson. En esta figura, T10 es el intervalo de tiempo entre el 10% y el 90% de la corriente de pico del rayo, y T30 es el intervalo de tiempo entre el

30% y el 90% de la corriente de pico. Los valores de corriente se encuentran normalizados.

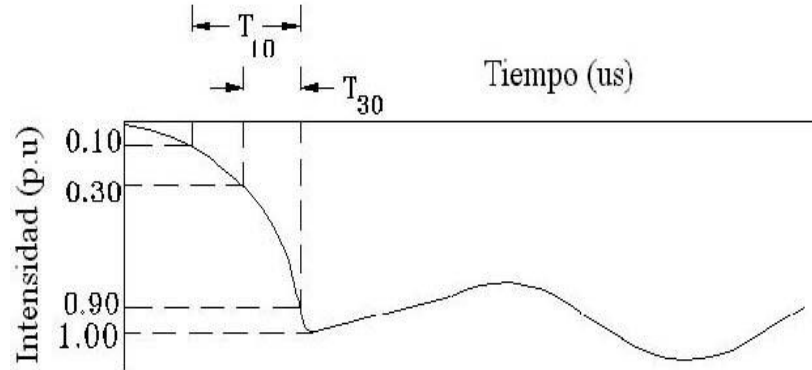


Fig. A.3: Típica forma de la onda de corriente de retorno del rayo.

De manera simplificada se puede utilizar una onda con forma en doble rampa para la corriente del rayo, ver Figura A.4. En este caso, la expresión que sigue la corriente de retorno es la siguiente:

$$i(t) = \alpha_1 t u(t) - \alpha_2 (t - t_f) u(t - t_f) = i_1(t) + i_2(t) \quad (\text{A.1})$$

Donde:

$$\alpha_1 = \frac{I}{t_f}, \quad \alpha_2 = \frac{2t_h - t_f}{2t_f(t_h - t_f)} I$$

- $u(t)$, $u(t-t_f)$ - función escalón unidad
- I - Intensidad de pico de la onda de la corriente del rayo, en A
- t_f - Tiempo de frente de la onda de la corriente del rayo, en s
- t_h - Tiempo al valor medio de la intensidad de pico del rayo, en s

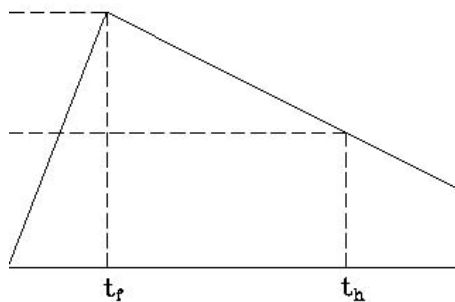


Fig. A.4: Onda de rayo en doble rampa.

En este anexo se ha asumido que el primer pico de la forma de onda presentada en la Figura A.3 coincide con el pico de la onda de corriente idealizada con forma en doble rampa, ver Figura A.4. El tiempo de frente equivalente t_f se obtiene a partir de T_{30} , y el tiempo $t_f = T_{30}/0.6$.

De aquí en adelante se asumirá una forma de onda positiva para la corriente de retorno del rayo; sin embargo, para los cálculos que sean necesarios realizar, da igual si esta forma

de onda es positiva o negativa. Además, se debe considerar que la forma de onda permanece constante durante todo el proceso de descarga, es decir los valores de sus parámetros característicos (corriente de pico, tiempo de frente y tiempo al valor medio de la corriente de pico) permanecerán constantes.

En los próximos ítems se estudiarán las funciones de probabilidad que siguen los parámetros más importantes de un rayo: corriente de pico, y tiempo de frente. Para efectos de cálculo se asumirá un valor constante para el tiempo asociado al valor medio de la corriente de pico.

A.1.3. Funciones de probabilidad para la corriente máxima de un Rayo

Función densidad de probabilidad

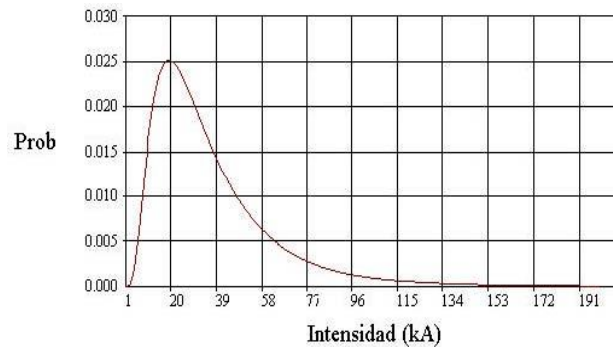


Fig. A.5: Función densidad de probabilidad para I

La función densidad de probabilidad de las amplitudes de la corriente de pico de un rayo, $p(I)$, se calcula a partir de la expresión:

$$p(I) = \frac{1}{\sigma_{\ln I} I \sqrt{2\pi}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{\ln I - \ln \bar{I}}{\sigma_{\ln I}} \right]^2 \right\} \quad (\text{A.2})$$

Donde I y $\sigma_{\ln I}$ son el valor medio y la desviación estándar del logaritmo de la corriente de retorno del rayo. Estos valores están referidos a la primera descarga del rayo, que normalmente es la que presenta un valor de pico más elevado. Generalmente se asumen los siguientes valores:

- $\sigma_{\ln I} = 0.65$, $\bar{I} = 29.96$ kA, para descargas con polaridad negativa.
- $\sigma_{\ln I} = 1.23$, $\bar{I} = 35.16$ kA, para descargas con polaridad positiva.

La Figura A.5 muestra gráficamente esta función calculada para descargas con polaridad negativa. Se debe tener en cuenta que el área encerrada por esta curva debe ser la unidad.

Función de Distribución Acumulada (FDA)

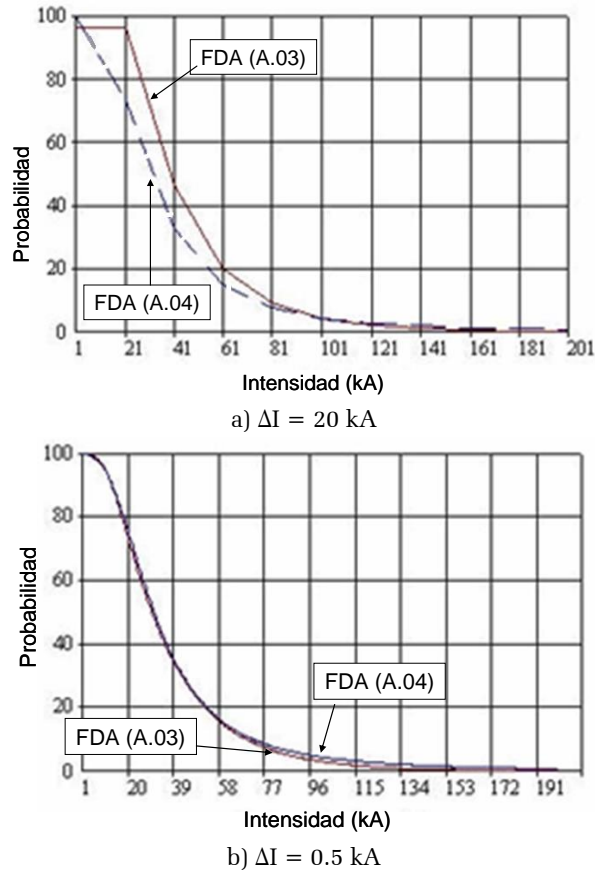


Fig. A.6: Función de Distribución Acumulada.

La función de distribución acumulada permite calcular la probabilidad de que la corriente de pico de un rayo, I , sea igual o más grande que un valor determinado, i_0 .

Esta función se puede calcular:

a) A partir de la función densidad de probabilidad, $p(I)$, tal como se muestra a continuación:

$$P(I \geq i_0) = P(i_0) \cdot \Delta I + P(i_0 + \Delta I) \cdot \Delta I + \dots + p(200 \text{ kA}) \cdot \Delta I \tag{A.3}$$

Para que la expresión (A.3) sea precisa, el incremento de intensidad, ΔI , debe ser pequeño.

b) mediante la siguiente aproximación:

$$P(I \geq i_0) = \frac{1}{1 + \left(\frac{i_0}{31}\right)^{2.6}} \quad (\text{A.4})$$

La Figura A.6 compara gráficamente la función de distribución acumulada calculada a partir de $p(I)$ según la expresión (A.3) y calculada directamente mediante la expresión (A.4). En la Figura A.6.a) se ha utilizado un $\Delta I = 20$ kA, mientras que en la Figura A.6.b) se ha utilizado un $\Delta I = 0.5$ kA. Se puede observar que si se utiliza un ΔI grande, la diferencia puede ser considerable, sobre todo con valores de intensidad pequeños.

A.1.4. Función de probabilidad para el t_f de I_R .

Función densidad de probabilidad

De forma similar a la corriente de pico, la densidad de probabilidad del tiempo del frente de onda (t_f) de I_R (corriente de un rayo), $p(t_f)$, se puede obtener a partir de la siguiente expresión, ver Figura A.7.

$$p(I) = \frac{1}{\sigma_{\ln t_f} t_f \sqrt{2\pi}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{\ln t_f - \ln \bar{t}_f}{\sigma_{\ln t_f}} \right]^2 \right\} \quad (\text{A.5})$$

Donde t_f y $\sigma_{\ln t_f}$ son el valor medio y la desviación estándar del logaritmo del tiempo de frente de onda. Generalmente se asumen los siguientes valores: $\sigma_{\ln t_f} = 0.55$, $t_f = 3.83 \mu\text{s}$.

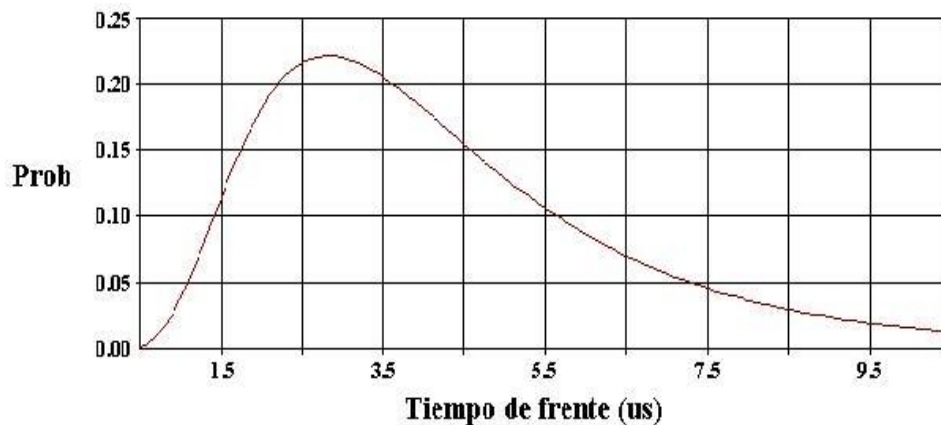


Fig. A.7: Función densidad de probabilidad para t_f .

A.1.5. Función de probabilidad conjunta para la I_R y el t_f

Función densidad de probabilidad

La función densidad de probabilidad conjunta $p(I_R, t_f)$, para una combinación de la corriente de pico de un rayo, I_R , y del tiempo del frente de onda t_f , viene expresada por (A.6).

$$p(I, t_f) = \frac{1}{(2\pi)(I.t_f)(\sigma_{\ln I} \cdot \sigma_{\ln t_f})\sqrt{1-\rho^2}} \cdot \exp \left[\left\{ \frac{-0.5}{(1-\rho^2)} \left(\frac{\ln I - \ln \bar{I}}{\sigma_{\ln I}} \right)^2 - 2\rho \left(\frac{\ln I - \ln \bar{I}}{\sigma_{\ln I}} \right) \left(\frac{\ln t_f - \ln \bar{t}_f}{\sigma_{\ln t_f}} \right) + \left(\frac{\ln t_f - \ln \bar{t}_f}{\sigma_{\ln t_f}} \right)^2 \right\} \right] \quad (\text{A.6})$$

Donde ρ es el coeficiente de correlación. Si la intensidad y el tiempo de frente están distribuidos independientemente, $\rho = 0$, la densidad de probabilidad conjunta queda de la siguiente forma:

$$p(I_R, t_f) = p(I_R) \cdot p(t_f) \quad (\text{A.7})$$

La función densidad de probabilidad conjunta se puede calcular de dos maneras diferentes dependiendo de los valores que se hayan escogido para los parámetros estadísticos que definen a la intensidad de la descarga:

a) Dos tipos de parámetros estadísticos para la intensidad, ver Figura A.8

Para valores de intensidad menores o iguales que 20 kA:

- $\sigma_{\ln I} = 1.33$, $\bar{I} = 61.1$ kA; $\sigma_{\ln t_f} = 0.55$, $\bar{t}_f = 3.83$ μs

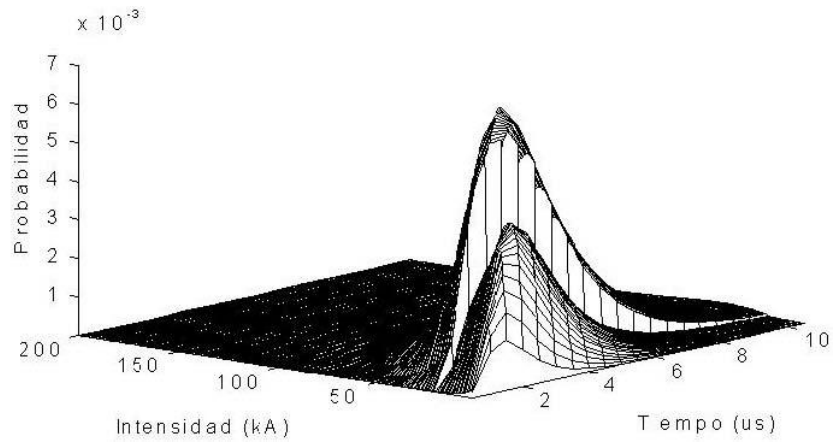
Y para valores más grandes que 20 kA:

- $\sigma_{\ln I} = 0.60$, $\bar{I} = 33.3$ kA; $\sigma_{\ln t_f} = 0.55$, $\bar{t}_f = 3.83$ μs
Coeficiente de correlación de $\rho = 0.47$.

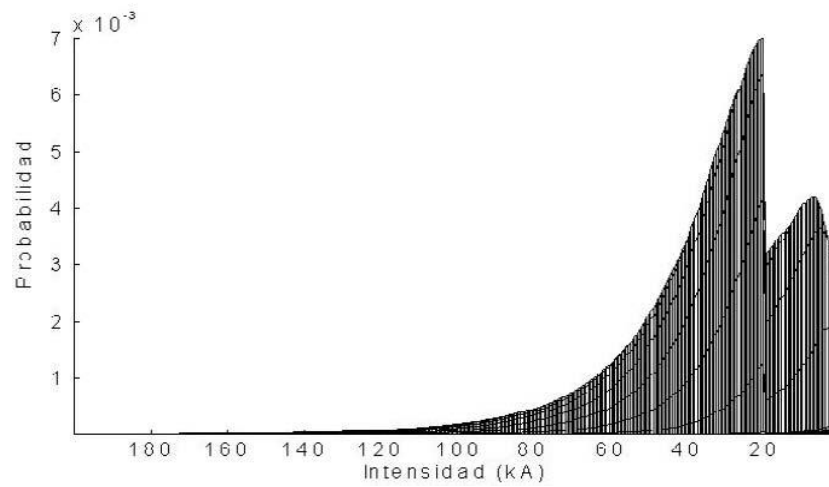
b) Un solo tipo de parámetros estadísticos para la intensidad, ver Figura A.9

Para cualquier valor de intensidad:

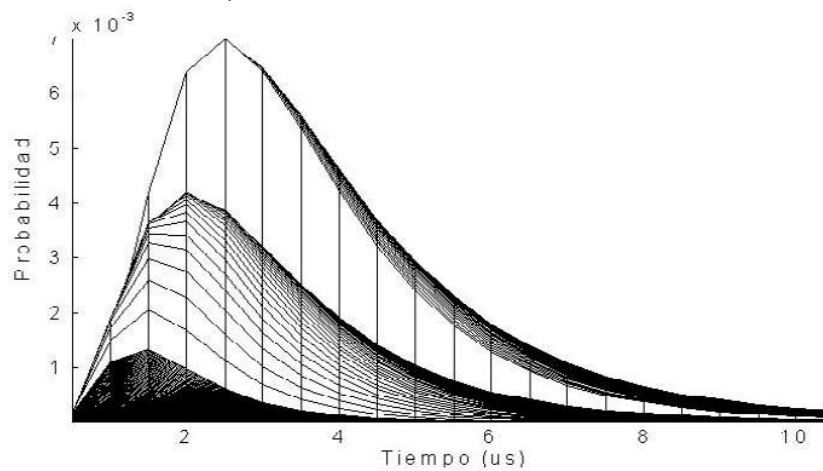
- $\sigma_{\ln I} = 0.65$, $\bar{I} = 29.96$ kA, $\sigma_{\ln t_f} = 0.55$, $\bar{t}_f = 3.83$ μs
Coeficiente de correlación de $\rho = 0.47$.



a) Gráfica 3D-Probabilidad Vs. Intensidad Vs. Tiempo

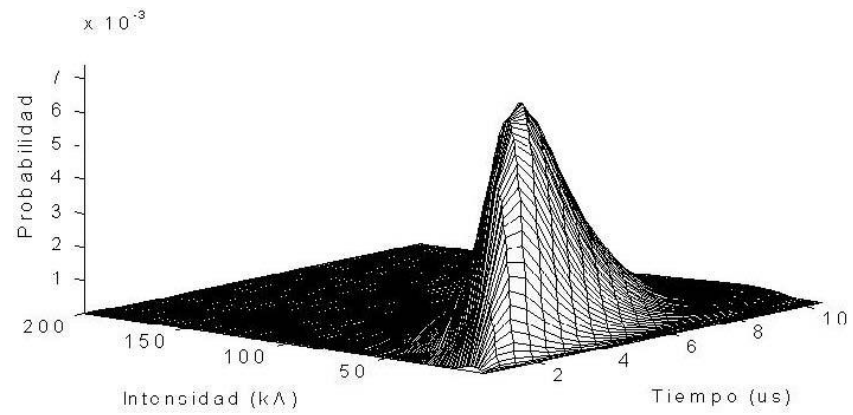


b) Gráfica 2D-Probabilidad Vs. Intensidad

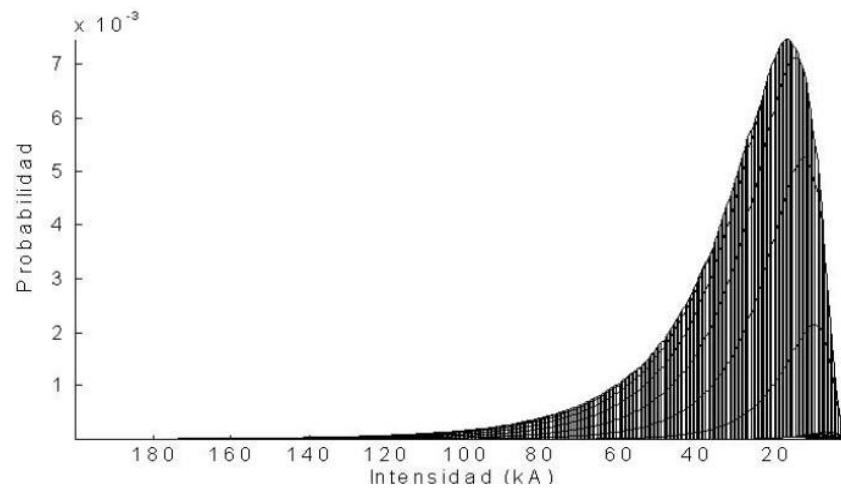


c) Gráfica 2D-Probabilidad Vs. Tiempo

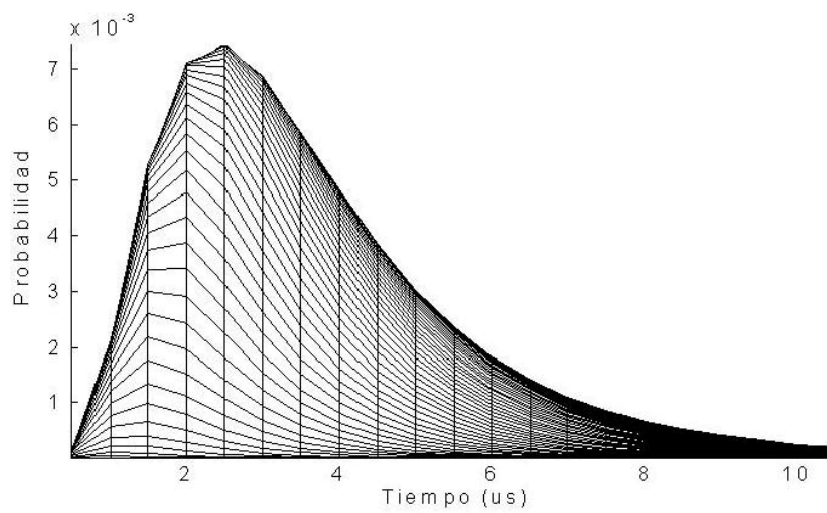
Fig. A.8: Función densidad de probabilidad conjunta para I y para t_r .
(Dos tipos de parámetros estadísticos para I).



a) Gráfica 3D-Probabilidad Vs. Intensidad Vs. Tiempo



b) Gráfica 2D-Probabilidad Vs. Intensidad



c) Gráfica 2D-Probabilidad Vs. Tiempo

Fig. A.9: Función densidad de probabilidad conjunta para I y para t_r .
(Un tipo de parámetros estadísticos para I)

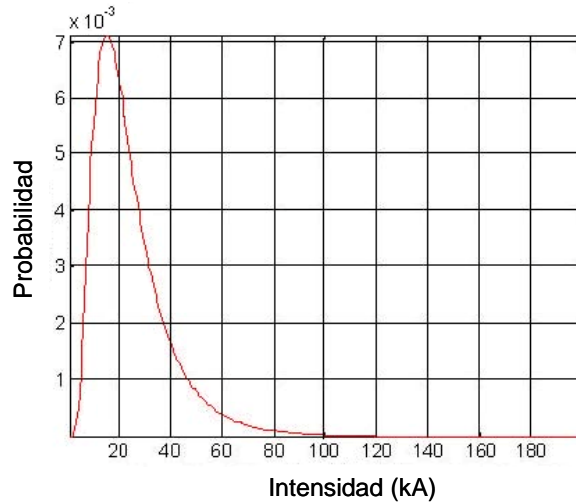


Fig. A.10: Función densidad de probabilidad conjunta para I con $t_f = 2 \mu s$.

La Figura A.10 muestra gráficamente la función densidad de probabilidad, calculada según la expresión (A.6) con un solo tipo de parámetros estadísticos para la intensidad, para un tiempo de frente de $2 \mu s$. La forma de esta curva es similar a la obtenida con la expresión (A.2), función densidad de probabilidad para I , sin embargo, ahora el área encerrada por esta curva no puede ser la unidad, de ahí que los valores de la probabilidad sean diferentes, porque en realidad este gráfico no es más que un corte, para $t_f = 2 \mu s$, del gráfico presentado en la Figura A.9. El área encerrada por la curva tridimensional SI que debe ser la unidad.

A.1.6. Datos representativos de un Rayo

Los datos más representativos de un rayo pueden ser resumidos de la siguiente forma:

- Corriente de pico: 1 a 400 kA, 30 kA es el más representativo
- Tiempo de subida: 1 a $30 \mu s$, $2 \mu s$ es el más representativo
- Tiempo a valor medio: 10 a $250 \mu s$, siendo $50 \mu s$ el valor más representativo
- Descargas por rayo: 1 a 26, valor medio 4.

A.1.7. Densidad de descargas a tierra - DDT

La densidad de descargas a tierra, DDT, es otro parámetro importante en el cálculo de contorneamientos y a diferencia del nivel Cerámico este parámetro permite determinar la intensidad de las tormentas en una cierta región. Hay dos formas de determinar la DDT: una es por medio de instrumentos que registran rayos como los contadores de rayos o LLS (Lightning Location Systems); la otra, por medio de ecuaciones desarrolladas por investigadores, en las que la DDT es función del nivel cerámico - NC, haciendo referencia al número de días de tormenta al año, T_d , o al número de horas de tormenta al año, T_h , que se registran en un punto determinado. Las ecuaciones más utilizadas fueron desarrolladas por Anderson y Eriksson, sin embargo, estudios desarrollados por el PAAS-

UN [Torres H. (2001) y Younes C. (2010)], han mostrado que dichas ecuaciones no son aplicables para el caso colombiano, por lo que se desarrollaron unas nuevas ecuaciones.

Aunque el valor de DDT se puede aproximar a partir del nivel cerámico mediante cualquiera de las siguientes expresiones:

- $DDT = 0.04.T_d^{1.25}$ (A.8)
- $DDT = 0.054.T_h^{1.1}$ (A.9)

En general esta aproximación no es suficientemente precisa, no existiendo una buena correlación entre la densidad de descargas a tierra y el nivel cerámico. Lo más fiable es utilizar las estadísticas sobre localización y mediciones directas de las descargas. Las redes de localización de rayos proporcionan la fecha, hora, magnitud, polaridad y número de descargas de cada rayo. Puesto que esta metodología es relativamente reciente y la densidad de descargas a tierra puede variar considerablemente de un año para otro, los datos actuales no son fiables. Para estimar el comportamiento de una región se debe tener en cuenta que la densidad de descargas a tierra varía aproximadamente entre 0 y 20, y que debido a la variación que puede haber entre dos años consecutivos, los mapas de descargas se deben elaborar tomando el promedio de al menos 5 años consecutivos.

Considerando lo anterior, Younes C. (2010) y Duarte O. (2010) proponen utilizar las siguientes ecuaciones para el caso Colombiano:

- $DDT = 4.6 \times 10^{-5} * (NC)^{2.2}$ (A.10)

- $DDT = 5 \times 10^{-5} * (LAT)^{0.6} * (NC)^2$ (A.11)

Los primeros estudios sobre DDT en Colombia fueron llevados a cabo por el ya mencionado grupo de investigación PAAS-UN mediante el uso de un sensor de tormentas TSS-420 (Tecnología Direction Finding) instalado en predios de la Universidad Nacional de Colombia en Bogotá. Dichos estudios mostraron una inesperada densidad de rayos a tierra, lo cual fue corroborado mediante una red de contadores de rayos instalada en la Sabana de Bogotá. Adicionalmente, se encontró que el parámetro de Densidad de Descargas a Tierra tenía una muy fuerte dependencia del área sobre la que se estuviera calculando.

Particularmente, para el caso colombiano fue posible detectar fuertes variaciones de los valores de DDT (entre 0 y 67 rayos/km² año) en puntos adyacentes o muy cercanos de la cuadrícula utilizada para su cálculo.

Es importante resaltar que los estudios realizados por el Grupo PAAS mostraron la importancia de efectuar una mejor caracterización del comportamiento del fenómeno del rayo en Colombia. Una forma de hacerlo era determinar las posibles relaciones existentes entre los parámetros del rayo con las diferentes variables del entorno físico que lo rodea, de tal forma que, con base en el conocimiento extenso del comportamiento de ciertas variables como las meteorológicas y geográficas, fuera posible inferir cómo podría ser el comportamiento de los parámetros del rayo en una misma región.

A.2. Velocidad de retorno del rayo

Las tensiones inducidas por rayos que caen a tierra en las cercanías de la línea pueden ser un grave problema en líneas con bajos niveles de aislamiento, encontrándose la magnitud de estas sobretensiones en función de la velocidad de retorno del rayo. Por tanto, la velocidad es otro parámetro significativo a ser incluido en el estudio. Sin embargo, los datos experimentales para la velocidad de retorno son escasos. Además, este parámetro puede tener una dependencia geográfica, y las características de los rayos disparados artificialmente pueden ser diferentes de los rayos naturales.

Varios autores han propuesto una relación entre la intensidad máxima y la velocidad de retorno de un rayo, como la que muestra la siguiente expresión:

$$V = \frac{C}{\sqrt{1 + \frac{W}{I}}} \quad (\text{A.12})$$

Donde V es la velocidad de retorno del rayo en m/s, C es la velocidad de la luz en el vacío en m/s, W es una constante, e I es la intensidad de pico de la descarga en kA. No existe consenso entre autores sobre los valores del parámetro W, por lo que se han propuesto valores muy diferentes. Por esta razón, en los estudios posteriores en los que la velocidad y la intensidad máxima de una descarga vengan relacionados mediante la expresión anterior, se emplearán valores del parámetro W entre 50 y 500.

Referencias Bibliograficas correspondientes al Anexo A.

González F., “*Descripción Física del Rayo*,” Cap.3 Tesis Doctoral: Evaluación estadística del comportamiento de líneas aéreas de distribución frente a sobretensiones de origen externo, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2001.

Jayarathne R., “*Thunderstorm electrification mechanisms*,” Chapter 2 of the book: The lightning flash, Cooray V., Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, pp. 17, 2008.

Cooray V., “*Mechanism of electrical discharges*,” Chapter 3 of the book: The lightning flash, Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, pp. 45, 2008.

Baba Y. y Rakov V., “Present Understanding of the Lightning Return Stroke,” Chapter 1 of the book: Lightning: Principles, Instruments and Applications, Betz H.E. et al (eds.), Springer, Munich, 2009.

Torres H., “*Variation of ground stroke density with latitude*”. In Proceedings of VI SIPDA, 2001.

Younes C. y Torres H., Caracterización de los Parámetros del rayo en Colombia, 1ª. Edición, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, 2010.

Younes C. y Duarte O.G., Metodologías para la correlación de parámetros del rayo con características geográficas y meteorológicas. Caso colombiano, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, 2010.

Anexo B - Cálculo de la respuesta al impulso del equipo frontal.

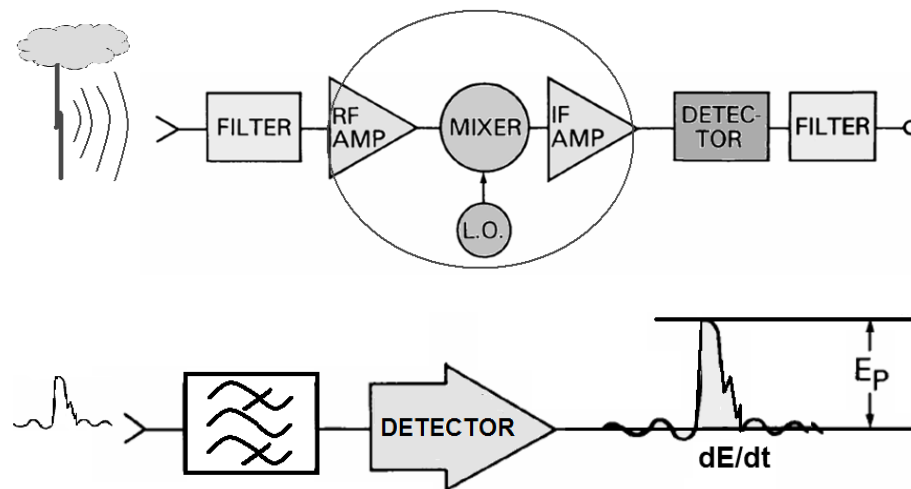


Fig. B.1: Ejemplo de un Radio usado para medir espectro radiación RF de un Rayo.

En este anexo se presenta una adaptación con notas propias del apéndice A del memorando técnico 87788 elaborado para la NASA por el científico Daniel M. Le Vine (marzo de 1986), con el objetivo de obtener una expresión para la respuesta al impulso de un sistema de recepción de RF típico, del tipo utilizado por el mismo D. Le Vine (1977) para medir el espectro de radiación emitido por los rayos (descargas atmosféricas), considerando que un sistema similar actuará como Equipo Frontal del receptor SDR propuesto en la presente Tesis. El sistema modelado por Le-Vine consta de una antena, la cual se asume de polarización vertical, conectada a un receptor estándar de radio AM, seguida de un filtro de detección posterior (Figura B1). Si asumimos entonces, que las antenas son de polarización vertical e isotrópicas diseñadas para el ancho de banda de las mediciones, se puede suponer que entregan un voltaje proporcional a la incidente (vertical) del campo eléctrico. A excepción de una fase que en última instancia se pierde

en el detector, la constante de proporcionalidad sería $(\sqrt{\pi G / A_e}) / K$ donde: G es la ganancia de la antena en el plano paralelo al suelo, $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = 2\pi / \lambda$, y A_e , el área de recepción efectiva de la antena (Kraus, 1966). El receptor AM es un dispositivo para la detección y amplificación de la envolvente de una senoide de amplitud modulada (portadora) a una frecuencia particular. Esto normalmente se hace mediante la conversión

de la señal de entrada a una frecuencia intermedia IF donde se realiza el procesamiento real. Sin embargo, la conversión de frecuencia se hace con fines de ingeniería para hacer la detección más eficiente, no siendo necesaria para modelar la salida del receptor. El dispositivo ideal es un detector de envolvente perfecto, en serie, con un filtro que representa el ancho de banda equivalente y la ganancia del sistema.

Para aquellos sistemas cuyo ancho de banda δ es pequeño comparado con la frecuencia nominal, f_0 , de la medición, estas operaciones se pueden escribir de forma explícita en términos de la transformada de Fourier de la radiación incidente. Para ello es conveniente escribir la componente vertical de la radiación incidente, $E(t)$, en la forma:

$$E(t) = R_e \int_0^{\infty} 2E(f)e^{-j2\pi ft} df \quad (B.1)$$

Donde R_e significa la "parte real" y donde $E(f)$ es la transformada de Fourier de $E(t)$. Esta integral se interpreta como la representación analítica compleja de $E(t)$ (por ejemplo, Born y Wolf, 1959). Utilizando esta notación, la señal $V(t)$ en la salida de la antena + el filtro y dentro del detector de envolvente es:

$$V(t) = R_e \int_0^{\infty} 2a(f)H(f)E(f)e^{-j2\pi ft} df \quad (B.2)$$

Donde,

- $H(f)$ es la Transformada de Fourier del filtro $h(t)$ y

- $a(f) = \left(\frac{A}{K}\right)\sqrt{\pi G/A_e}$, siendo $a(f)$ el efecto combinado de la antena y un amplificador con una ganancia "A".

Como matemáticamente el efecto del filtro de post-detección también puede ser incluido en $H(f)$, asumimos que el filtro equivalente $H(f)$ es un filtro pasabanda de rango angosto "δ" cuya frecuencia central sería f_0 , con una relación $\delta/f_0 \ll 1$, de tal forma que:

$$H(f) = \begin{cases} H(f-f_0) & |f-f_0| < \delta \\ 0 \text{ (cero)} & |f-f_0| > \delta \end{cases} \quad (B.3)$$

Bajo este supuesto y haciendo el cambio de variable $\xi = f - f_0$, matemáticamente podemos extender los límites de la integral a infinito (∞) considerando que el filtro equivalente $H(f)$ se asume igual a cero (0) fuera del rango pasabanda, de donde la Ecuación (B.2) se convierte en:

$$V(t) = R_e \left\{ e^{-j2\pi f_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} 2a(f_0 + \xi)E(f_0 + \xi)H(\xi)e^{-j2\pi \xi t} d\xi \right\} = |e(f_0, t)| \cos(2\pi f_0 t + \Phi) \quad (B.4)$$

Donde,

$$e(f_0, t) = \int_{-\infty}^{\infty} 2a(f_0 + \xi)E(f_0 + \xi)H(\xi)e^{-j2\pi\xi t} d\xi \quad (\text{B.5})$$

Asumiendo que $H(f)$ es distinto de cero sólo en una estrecha banda alrededor de f_0 (Ecuación B3). De la Ecuación (B.4) se desprende que $V(t)$ tiene la forma de una senoide de amplitud modulada con frecuencia f_0 , con lo cual $V(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi)$. Por otro lado, la salida del detector es la envolvente $|E(f_0, t)|$, de esta portadora. De esta manera la salida $e_o(t)$, se puede escribir como:

$$e_o(t) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} 2a(f_0 + \xi)E(f_0 + \xi)H(\xi)e^{-j2\pi\xi t} d\xi \right| \quad (\text{B.6})$$

Ahora, supongamos más estrecha la banda de frecuencias pasadas por el filtro, de tal forma que aproximamos $a(f_0 + \xi) \cong a(f_0)$, con lo cual $E(f_0 + \xi) \cong E(f_0)$, entonces:

$$e_o^2(t) = |E(f_0)|^2 h^2(t) \quad (\text{B.7})$$

Dónde $|E(f_0)|$ es la magnitud del espectro del campo eléctrico con frecuencia f_0 , y $h(t)$ es la respuesta al impulso del sistema, la cual está dada por:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} 2a(f_0)H(\xi)e^{-j2\pi\xi t} d\xi \quad (\text{B.8})$$

Ahora bien, recordando que $E^2 = E \cdot E^*$ (donde E^* - complejo conjugado de E), e integrando ambos lados de la Ecuación (B.7) y usando el teorema de Parseval para las transformadas de Fourier, obtenemos:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e_o^2(t) dt = |E(f_0)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = 4|E(f_0)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |a(f_0)H(\xi)|^2 d\xi \quad (\text{B.9})$$

Por último obtenemos el espectro mediante la ecuación:

$$|E(f_0)| = \frac{2}{2\sqrt{\Delta}} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} e_o^2(t) dt} \quad (\text{B.10})$$

Donde,

$$\Delta = |a(f_0)H(0)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H^2(\xi)}{H^2(0)} d\xi \equiv G^2 B_w \quad (\text{B.11})$$

Siendo la integral en la Ecuación (B.11) el “Ancho de banda (potencia del ancho de banda) del Sistema” denominada como B_w y $|a(f_0)H(0)| = G$ la Ganancia del Sistema. La Ecuación (B.10) plantea que el espectro de la señal de entrada puede ser obtenido integrando la salida y dividiendo por dos veces la ganancia de la raíz cuadrada del ancho de banda del sistema. Este resultado sólo se aplica a señales de entrada individuales, $E(t)$, cuyo ancho de banda sea mucho mayor que el ancho de banda del sistema (es decir, señales que aparecen como impulsos con relación a la escala de tiempo de la respuesta al impulso del sistema). Esta restricción es una consecuencia de factorizar $E(f_0)$ fuera de la

Ecuación (B.6). Si la entrada fuera una secuencia de pulsos determinada, y no un acontecimiento individual $E(f)$ en la Ecuación (B.6) sería una suma de la forma $\sum E_i(f)e^{j2\pi f t_i}$ donde $E_i(f)$ es el espectro de los pulsos individuales y t_i es el tiempo entre pulsos. En este caso, la separación entre los pulsos puede afectar a la estimación espectral (Le Vine, 1977; Dennis y Pierce, 1964).

Un caso especial ocurre cuando el sistema puede ser modelado como un filtro pasabanda ideal:

$$H(\zeta) = \begin{cases} H_0 & |\zeta| < Bw/2 \\ 0 & |\zeta| > Bw/2 \end{cases} \quad (B.12)$$

Entonces, de la Ecuación (B.6) obtenemos:

$$\begin{aligned} e_0(t) &= 2 \left| a(f_0)E(f_0)H_0 \int_{-Bw/2}^{Bw/2} e^{-j2\pi f t} df \right| = 2 |a(f_0)E(f_0)| H_0 B_w \sin c(\pi B_w t) \\ e_0(t) &\equiv e_p \sin c(\pi B_w t) \end{aligned} \quad (B.13)$$

Donde e_p es el valor Pico de la señal de salida del receptor en cuestión. Ahora, sacando las respectivas raíces cuadradas e integrando, obtenemos:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e_0^2(t) dt = e_p^2 \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2(\pi B_w t) dt = e_p^2 / B_w \quad (B.14)$$

Finalmente, reemplazando este resultado en la Ecuación (B.10), obtenemos:

$$|E(f_0)| = \frac{e_p}{2GB_w} \quad (B.15)$$

Donde $G = |a(f_0)H(0)|$ es la Ganancia del Sistema.

Nota: En la práctica el cálculo del espectro con base en las magnitudes pico del campo E, son válidas solamente ante una serie de idealizaciones como las expuestas aquí, en particular la Ecuación (B.15) sólo aplica si la señal recibida está conformada por una secuencia discreta de impulsos, separados entre sí por una duración temporal muy larga comparada con el tiempo de respuesta del sistema.

Otro caso especial ocurre cuando la entrada es un proceso aleatorio. Si el proceso consiste en una secuencia aleatoria de impulsos con amplitudes y/o tiempos de llegada aleatorios, entonces el análisis procede como el aquí expuesto, eso sí con las modificaciones indicadas en el texto y descritas en detalle por Le Vine (1977). Sin

embargo, si el proceso aleatorio es similar a un ruido (por ejemplo una señal continua y fluctuante), entonces el análisis debe ser modificado. En este caso, la definición adecuada del espectro $S(f)$, es la transformada de Fourier de la función de autocorrelación, $R(\tau) = \langle E(t)E^*(t + \tau) \rangle$ de la señal de entrada. Entonces, asumiendo que el Detector-RF, es un Detector ideal de función cuadrática media y que la entrada, $E(t)$, es un proceso estacionario, ergódico aleatorio y definiendo $|E(f)| = \sqrt{S(f)}$ nosotros obtenemos:

$$|E(f_0)| = \frac{2}{2\sqrt{\Delta}} \sqrt{\frac{1}{2T} \int_{-T}^T e_0^2(t) dt} \quad (\text{B.16})$$

Donde Δ está ya definida en la Ecuación (B.11). En el caso de un filtro pasabanda ideal (Ecuación B.12) tenemos que $\Delta = |a(f_0)H(0)|^2 B = G^2 B$. En este caso la Ecuación (B.16) muestra que $|E(f_0)|$ es proporcional a $\frac{1}{\sqrt{B_w}}$ y puede ser obtenida del valor cuadrático medio RMS dividido por la raíz cuadrada del ancho de banda y el doble de la ganancia del sistema. Este resultado se ha empleado para calcular los espectros de los rayos, en algunos casos (por ejemplo, Oh, 1969), sin embargo, como se indica en el texto, el rayo es intrínsecamente de carácter impulsivo y como resultado esta fórmula se debe utilizar con precaución.

Referencias y Bibliografía correspondientes al Anexo B.

Le Vine, D. M., “*Review of Measurements of the RF Spectrum of Radiation from Lightning*,” NASA Technical Memorandum 87788, march 1986.

Born, M., and E. Wolf, “*Principles of Optics*,” Pergamon Press, 1959.

Dennis, A. S., and E. T. Pierce, “*The Return Stroke of the Lightning Flash to Earth as a Source of VLF Atmospheric*,” Radio Science, 68D (No. 7), pp. 777-794, 1964.

Kraus, J. D., *Radio Astronomy*, McGraw-Hill Book Co., 1966.

Le Vine, D. M., “*The Effect of Pulse Interval Statistics on the Spectrum of Radiation from Lightning*,” J. Geophys. Res. 82 (12), pp. 1773-1777, 1977.

Oh, L. L., “*Measured and Calculated Spectral Amplitude Distribution of Lightning Sferics*,” IEEE Trans., EMC-11 (4), pp. 2125-130, 1969.

Anexo C – Cálculos de campo radiado para antenas Dipolo

Considerando que para la detección y recepción de las componentes frecuenciales de la señal LEMP ubicadas en el rango MF-HF se implementó una antena Dipolo $\lambda/2$ con longitud de 32 metros de extensión, el presente anexo pretende servir como apoyo teórico de los cálculos efectuados en su implementación y muestra una adaptación de los cálculos de campo radiado para antenas dipolo presentados por David K. Cheng (1.998) y Constantine A. Balanis (2005). Veamos:

El campo eléctrico, magnético o la densidad de potencia radiada son magnitudes vectoriales que se pueden representar con el módulo o la fase de sus componentes.

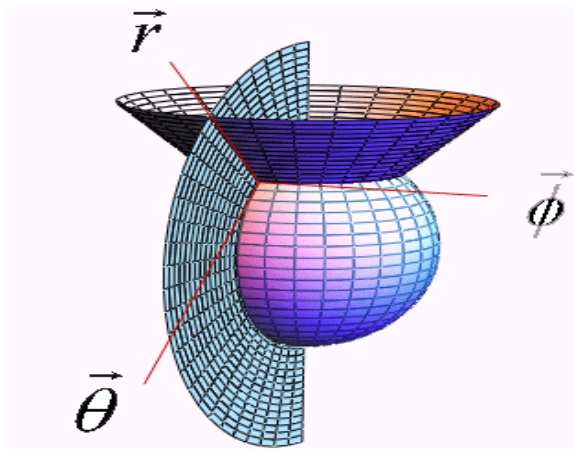


Fig. C.1: Intersección de los ejes utilizados en coordenadas esféricas.

Las formas de representación pueden ser tridimensionales o bidimensionales, en escalas lineal o logarítmica.

Dada la dificultad de representar gráficamente el diagrama tridimensional se opta por representar cortes del diagrama en coordenadas polares o cartesianas. Los cortes corresponden a la intersección del diagrama 3D con planos.

Para hallar el campo de radiación de una antena consideremos primero las características de radiación de un alambre conductor muy corto (comparado con la

longitud de onda de operación) y fino, de longitud dl , por el que circula una corriente con una dependencia armónica con el tiempo:

$$i(t) = I \cos \omega t = \text{Re} \left[J e^{j\omega t} \right] \quad (\text{C.1})$$

Este elemento de corriente es un componente esencial de las antenas lineales y se denomina "Dipolo Hertziano".

Para determinar el campo electromagnético de un dipolo elemental se siguen los siguientes tres pasos:

1. Determinar el potencial Magnético \mathbf{A} de una distribución de corriente \mathbf{J} conocida o supuesta en la antena.

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_v \frac{J e^{-jKR}}{R} dv \quad (\text{C.2})$$

Donde,

$$K = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

2. Encontrar el campo magnético \mathbf{H} a partir de \mathbf{A} .

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} \quad (\text{C.3})$$

3. Encontrar el campo eléctrico a partir de \mathbf{H} .

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega \epsilon_0} \nabla \times \mathbf{H} \quad (\text{C.4})$$

Para determinar el potencial magnético A reemplazamos la distribución de corriente \mathbf{J} por \mathbf{Idl} , en (C.1), así:

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_v \frac{Idl e^{-jKR}}{R} dv \quad (\text{C.5})$$

$$A = \frac{\mu_0 Idl}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{R} \right) \quad (\text{C.6})$$

$$\text{Donde } \beta = \mu_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} .$$

Este potencial magnético A se debe pasar a coordenadas esféricas, así:

$$\begin{bmatrix} A_R \\ A_\theta \\ A_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta \cos\varphi & \text{sen}\theta \text{sen}\varphi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\varphi & \cos\theta \text{sen}\varphi & -\text{sen}\theta \\ -\text{sen}\varphi & \cos\varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

Asumiendo $A_x=A_y=0$ y resolviendo (C.7) obtenemos:

$$A = a_R A_R + a_\theta A_\theta + a_\varphi A_\varphi \quad (\text{C.8})$$

$$a_z = a_R \cos\theta - a_\theta \text{sen}\theta \quad (\text{C.9})$$

$$A_R = A_z \cos\theta = \frac{\mu_0 J dl}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{R} \right) \cos\theta \quad (\text{C.10})$$

$$A_\theta = -A_z \text{sen}\theta = \frac{-\mu_0 J dl}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{R} \right) \text{sen}\theta \quad (\text{C.11})$$

$$A_\varphi = 0 \quad (\text{C.12})$$

Después de hallado el potencial magnético podemos hallar el campo magnético:

$$H = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times A = d\varphi \left[\frac{\partial}{\partial R} (R A_\theta) - \frac{\partial A_R}{\partial \varphi} \right] \left[\frac{1}{\mu_0 R} \right] \quad (\text{C.13})$$

$$R A_\theta = \frac{-\mu_0 J dl}{4\pi} e^{-j\beta R} \text{sen}\theta \quad (\text{C.14})$$

$$\frac{\partial}{\partial R} (R A_\theta) = j \frac{\mu_0 J dl \beta \text{sen}\theta}{4\pi} e^{-j\beta R} \quad (\text{C.15})$$

$$\frac{\partial A_R}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\frac{\mu_0 J dl}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{R} \right) \cos\theta \right] = \frac{-\mu_0 J dl}{4\pi} \frac{e^{-j\beta R}}{R} \text{sen}\theta \quad (\text{C.16})$$

$$\frac{\partial}{\partial R} (R A_\theta) - \frac{\partial A_R}{\partial \theta} = j \frac{\mu_0 J dl \beta \text{sen}\theta}{4\pi} e^{-j\beta R} + \frac{\mu_0 J dl}{4\pi} \frac{e^{-j\beta R}}{R} \text{sen}\theta \quad (\text{C.17})$$

$$H_\varphi = j \frac{J dl \beta \text{sen}\theta}{4\pi} e^{-j\beta R} + \frac{J dl}{4\pi} \frac{e^{-j\beta R}}{R} \text{sen}\theta \quad (\text{C.18})$$

$$H_\varphi = \frac{J dl}{4\pi} \beta^2 \text{sen}\theta \left[\frac{1}{j\beta R} + \frac{1}{(j\beta R)^2} \right] e^{-j\beta R} \quad (\text{C.19})$$

Después de hallado el campo magnético podemos hallar el campo eléctrico:

$$E = \frac{1}{J\omega\epsilon_0} \nabla \times H = \frac{1}{J\omega\epsilon_0} \left[a_r \frac{1}{R \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (H_\phi \sin\theta) - a_\theta \frac{1}{R} (RH_\phi) \right] \quad (C.20)$$

$$E_r = -\frac{Jdl}{4\pi} \eta_0 \beta^2 R \cos\theta \left[\frac{1}{(J\beta R)^2} + \frac{1}{(J\beta R)^3} \right] e^{-J\beta R} \quad (C.21)$$

$$E_\theta = -\frac{Jdl}{4\pi} \eta_0 \beta^2 \sin\theta \left[\frac{1}{(J\beta R)} + \frac{1}{(J\beta R)^2} + \frac{1}{(J\beta R)^3} \right] e^{-J\beta R} \quad (C.22)$$

Estas ecuaciones de campo magnético y campo eléctrico corresponden a un dipolo de longitud finita y son levemente complicadas, sin embargo en los problemas de antenas lo que más nos interesa son los campos a distancias muy lejanas de la antena, es decir, regiones donde $R \gg \lambda/2\pi$ o $\beta R = 2\pi R/\lambda \gg 1$. En estas circunstancias (en las zonas lejanas) podemos despreciar los términos $1/(\beta R)^2$ y $1/(\beta R)^3$ ya que tienden a cero, así que podemos escribir el campo lejano, o campo de radiación del dipolo elemental como:

$$H_\phi = \frac{Jdl}{4\pi} \beta \sin\theta \left[\frac{e^{-J\beta R}}{R} \right] (A/m) \quad (C.23)$$

$$E_\theta = \frac{Jdl}{4\pi} \left[\frac{e^{-J\beta R}}{R} \right] \eta_0 \beta \sin\theta = \eta_0 H_\phi (V/m) \quad (C.24)$$

También se pueden despreciar las otras componentes del campo.

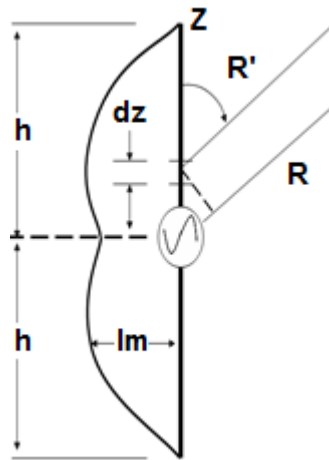


Fig. C.2: Dipolo lineal alimentado en el centro con distribución de “I” sinusoidal.

Pero cuando se trata de analizar los parámetros de un dipolo lineal de longitud finita se siguen los mismos pasos que para el dipolo elemental. Si se conoce la distribución de corriente por la antena, podemos hallar su campo de radiación debido a un dipolo elemental sobre toda la longitud de la antena. La determinación de la distribución de la

corriente en esta configuración geométrica que parece tan sencilla es sin embargo, un problema muy difícil de valor en la frontera. Para nuestros fines asumiremos una distribución de corriente con una variación espacial sinusoidal en un dipolo recto y muy delgado. Esta distribución de corriente, constituye una especie de onda estacionaria en el dipolo como puede verse en la Figura C.2.

Como el dipolo se alimenta en el centro, las corrientes en las dos mitades son simétricas y se anulan en los extremos. Escribimos el factor de corriente como:

$$I(z) = I_m \text{sen} \beta (h - |z|) = \begin{cases} I(z) = I_m \text{sen} \beta (h - z), z > 0 \\ I(z) = I_m \text{sen} \beta (h + z), z < 0 \end{cases} \quad (\text{C.25})$$

Solo nos interesan los campos lejanos. La contribución al campo lejano del elemento de corriente diferencial $I dz$ es, a partir de las ecuaciones del campo eléctrico y del campo magnético del dipolo elemental:

$$dE_\theta = \eta_0 dH_\phi = j \frac{I dz}{4\pi} \left(\frac{e^{-j\beta R'}}{R'} \right) \eta_0 \beta \text{sen} \theta \quad (\text{C.26})$$

R' en la ecuación anterior es un poco distinto de R medida al origen de las coordenadas esféricas, que coinciden con el centro del dipolo. $R \gg h$ en la zona lejana y entonces: $R' \cong R - z \cos \theta$.

La diferencia en magnitud entre $(1/R' \cong 1/R)$ es insignificante, pero hay que conservar la relación aproximada de la ecuación anterior en el término de la fase. Por lo que en definitiva la ecuación del campo eléctrico de un dipolo lineal de longitud finita va a ser:

$$E_\theta = \eta_0 H_\phi = j \frac{I_m \eta_0 \beta \text{sen} \theta}{4\pi R} e^{-j\beta R'} \int_{-h}^h \text{sen} \beta (h - |z|) e^{j\beta z \cos \theta} dz \quad (\text{C.27})$$

$$E_\theta = \eta_0 H_\phi = j \frac{I_m \eta_0 \beta \text{sen} \theta}{4\pi R} e^{-j\beta R'} \int_{-h}^h \text{sen} \beta (h - |z|) e^{j\beta z \cos \theta} dz \quad (\text{C.28})$$

El integrando en la ecuación (C.28) es el producto de una función par de z , $\text{sen} \beta (h - |z|)$ y $e^{j\beta z \cos \theta} = \cos(\beta z \cos \theta) + j \text{sen}(\beta z \cos \theta)$, donde $\text{sen}(\beta z \cos \theta)$ es una función par de z . Al integrar entre límites simétricos $-h$ y h , sabemos que únicamente la parte del integrando que contiene el producto de dos funciones pares de z , $\text{sen} \beta (h - z) \cos(\beta z \cos \theta)$, se genera un valor distinto de cero, entonces la ecuación del campo eléctrico se reduce a:

$$E_\theta = \eta_0 H_\phi = j \frac{I_m \eta_0 \beta \text{sen} \theta}{4\pi R} e^{-j\beta R'} \int_{-h}^h \text{sen} \beta (h - z) \cos(\beta z \cos \theta) dz \quad (\text{C.29})$$

$$E_{\theta} = j \frac{I_m 60}{R} e^{-j\beta R} F(\theta) \Rightarrow F(\theta) = \frac{\cos(\beta h \cos \theta) - \cos \beta h}{\sin \theta} \quad (\text{C.30})$$

El factor de configuración $|F(\theta)|$ es la función de configuración en el plano E de una antena dipolar lineal. La forma exacta del diagrama de radiación representado por $|F(\theta)|$ en la ecuación anterior depende del valor de $\beta h = \frac{2\pi h}{\lambda}$ y puede variar bastante para distintas longitudes de antenas. No obstante, el diagrama de radiación siempre es simétrico con respecto al plano $\theta = \pi/2$.

Estas últimas expresiones para campo eléctrico y campo magnético son válidas solo cuando el vector corriente se encuentra en dirección del eje z, pero el problema que se nos dará a resolver, es cuando esa distribución de corriente se encuentra en el eje x, es decir que tiene coordenadas $[x,0,0]$. Para darle solución a este problema solo debemos cambiar la expresión para el ángulo θ , ya que es la única magnitud que varía cuando hacemos la traslación del vector corriente, puesto que este ángulo es el que se encuentra entre el vector corriente y el vector radio, o sea que este ángulo se puede hallar con un producto punto. Cuando la corriente se encuentra en el eje z:

$$I = [0,0,h] \text{ y } R = [x, y, z]$$

$$\cos \theta = \frac{I \cdot R}{|I| |R|} = \frac{[0,0,h] \cdot [x, y, z]}{h \cdot \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} = \frac{hz}{h \cdot \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} = \frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (\text{C.31})$$

Pero como la corriente se encuentra en el eje **X**, la expresión para θ quedará como:

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \right) \quad (\text{C.32})$$

Referencias Bibliográficas correspondientes al Anexo C.

D. K. Cheng, Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería, Addison Wesley Iberomericana S.A., México, 1998, Capitulo 10, pág. 426-438.

C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis And Design, 3rd Ed. John wiley & sons, inc., publication, New Jersey, 2005, Chapter 4, pp. 151-177.

Anexo D – Fotos Sistema LEMPSA

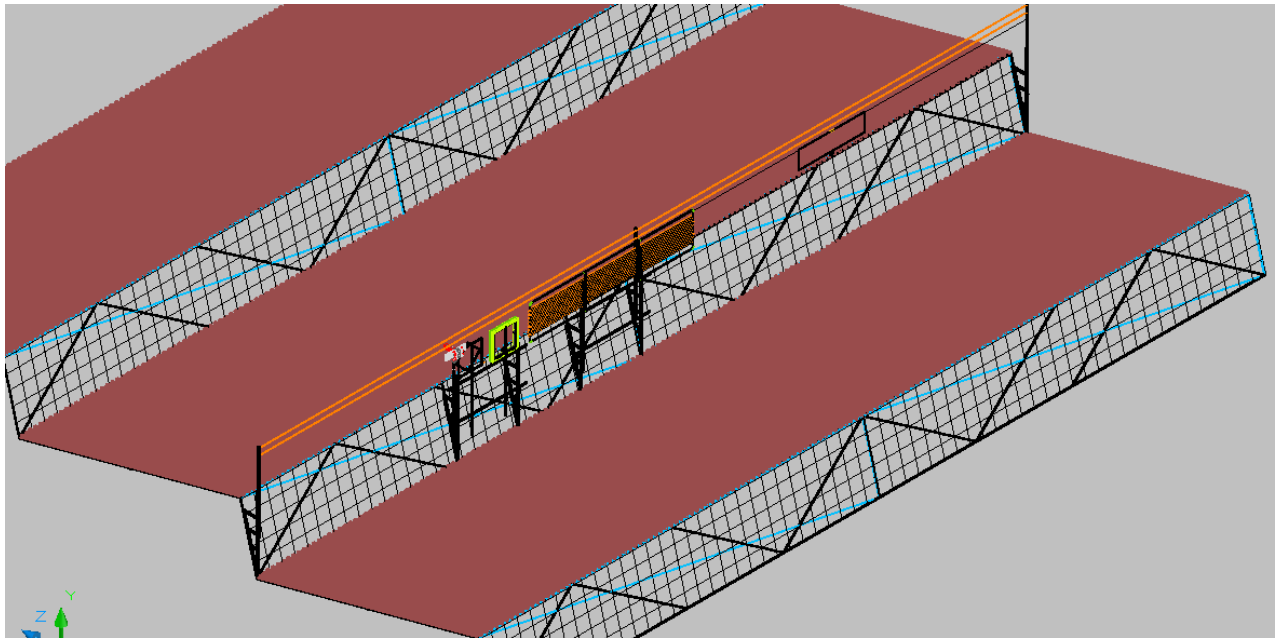


Fig. D.1: Diseño antenas sobre techo edificio Bloque V – Campus La Nubia



Fig. D.2: Foto antenas LEMPSA sobre techo edificio B.V – Campus La Nubia



Fig. D.3: Foto ubicación Sistema LEMPSA en Campus La Nubia

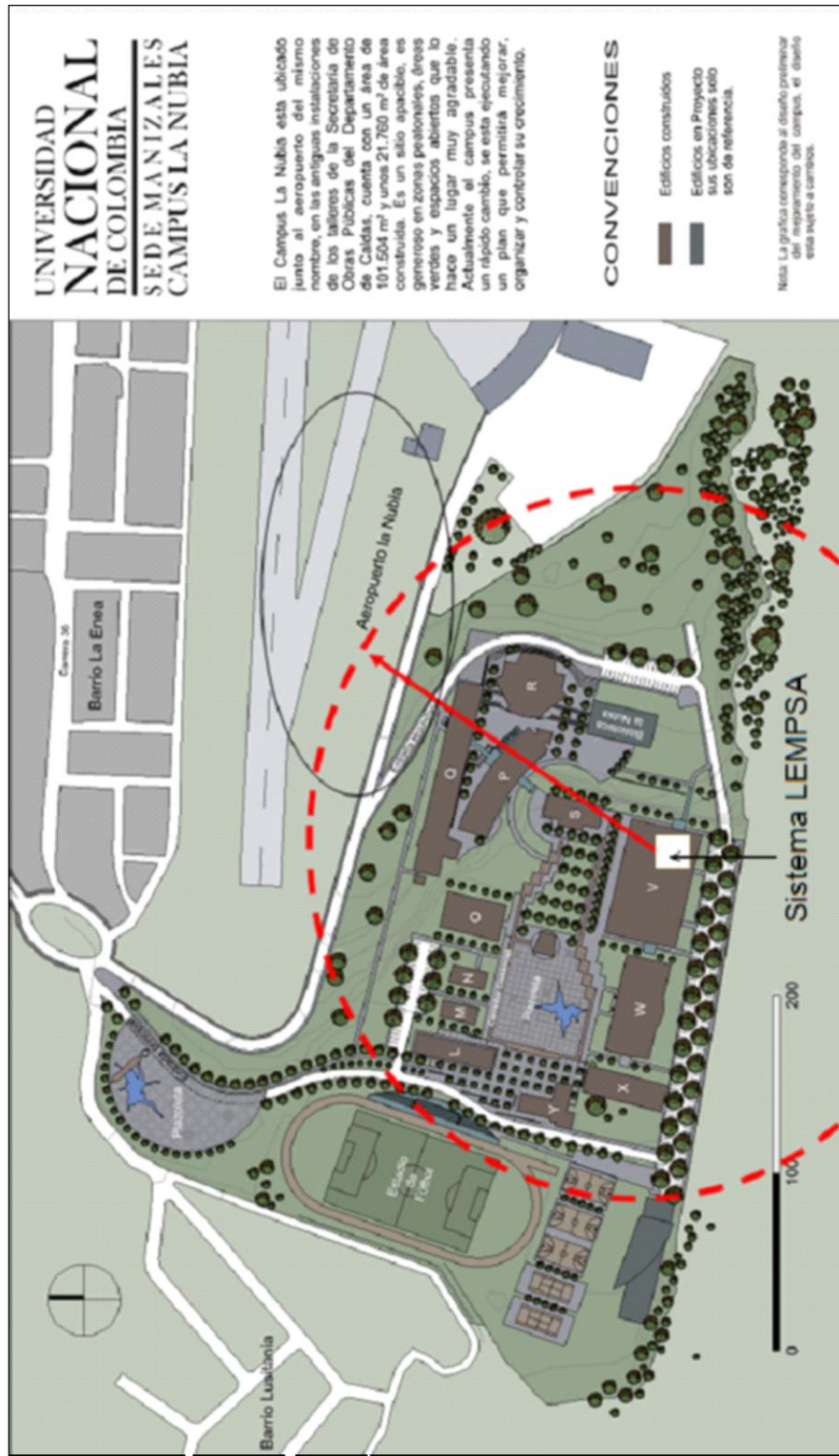


Fig. D.4: Mapa con ubicación Sistema LEMPSA en Campus La Nubia



Fig. D.5: Foto Sistema LEMPSA en Bastidor del Laboratorio GTT

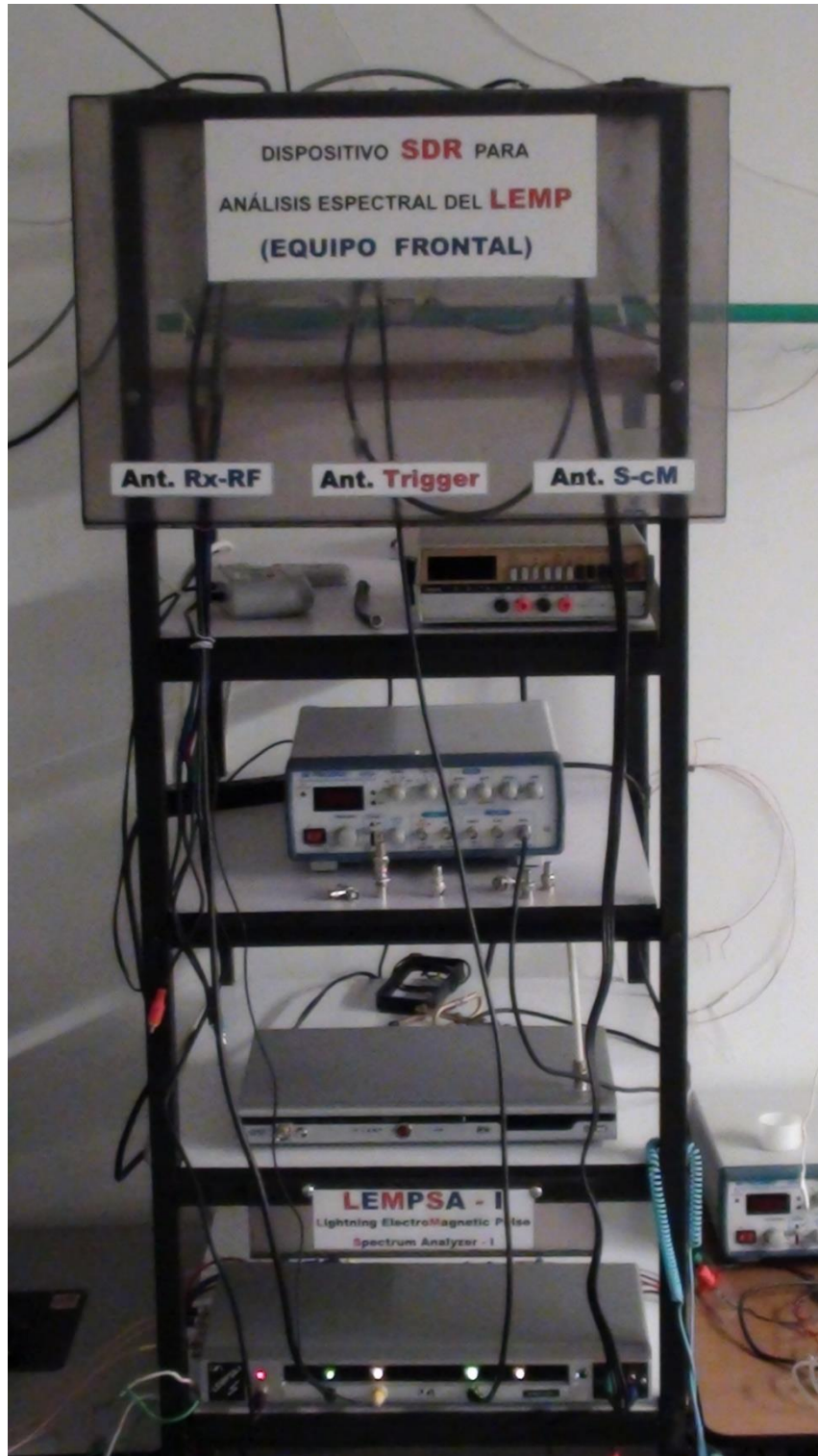


Fig. D.6: Foto Módulo Frontal Sistema LEMPSA (sin antenas)

Anexo E – Parametrización Antenas LEMPSA.

Antenas medidas:

- E.01. Antena Lazo cuadrada N-espiras (cable coaxial- medición de malla externa).
- E.02. Antena Lazo cuadrada N-espiras (cable coaxial- medición de núcleo).
- E.03. Antena Lazo cuadrada N-espiras (alambre 18AWG) en ángulo 45°.
- E.04. Antena Dipolo $\lambda/2$ (Longitud 32 metros).
- E.05. Antena de hilo largo sin terminación.
- E.06. Antena parrilla en Modos A y B.
- E.07. Antena Lazo circular mono-espira de alambre recubierto 24AWG.
- E.08. Antena Lazo cuadrado mono-espira de alambre desnudo 24AWG.
- E.09. Antena Lazo rectangular mono-espira de cable coaxial.

Instrumentación utilizada:

- Analizador de Redes HP-8712C
- Analizador de Espectro RIGOL DSA 1030
- Generador de Señales HP-8647A
- Generador de Señales BK Precision 4003A
- Osciloscopio Digital+Multímetro Fluke Scopemeter 199C
- Osciloscopio Digital Winstek
- Medidor de parámetros RLC Amprobe LCR55A
- Medidor de parámetros RLC BK Precision LCR878A

E.1. Antena Lazo \diamond N-espiras Coax (med. malla) - ALCccM

E.1.1. Medición de inductancia L - ALCccM

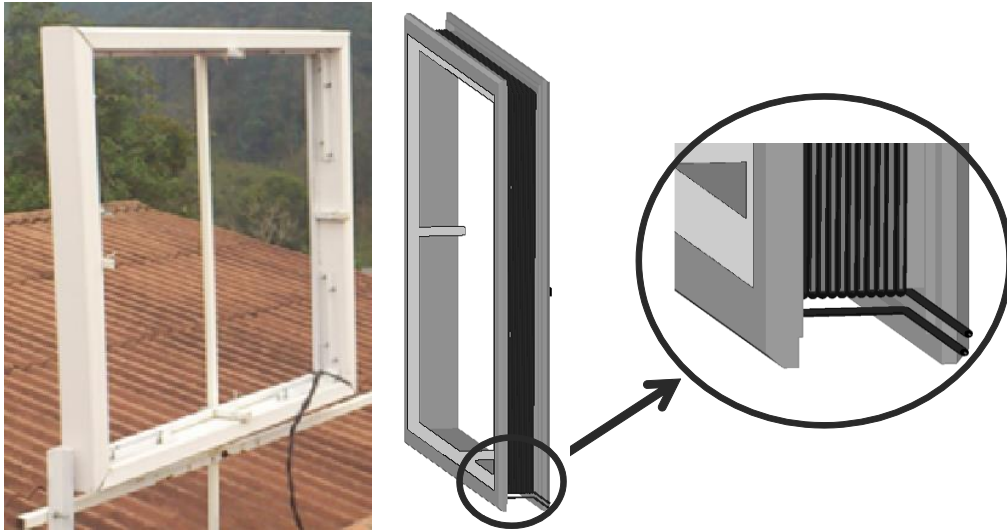


Fig. E.1: Antena Lazo cuadrada de 12 espiras de cable coaxial RG-59

Dimensiones

Cuadro de un (0,91) metro por lado.

Tamaño espira = 0,91x4 metros

Total espiras = 12

Inductancia L medida en malla externa:

Con Probador BK Precisión = 255 μ H.

Con Probador Amprobe LCR55A = 269 μ H.

Inductancia L calculada= 257,11 μ H (ver E.1.2)

Fórmula utilizada: EMC de la UMR (University of Missouri-Rolla)

E.1.2. Cálculo de la inductancia L - ALCccM.

Cálculo L de la Antena Lazo cuadro de N-espiras cable coaxial (Diametro malla externa = diametro espira)			
Fórmula utilizada: EMC de la UMR (University of Missouri-Rolla)			
$L = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \left[-2(w+h) + 2\sqrt{h^2 + w^2} - h \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + w^2}}{w} \right) - w \ln \left(\frac{w + \sqrt{w^2 + h^2}}{h} \right) + h \ln \left(\frac{2h}{a} \right) - w \ln \left(\frac{2w}{a} \right) \right]$			
Donde,			
L – es la inductancia del lazo en Henrios.			
N - es el número de vueltas (espiras).			
W – es la longitud del lazo en metros.			
h – Es la altura del lazo en metros.			
a – es el radio de separación (espaciado) del devanado			
μ_r – Es la permeabilidad relativa del medio – se recomienda usar $\mu_r = 1$			
μ_0 – Es la permeabilidad de el vacío: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm}^3/\text{J} = 12.566370614 \cdot 10^{-7}$			
	N = # de vueltas =	12	
	h = Altura lazo en cm =	0.91	
	w = Profundidad en cm =	0.096 = 0.8 x 12	
	a = radio espacio en cm =	0.001	
	mr = permeabilidad relativa del medio =	1	
	mo = Permeabilidad del vacío =	$4\pi \cdot 10^{-7} = 12,566370614 \cdot 10^{-7}$	1.25664E-06
	A = $N^2 \times (m_0 m_r / \pi) =$	0.0000576	
	B6 = $w \times \ln(2W/a)$	0.50471956	
	B5 = $h \times \ln(2h/a)$	6.83099852	
	B4 = $w \times \ln((w + \text{raiz}(h^2 + w^2))/h) =$	0.01010878	
	B3 = $h \times \ln((h + \text{raiz}(h^2 + w^2))/w) =$	2.67996303	
	B2 = $2 \times \text{raiz}(h^2 + w^2) =$	1.83009945	
	B1 = $2 \times (w + h) =$	2.012	
	$(-B1 + B2 - B3 - B4 + B5 + B6) =$	4.46374571	
	L = A x B =	0.00025711	Henrios
		L = 257.111753	$\mu\text{Henrios}$

E.1.3. Carta de Smith - ALCccM.

Instrumento: Analizador de redes HP-8712C en modo Reflexión.



Fig. E.2: Carta de Smith Antena Lazo cuadrada de 12 (medida en malla)

Marcas de observación:

1. 300 kHz
2. 690 kHz
3. 2,3 MHz
4. 4,29 MHz

Nota: Obsérvese el carácter capacitivo de la antena (capacitancia parásita).

E.1.4. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCCcM.

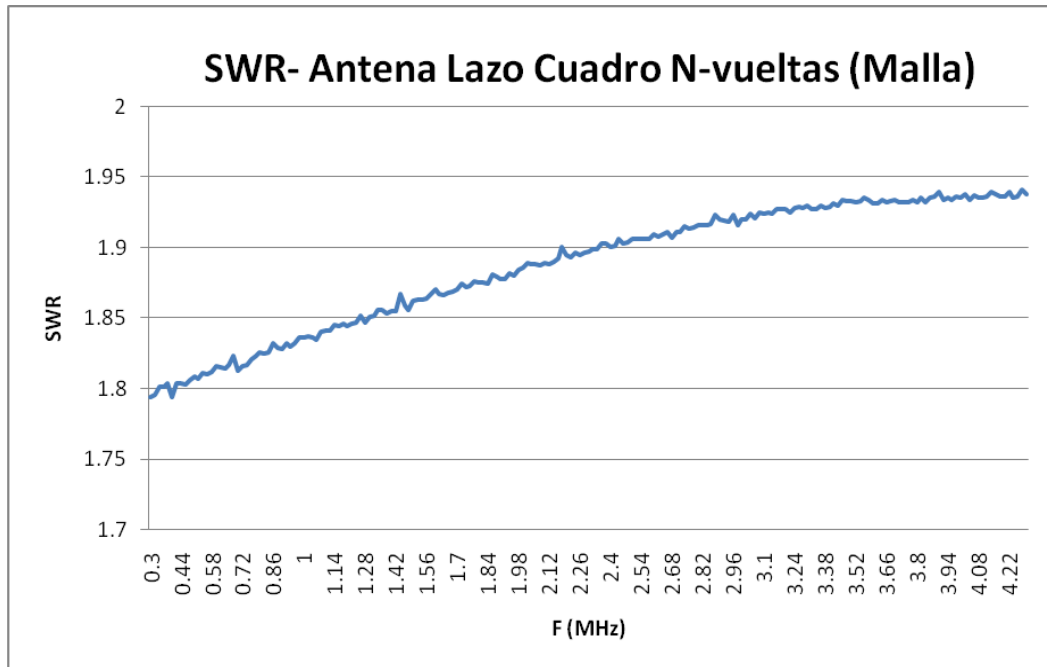


Fig. E.3: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz

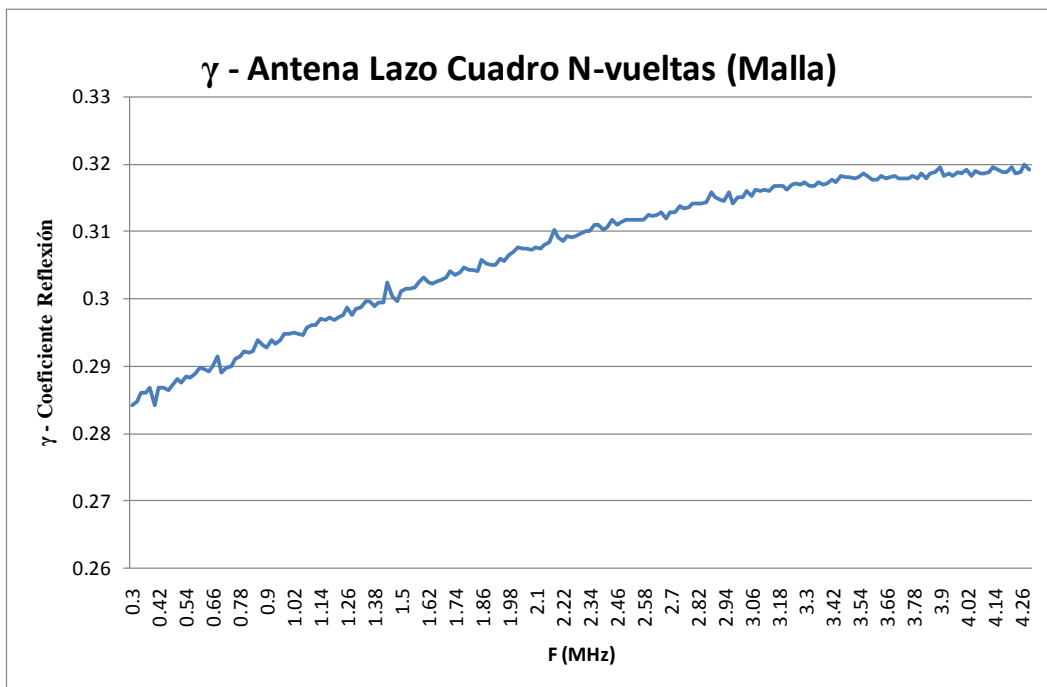


Fig. E.4: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en MHz

E.1.5. Mediciones Impedancia Ze vs. Frecuencia (MHz) - ALCccM.

Tabla E -1: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuadro N-Espiras coax (Malla).

F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)
0.3	29.4	1.1	30.4	1.9	31.58	2.74	32.95	3.54	34.07
0.32	29.5	1.12	30.44	1.94	31.76	2.76	33.16	3.56	34.13
0.34	29.54	1.14	30.54	1.96	31.91	2.78	33.26	3.58	34.44
0.36	29.51	1.16	30.53	1.98	31.65	2.8	33.07	3.6	34.19
0.38	29.31	1.18	30.43	2	31.92	2.82	33.14	3.62	34.16
0.4	29.66	1.2	30.59	2.04	32.14	2.84	33.23	3.64	34.22
0.42	29.78	1.22	30.61	2.06	31.88	2.86	33.5	3.66	34.18
0.44	29.38	1.24	30.57	2.08	31.93	2.88	33.17	3.68	34.19
0.46	29.8	1.26	30.69	2.1	32.17	2.9	33.12	3.7	34.19
0.48	29.69	1.28	30.58	2.12	31.87	2.92	33.36	3.72	34.35
0.5	29.6	1.3	30.82	2.14	32.07	2.94	33.4	3.74	34.24
0.52	29.67	1.32	30.79	2.16	31.99	2.96	33.34	3.76	34.34
0.54	29.89	1.34	30.88	2.18	32.14	2.98	33.47	3.78	34.36
0.56	29.65	1.36	30.73	2.2	32.3	3	33.41	3.8	34.02
0.58	29.76	1.38	30.78	2.22	32.34	3.02	33.47	3.82	34.27
0.6	29.72	1.4	30.89	2.24	32.43	3.04	33.3	3.84	34.35
0.62	29.84	1.42	30.89	2.26	32.09	3.06	33.54	3.86	34.13
0.64	29.9	1.44	30.9	2.28	32.4	3.08	33.65	3.88	34.38
0.66	29.93	1.46	30.96	2.3	32.24	3.1	33.56	3.9	34.18
0.68	29.79	1.48	31.02	2.32	32.35	3.12	33.51	3.92	34.34
0.7	29.83	1.5	30.91	2.34	32.24	3.14	33.83	3.94	34.36
0.72	30.02	1.52	31.12	2.36	32.47	3.16	33.74	3.96	34.35
0.74	29.94	1.54	31.03	2.38	32.54	3.18	33.62	3.98	34.35
0.76	29.98	1.56	31.26	2.4	32.62	3.2	33.63	4	34.36
0.78	30.08	1.58	31.15	2.42	32.55	3.22	33.67	4.02	34.49
0.8	30.01	1.6	31.12	2.44	32.56	3.24	33.72	4.04	34.33
0.82	29.97	1.62	31.13	2.46	32.65	3.26	33.83	4.06	34.52
0.84	30.11	1.64	31.22	2.48	32.61	3.28	33.8	4.08	34.56
0.86	30.07	1.66	31.4	2.5	32.47	3.3	33.8	4.1	34.3
0.88	29.94	1.68	31.17	2.52	32.9	3.32	33.89	4.12	34.55
0.9	30.18	1.7	31.34	2.54	32.76	3.34	33.85	4.14	34.31
0.92	30.02	1.72	31.43	2.56	32.91	3.36	33.95	4.16	34.58
0.94	30.12	1.74	31.4	2.58	32.81	3.38	34.11	4.18	34.58
0.96	30.38	1.76	31.52	2.6	32.68	3.4	33.79	4.2	34.45
0.98	30.34	1.78	31.43	2.62	32.71	3.42	33.96	4.22	34.56
1	30.21	1.8	31.39	2.64	32.87	3.44	34.03	4.24	34.36
1.02	30.28	1.82	31.64	2.66	32.9	3.46	33.91	4.26	34.32
1.04	30.37	1.84	31.56	2.68	32.98	3.48	34.15	4.28	34.51
1.06	30.42	1.86	31.7	2.7	32.96	3.5	34.08	4.3	34.54
1.08	30.25	1.88	31.5	2.72	33.04	3.52	34.25		

E.2. Antena Lazo \diamond N-espiras (cable coaxial- medición de núcleo) - ALCccN.

E.2.1. Medición de inductancia L – ALCccN.

Con Probador BK-Precisión LCR878A= 445 μ H.

Con Probador Amprobe LCR55A = 439 μ H.

E.2.2. Carta de Smith- ALCccN.

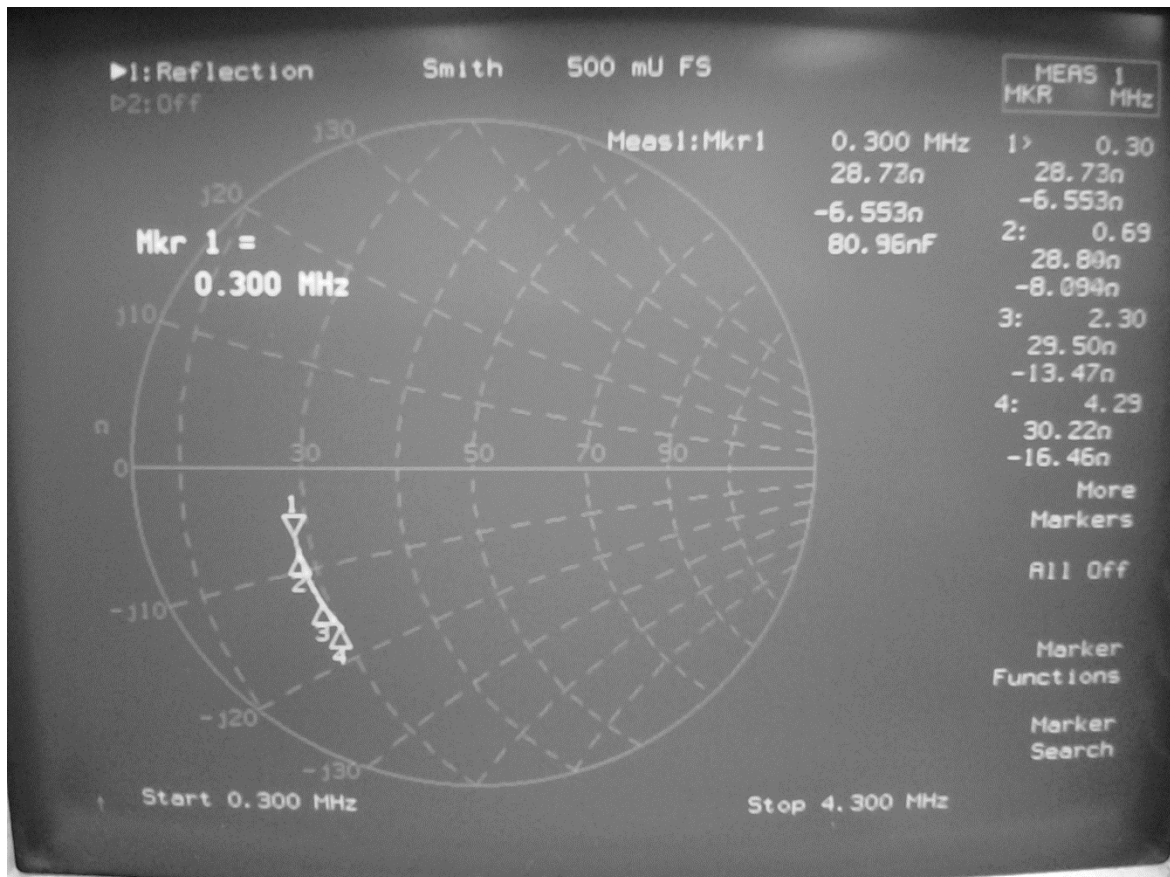


Fig. E.5: Carta de Smith Antena Lazo cuadrada de 12 (medida en núcleo)

Nota: Obsérvese que el carácter capacitivo de la antena (capacitancia parásita) es similar al medido en malla externa.

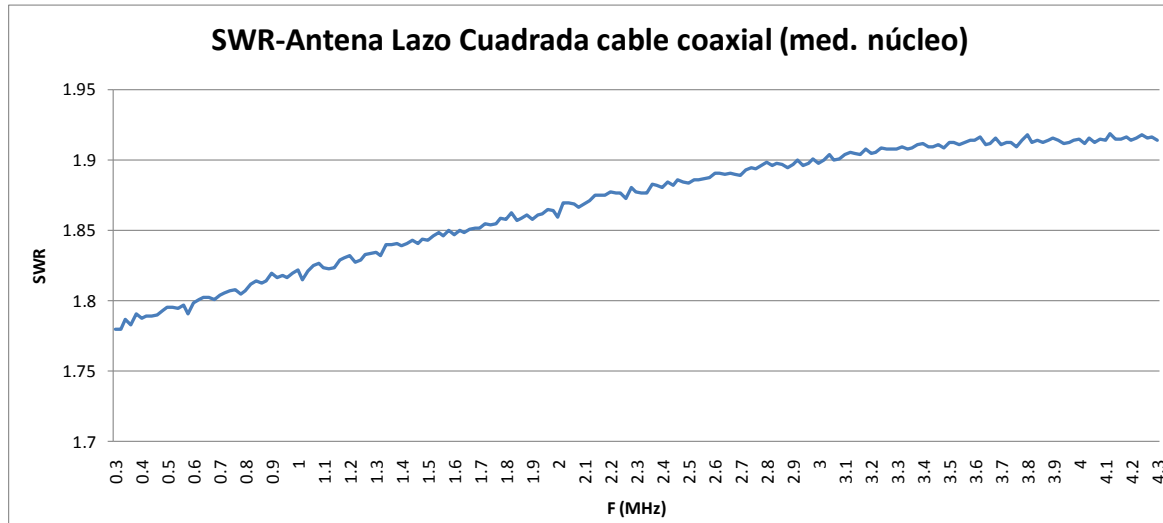
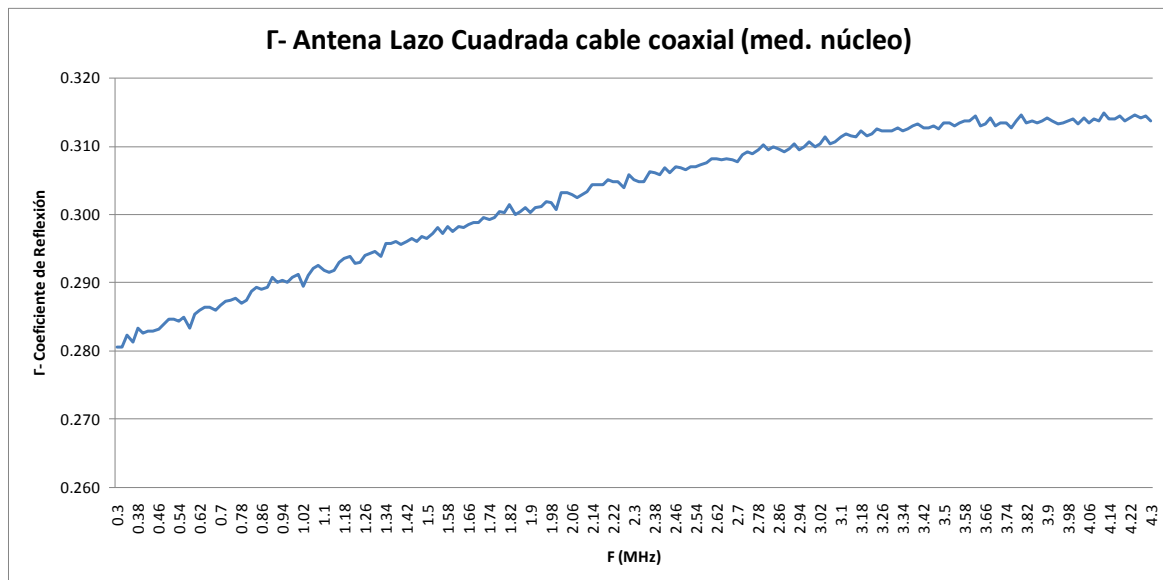
E.2.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCccN.

Fig. E.6: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz

Fig. E.7: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en MHz

E.2.4. Mediciones Impedancia Ze vs. Frecuencia (MHz) - ALCCcN.

Tabla E -2: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuadro N-Espiras coax (Núcleo)

F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)	F.(MHz)	Z (Ohm)
0.3	29.37	1.1	30.35	1.9	31.65	2.7	32.72	3.5	34.04
0.32	29.5	1.12	30.47	1.92	31.53	2.72	32.78	3.52	34
0.34	29.45	1.14	30.28	1.94	31.5	2.74	32.96	3.54	34.04
0.36	29.44	1.16	30.51	1.96	31.83	2.76	33.13	3.56	34.02
0.38	29.58	1.18	30.57	1.98	31.72	2.78	32.97	3.58	33.94
0.4	29.59	1.2	30.55	2	31.74	2.8	32.87	3.6	33.93
0.42	29.66	1.22	30.33	2.02	31.66	2.82	33.15	3.62	34.21
0.44	29.6	1.24	30.69	2.04	31.84	2.84	33.24	3.64	34.12
0.46	29.56	1.26	30.62	2.06	31.83	2.86	33.14	3.66	34.05
0.48	29.73	1.28	30.65	2.08	31.72	2.88	33.26	3.68	34.04
0.5	29.55	1.3	30.59	2.1	31.97	2.9	33.16	3.7	34.06
0.52	29.62	1.32	30.65	2.12	31.93	2.92	33.23	3.72	34.04
0.54	29.75	1.34	30.67	2.14	31.88	2.94	33.11	3.74	34.04
0.56	29.61	1.36	30.66	2.16	32.15	2.96	33.19	3.76	34.18
0.58	29.73	1.38	30.81	2.18	32.08	2.98	33.52	3.78	34.12
0.6	29.88	1.4	30.9	2.2	32.12	3	33.21	3.8	33.87
0.62	29.77	1.42	30.8	2.22	31.98	3.02	33.42	3.82	34.33
0.64	29.83	1.44	30.74	2.24	32.3	3.04	33.32	3.84	34.07
0.66	29.8	1.46	30.92	2.26	32.22	3.06	33.4	3.86	34.36
0.68	29.89	1.48	30.91	2.28	32.26	3.08	33.39	3.88	34.24
0.7	29.85	1.5	30.88	2.3	32.27	3.1	33.42	3.9	34.06
0.72	30	1.52	30.93	2.32	32.22	3.12	33.48	3.92	34.21
0.74	29.88	1.54	31	2.34	32.42	3.14	33.49	3.94	34.05
0.76	30.09	1.56	31.12	2.36	32.44	3.16	33.42	3.96	34.16
0.78	29.97	1.58	31.1	2.38	32.28	3.18	33.69	3.98	34.19
0.8	29.94	1.6	31.04	2.4	32.35	3.2	33.5	4	34.21
0.82	30.17	1.62	31.29	2.42	32.44	3.22	33.55	4.02	34.17
0.84	30.18	1.64	31.21	2.44	32.54	3.24	33.78	4.04	34.27
0.86	30.12	1.66	31.04	2.46	32.45	3.26	33.61	4.06	34.2
0.88	30.09	1.68	31.25	2.48	32.55	3.28	33.73	4.08	34.26
0.9	30.09	1.7	31.24	2.5	32.56	3.3	33.65	4.1	34.35
0.92	30.06	1.72	31.2	2.52	32.58	3.32	33.82	4.12	34.21
0.94	30.23	1.74	31.34	2.54	32.66	3.34	33.63	4.14	34.24
0.96	30.18	1.76	31.16	2.56	32.67	3.36	33.98	4.16	34.41
0.98	30.15	1.78	31.41	2.58	32.65	3.38	33.78	4.18	34.42
1	30.27	1.8	31.46	2.6	32.64	3.4	33.93	4.2	34.35
1.02	30.25	1.82	31.6	2.62	32.76	3.42	33.79	4.22	34.15
1.04	30.32	1.84	31.32	2.64	32.83	3.44	33.91	4.24	34.36
1.06	30.4	1.86	31.44	2.66	32.81	3.46	33.93	4.26	34.69
1.08	30.38	1.88	31.64	2.68	33	3.48	34.14	4.3	34.41

E.3. Antena Lazo \diamond en $<45^\circ$ N-espiras al. Cu – ALC45°ac18AWG

E.3.1. Medición de inductancia L - ALC45°ac18AWG

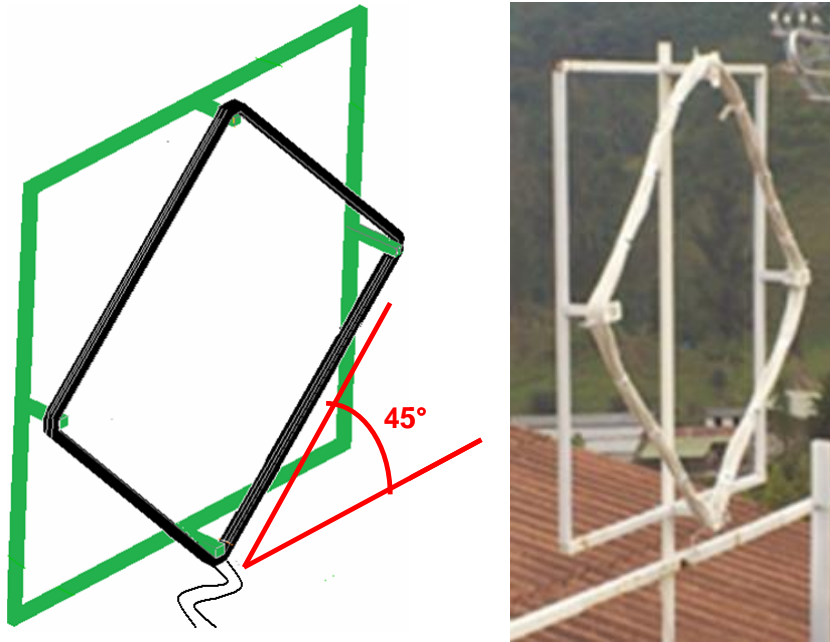


Fig. E.8: Antena Lazo cuadrada de 40 espiras de alambre cobre 18AWG.

Dimensiones ALC45°ac18AWG

Cuadro de (0,683) metros por lado ubicado con ángulo 45° .

Tamaño espira = (0,683x4) metros

Total espiras = 40 espiras de alambre de cobre 18AWG con revestimiento.

Inductancia L medida ALC45°ac18AWG:



Con Probador BK Precisión = 2,521 milihenrios.

Con Probador Amprobe LCR55A = 2,519 milihenrios.

Inductancia L calculada= 2,523 milihenrios (ver E.3.2)

Fórmula utilizada: Joseph J. Carr Technotes.

E.3.2. Cálculo de la inductancia L - ALC45°ac18AWG.

Cálculo L de la Antena Lazo cuadrada en ángulo 45° de N-espiras de alambre de cobre 18AWG			
Fórmula utilizada: Joseph J. Carr Technotes			
$L_{Lazo} \approx 8.10^{-7} N^2 w \left[\ln \left(\frac{1.4142 w N}{(N+1) l} \right) + 0,37942 + \left(\frac{0,3333 (N+1) l}{w N} \right) \right] [Henrios]$			
Longitud cable utilizado (mtrs) =	110	Nro vueltas x capa =	10
Longitud de cada espira (mtrs) =	2.75	Nro de capas =	4
Longitud del marco en metros	0.6875	Total nro vueltas =	40
Diametro cable en milímetros =	2 = Diametro externo		
Longitud del devanado (metros) = (diametro cable en mm x Nro vueltas)/1000 =	0.08	metros	
N Nro vueltas	40		
w Longitud del marco en metros	0.683		
l Longitud del devanado en metros	0.08		
			Cable AWG18 Diametro externo= 2 mm Diametro interno = 1 mm
$A = (N + l) \times l =$	3.28		
$B = w \times N =$	27.32		
$C = (1,4142 \times B) / A =$	11.7792512		
$D = 0,3333 \times A / B =$	0.04001552		
$E = \ln (C) =$	2.46633961		
$F =$	0.37942		
$(E + F + D) =$	2.88577513		
$8.10^{-7} N^2 w =$	0.00087424		
			Capa 2 Capa 1
L en Henrios =	0.00252286		
L en MicroHenrios = uH =	2,522.86 uH	Se interpretan las capas como 1 sola capa	
		Longitud devanado =	4 capas de 10 vueltas con cable awg18
Area = a x b =	0.47265625 m ²	0.455	
NxArea =	18.90625 m ²	0.207025	
2πNx(Area espira) =	118.791472 m ²	0.41405	
λ = C/F=10 KHz =	3000 metros	0.643467171	
Altura Efectiva = Hef =	0.03959716 metros		

E.3.3. Carta de Smith - ALC45°ac18AWG.

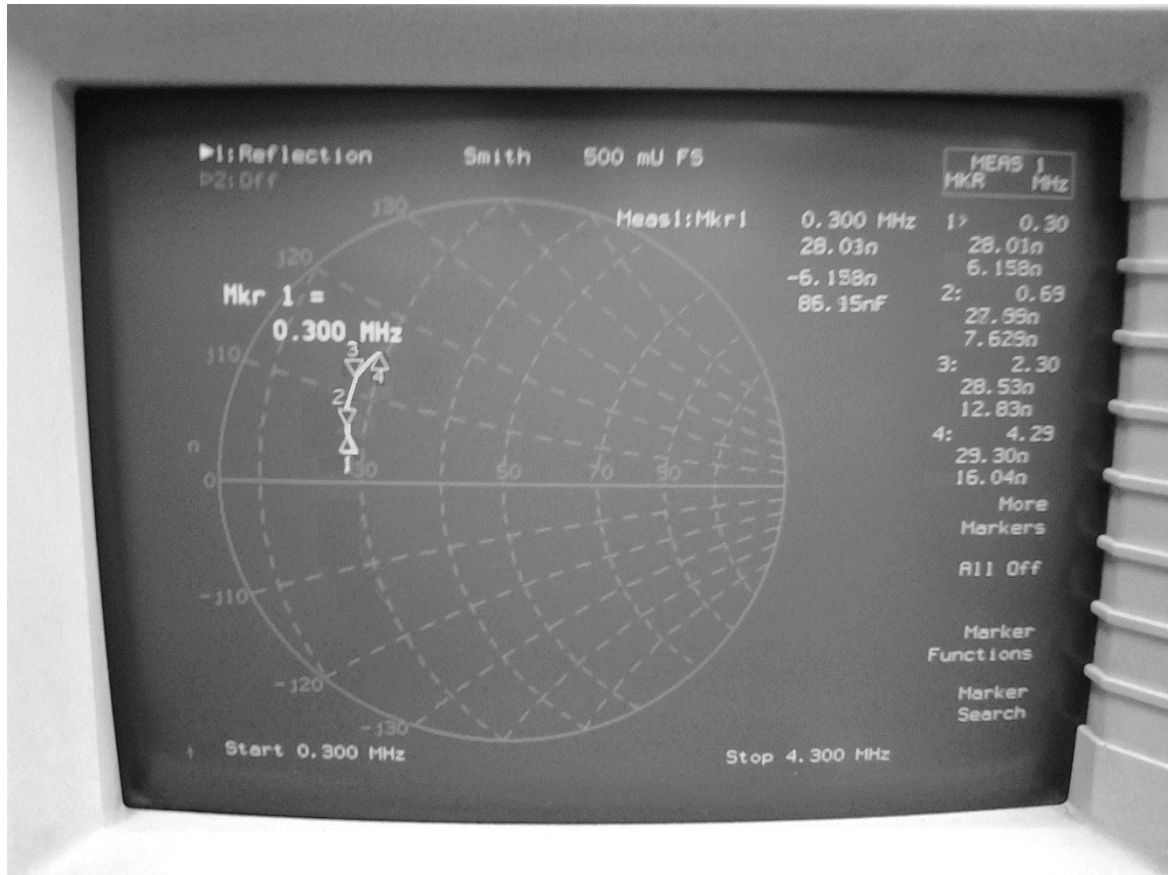


Fig. E.9: Carta de Smith Antena Lazo cuadrado de 40 vueltas alambre 18AWG

Nota: Obsérvese el carácter inductivo de la antena.

E.3.4. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión - ALCac18AWG.

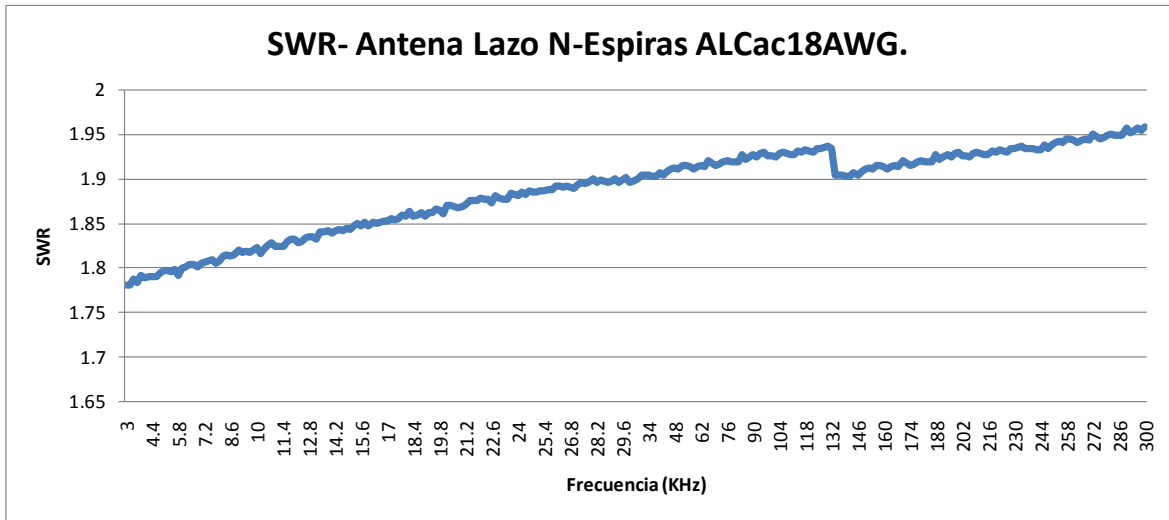


Fig. E.10: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en kHz

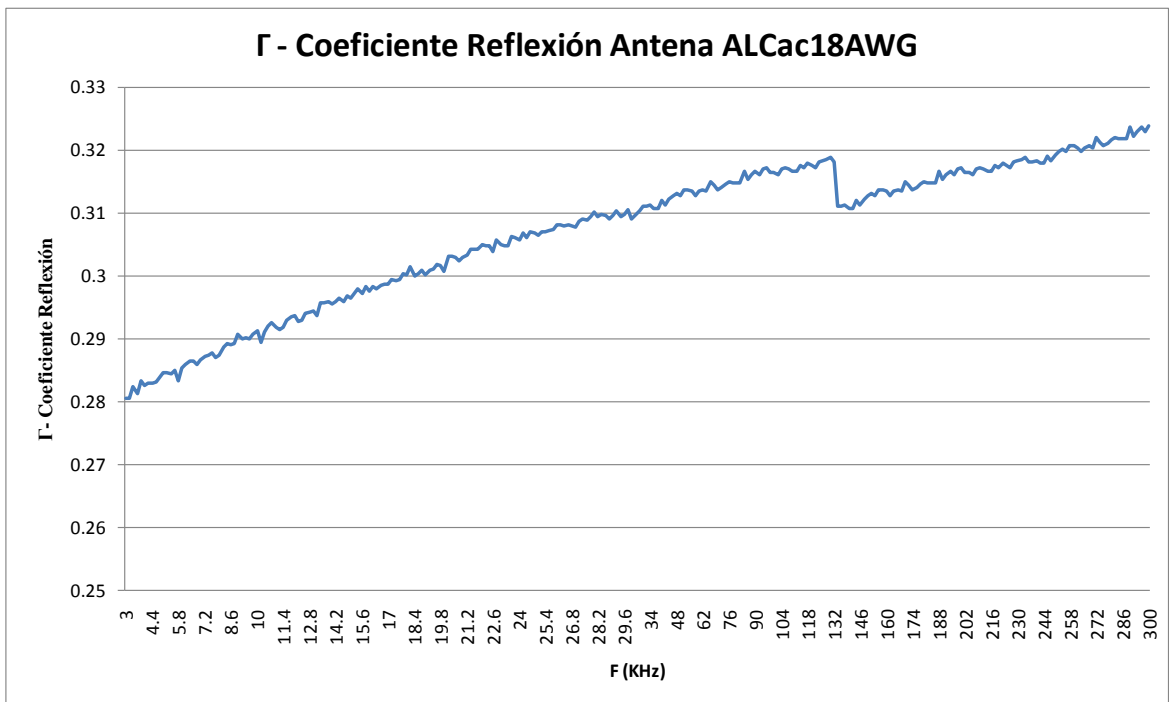


Fig. E.11: Cuadro de medición de Coeficiente de Reflexión - Γ vs. Frecuencia en kHz

E.3.5. Mediciones Impedancia Ze vs. F. (kHz) - ALCac18AWG.

Tabla E -3: Medición Ze vs. F (kHz) – Antena Lazo \diamond N-Espiras al. Cu 18AWG

F.(KHz)	Z (Ohm)	F.(KHz)	Z (Ohm)	F.(KHz)	Z (Ohm)	F.(KHz)	Z (Ohm)	F.(KHz)	Z (Ohm)
3	28.5	23.02	31.11	43.04	33.36	63.05	34.25	83.07	35.17
3.5	28.51	23.52	31.36	43.54	33.35	63.55	34.3	83.57	35.15
4	28.46	24.02	31.33	44.04	33.23	64.05	34.53	84.07	35.21
4.5	28.53	24.52	31.38	44.54	33.4	64.55	34.33	84.57	35.26
5	28.65	25.02	31.45	45.04	33.31	65.06	34.39	85.07	35.4
5.5	28.49	25.52	31.51	45.54	33.53	65.56	34.56	85.57	35.47
6	28.73	26.02	31.59	46.04	33.48	66.06	34.42	86.07	35.19
6.5	28.86	26.52	31.55	46.54	33.63	66.56	34.5	86.57	35.52
7	28.7	27.02	31.76	47.04	33.34	67.06	34.44	87.08	35.49
7.5	28.95	27.52	31.77	47.54	33.53	67.56	34.46	87.58	35.42
8	28.96	28.02	32.04	48.04	33.5	68.06	34.73	88.08	35.34
8.5	29.01	28.52	31.98	48.54	33.53	68.56	34.63	88.58	35.54
9.01	28.96	29.02	32.23	49.04	33.51	69.06	34.57	89.08	35.61
9.51	29.06	29.52	32.07	49.54	33.77	69.56	34.56	89.58	35.56
10.01	29.18	30.02	32.24	50.04	33.7	70.06	34.75	90.08	35.69
10.51	29.26	30.52	32.24	50.54	33.54	70.56	34.71	90.58	35.55
11.01	29.34	31.03	32.4	51.04	33.63	71.06	34.99	91.08	35.75
11.51	29.38	31.53	32.32	51.54	33.94	71.56	34.77	91.58	35.76
12.01	29.34	32.03	32.54	52.04	33.79	72.06	34.8	92.08	35.56
12.51	29.53	32.53	32.7	52.54	33.7	72.56	34.44	92.58	35.81
13.01	29.61	33.03	32.7	53.04	33.64	73.06	34.84	93.08	35.69
13.51	29.6	33.53	32.69	53.55	34.01	73.56	34.9	93.58	35.78
14.01	29.72	34.03	32.64	54.05	33.9	74.06	34.83	94.08	35.85
14.51	29.83	34.53	32.86	54.55	33.95	74.56	34.86	94.58	35.72
15.01	29.91	35.03	32.82	55.05	33.87	75.06	34.94	95.08	35.86
15.51	29.93	35.53	32.89	55.55	33.91	75.56	34.87	95.58	35.72
16.01	30.22	36.03	32.92	56.05	33.78	76.07	34.96	96.08	35.91
16.51	30.07	36.53	32.92	56.55	33.98	76.57	34.92	96.58	35.83
17.01	30.15	37.03	32.99	57.05	34.09	77.07	34.91	97.08	35.94
17.51	30.31	37.53	33.08	57.55	34.18	77.57	35.09	97.58	36.01
18.01	30.33	38.03	33.04	58.05	34	78.07	34.93	98.08	36.11
18.51	30.3	38.53	32.8	58.55	34	78.57	34.98	98.59	35.95
19.01	30.47	39.03	33.29	59.05	34.15	79.07	35.21	99.09	35.98
19.51	30.61	39.53	33.08	59.55	34.08	79.57	35.21	99.59	36.05
20.02	30.54	40.03	33.17	60.05	34.24	80.07	35.05	100.09	36.07
20.52	30.72	40.53	33.09	60.55	34.06	80.57	35.11	100.59	35.98
21.02	30.62	41.03	33.06	61.05	34.28	81.07	35.11	101.09	36.15
21.52	30.94	41.53	33.19	61.55	34.44	81.57	35.19	101.59	36.24
22.02	31.02	42.03	33.14	62.05	34.33	82.07	35.21	102.09	36.23
22.52	31.23	42.54	33.2	62.55	34.27	82.57	35.26	103.09	36.25

E.4. Antena Dipolo $\lambda/2$ (Longitud 32 metros) - AD $\lambda/2$.

E.4.1. Especificaciones técnicas – AD $\lambda/2$.

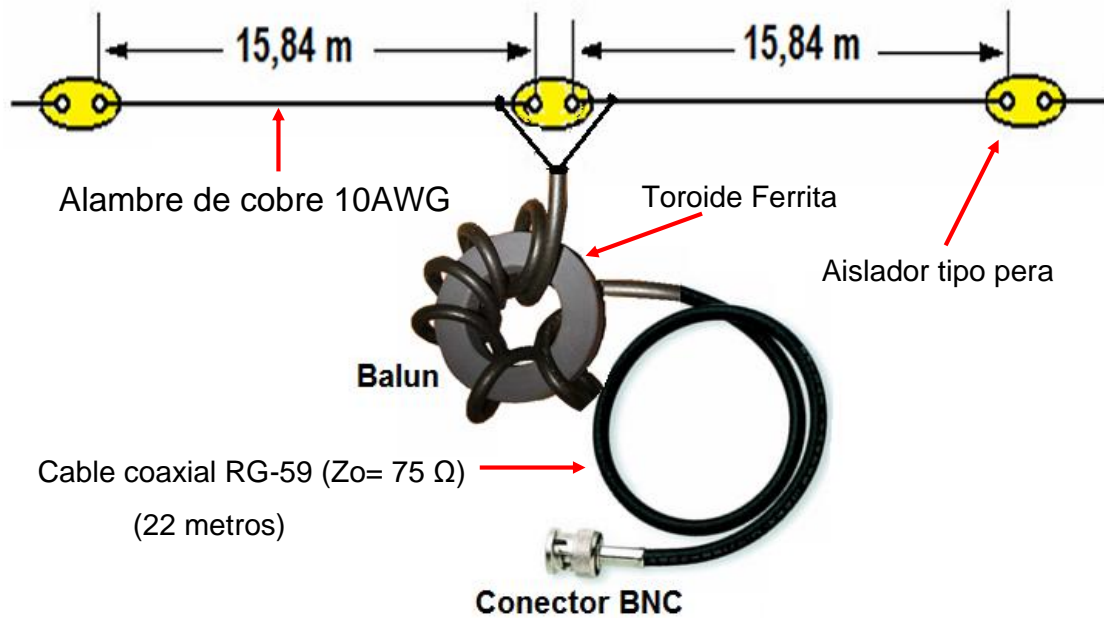
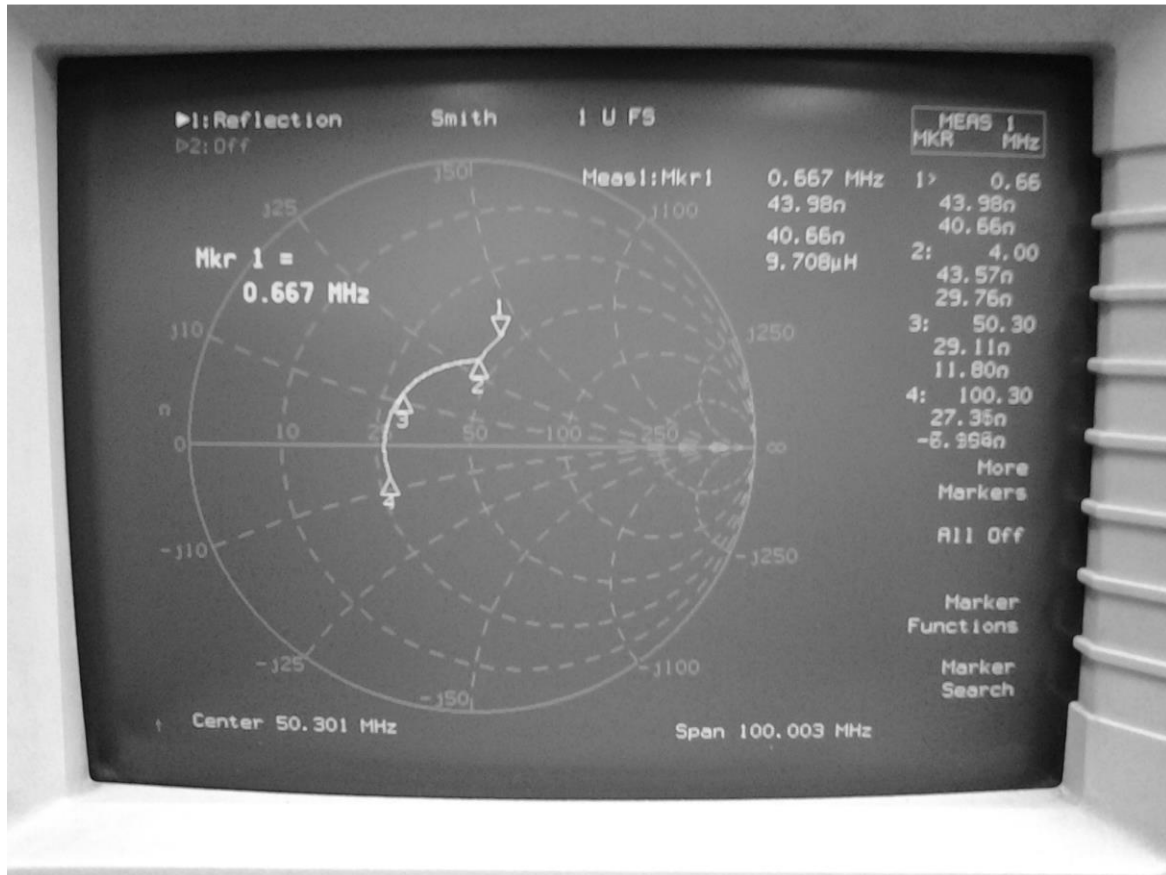


Fig. E.12: Antena Dipolo $\lambda/2$ Sistema LEMPISA

Especificaciones técnicas:

- Ancho de Banda - $\Delta F = 280 \text{ kHz}$ a 35 MHz (en 3 dB)
- Impedancia promedio = $Z = 45,4 \Omega$
- Relación de Onda Estacionaria = $\text{SWR} = 1,2$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = $0,11$

E.4.2. Carta de Smith – $AD\lambda/2$ Fig. E.13: Carta de Smith Antena Dipolo – $AD\lambda/2$ Marcas de observación:

1. 667 kHz
2. 4 MHz
3. 50,3 MHz
4. 100,3 MHz

Nota: Obsérvese que el comportamiento de la antena en el rango 0.6 - 50 MHz es inductivo.

E.4.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – $AD\lambda/2$.

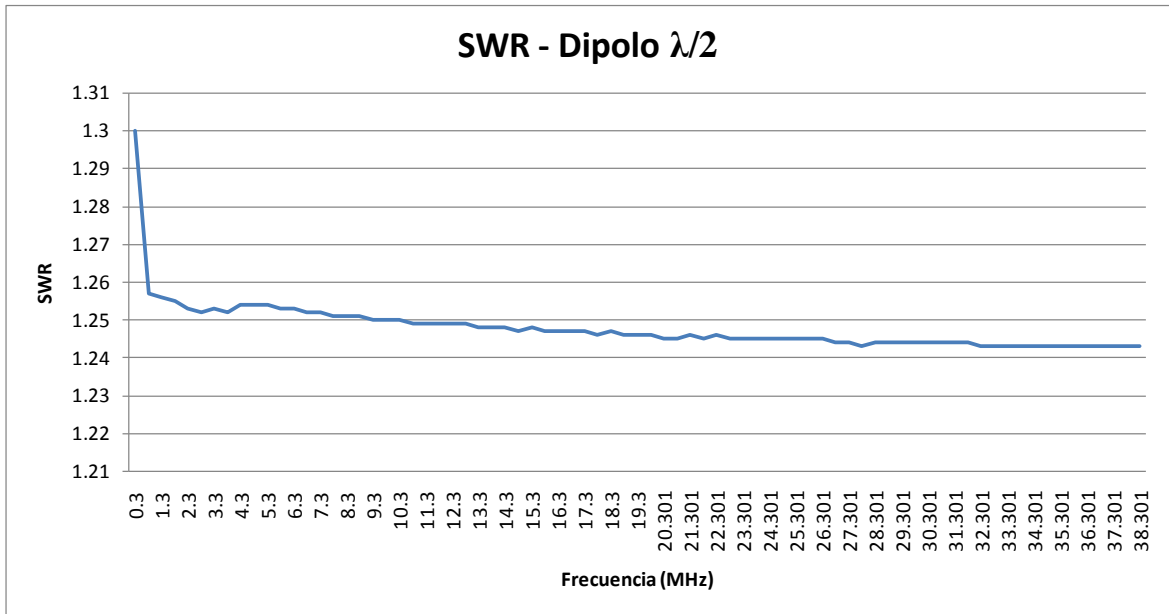


Fig. E.14: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – $AD\lambda/2$

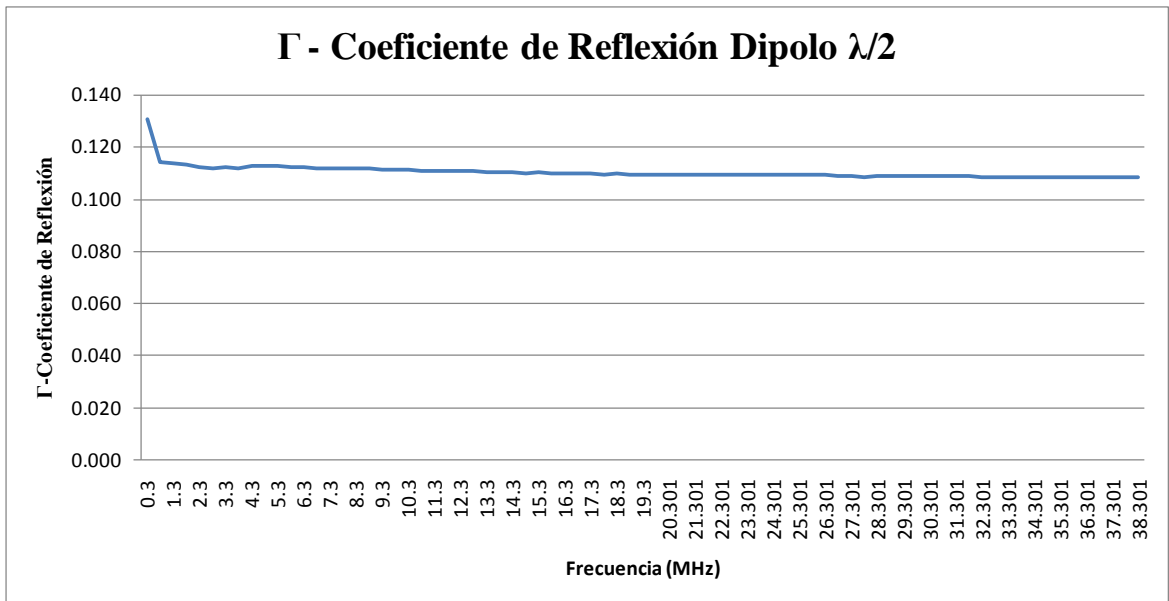


Fig. E.15: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – $AD\lambda/2$

E.4.4. Mediciones Impedancia Z_e vs. F . (MHz) - $AD\lambda/2$.

Tabla E -4: Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Dipolo $\lambda/2$ - $AD\lambda/2$

Freq. (MHz)	Z (Ohmios)	Freq. (MHz)	Z (Ohmios)	Freq. (MHz)	Z (Ohmios)
0.3	61.27	18.8	44.07	37.301	35.81
0.8	59.18	19.3	43.79	37.801	35.4
1.3	57.36	19.801	43.61	38.301	35.41
1.8	56.23	20.301	43.14	38.801	35.06
2.3	54.97	20.801	42.92	39.301	34.99
2.8	54	21.301	42.72	39.801	34.84
3.3	53.24	21.801	42.6	40.301	34.76
3.8	52.64	22.301	42.35	40.801	34.32
4.3	52.73	22.801	42.16	41.301	34.48
4.8	52.22	23.301	41.74	41.801	34.07
5.3	51.63	23.801	41.54	42.301	33.95
5.8	51.67	24.301	41.24	42.801	33.71
6.3	51.31	24.801	41.17	43.301	33.68
6.8	51.11	25.301	41.04	43.801	33.53
7.3	50.29	25.801	40.49	44.301	33.39
7.8	50.15	26.301	40.42	44.801	33.1
8.3	50.14	26.801	40.07	45.301	33.06
8.8	49.71	27.301	39.86	45.801	32.81
9.3	49.46	27.801	39.88	46.301	32.84
9.8	49.22	28.301	39.49	46.801	32.54
10.3	48.69	28.801	39.08	47.301	32.23
10.8	48.04	29.301	39	47.801	32.21
11.3	48.15	29.801	38.77	48.301	32.14
11.8	47.95	30.301	38.66	48.801	31.93
12.3	47.63	30.801	38.44	49.301	31.86
12.8	46.83	31.301	38.15	49.801	31.68
13.3	47.18	31.801	38.07	50.301	31.48
13.8	46.74	32.301	37.68	50.801	31.4
14.3	46.54	32.801	37.29	51.301	31.27
14.8	46.12	33.301	37.37	51.801	31.11
15.3	45.88	33.801	37.35	52.301	30.92
15.8	45.7	34.301	36.8	52.801	30.96
16.3	45.45	34.801	36.68	53.301	30.62
16.8	45	35.301	36.47	53.801	30.53
17.3	45.08	35.801	36.4	54.301	30.39
17.8	44.4	36.301	36.2	54.801	30.37
18.3	44.16	36.801	35.96	55.301	30.18
Z promedio= 45.36728571 (0,3 - 35 MHz)					

E.5. Antena de Hilo Largo sin terminación - AHLsT.

E.5.1. Especificaciones técnicas – AHLsT.

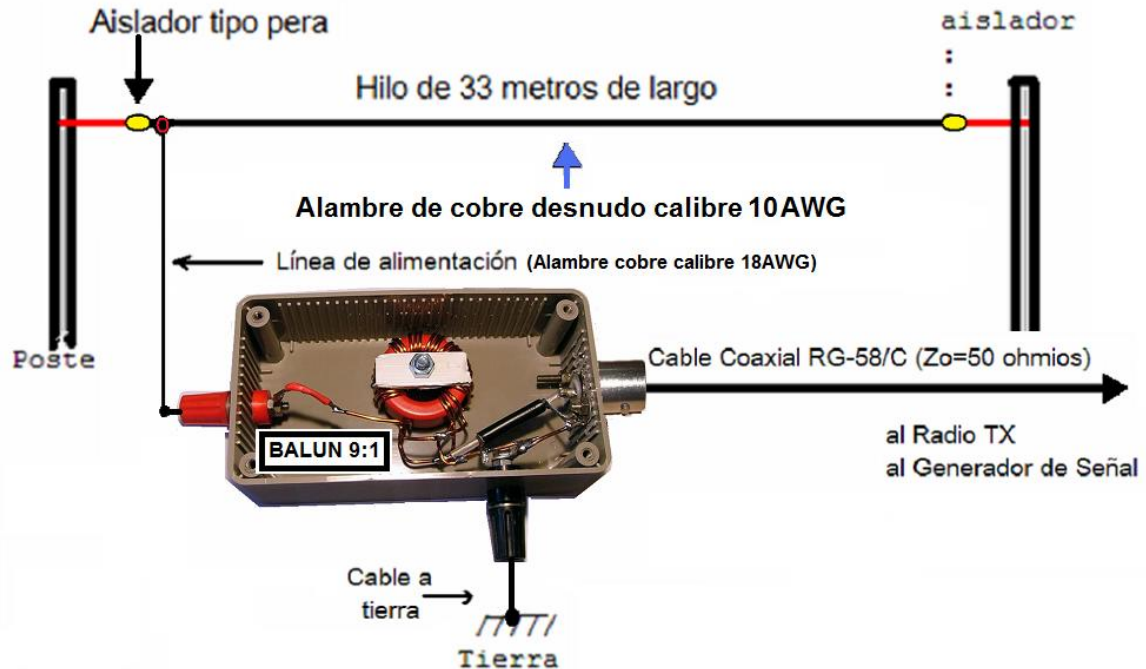


Fig. E.16: Antena Hilo Largo sin Terminación para pruebas Sistema LEMPSPA

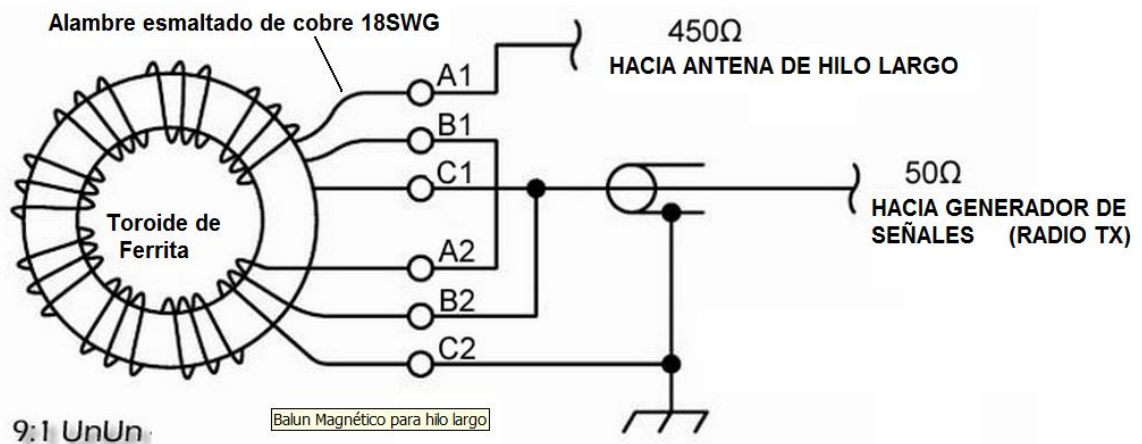


Fig. E.17: Diseño Balun 9:1 Antena Hilo Largo - AHLsT

Especificaciones técnicas:

- Ancho de Banda - $\Delta F = 280 \text{ kHz a } 40 \text{ MHz}$ (en 3 dB)
- Impedancia promedio = $Z = 47 \Omega$
- Relación de Onda Estacionaria = $\text{SWR} = 1,037$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = 0,019

E.5.2. Carta de Smith – AHLsT.

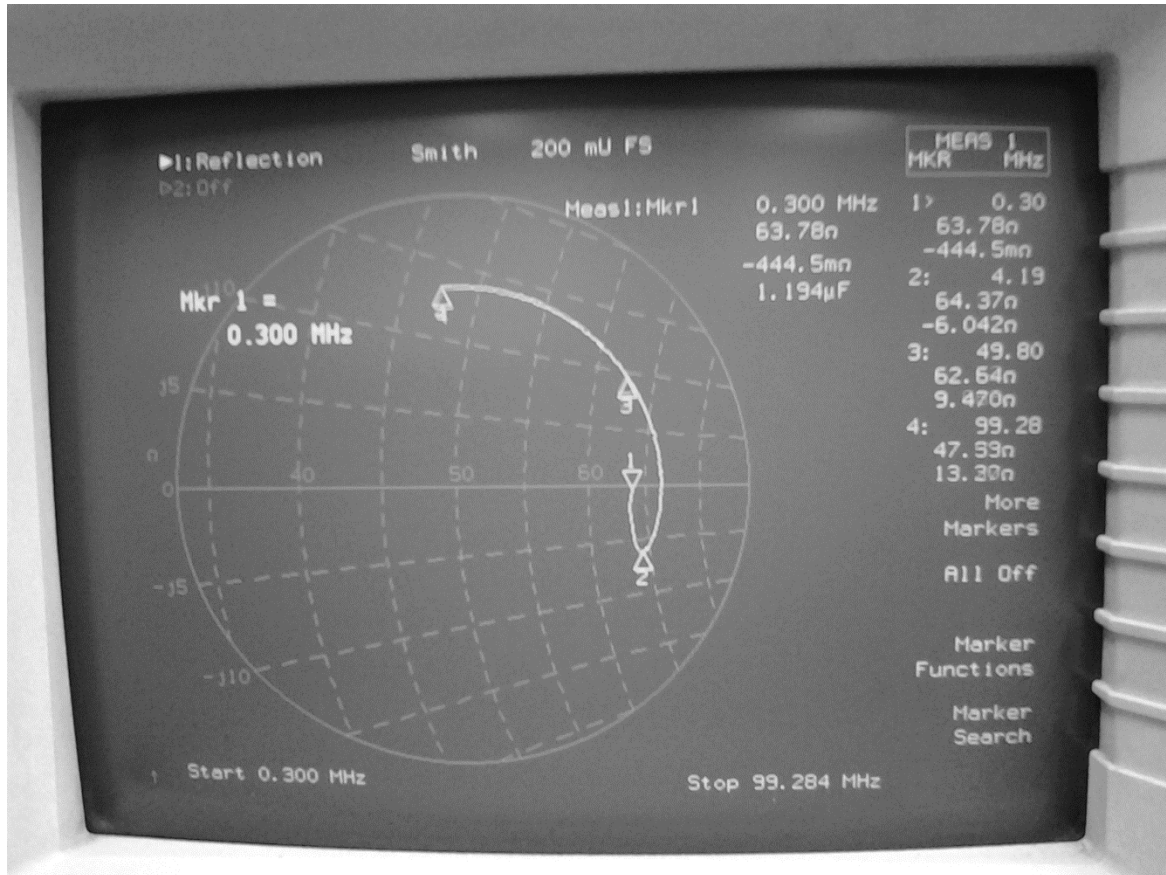


Fig. E.18: Carta de Smith Antena Hilo Largo sin Terminación - AHLsT

Marcas de observación:

1. 300 kHz
2. 4,19 MHz
3. 49,8 MHz
4. 99,28 MHz

E.5.3. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – AHLsT.

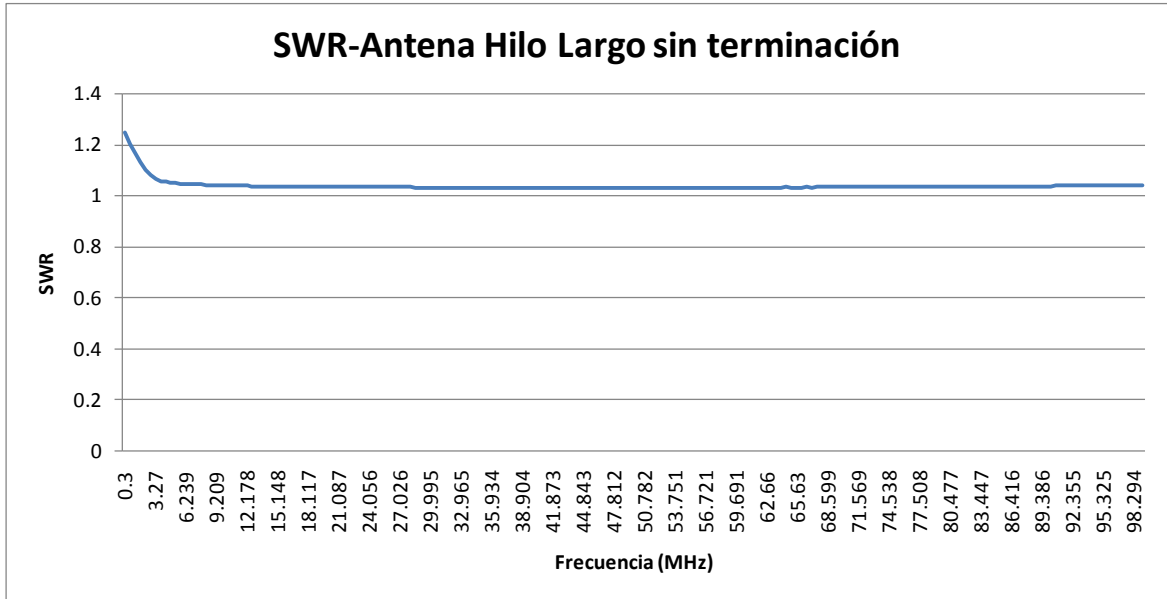


Fig. E.19: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – AHLsT

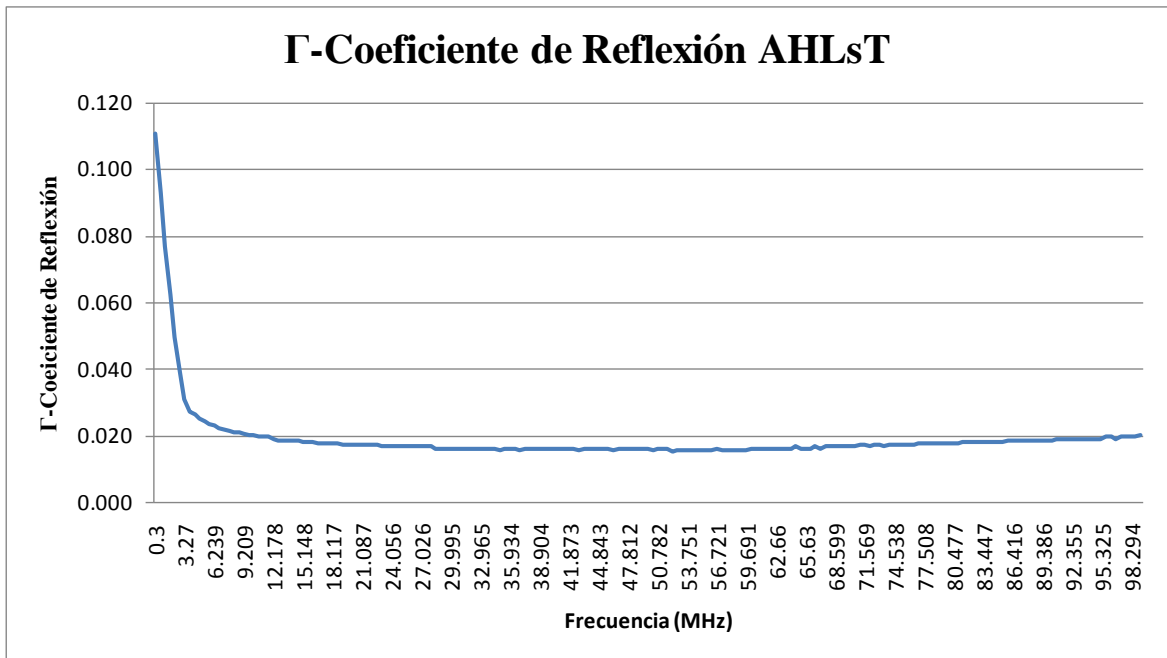


Fig. E.20: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – AHLsT

E.5.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – AHLsT.

Tabla E -5: Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Hilo Largo sin Terminación - AHLsT

Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)
0.3	46.88	20.097	44.71	39.894	46.06	59.691	47.23	79.487	48.76
0.795	46.74	20.592	44.57	40.389	46.14	60.185	47.27	79.982	48.81
1.29	46.37	21.087	44.46	40.884	46.23	60.68	47.35	80.477	48.79
1.785	46.11	21.582	44.23	41.378	46.24	61.175	47.41	80.972	48.86
2.28	45.92	22.077	43.23	41.873	46.28	61.67	47.45	81.467	48.9
2.775	45.47	22.571	43.41	42.368	46.33	62.165	47.47	81.962	48.95
3.27	45.46	23.066	43.27	42.863	46.36	62.66	47.5	82.457	49
3.764	45.43	23.561	42.61	43.358	46.41	63.155	47.59	82.952	49.03
4.259	45.53	24.056	42.46	43.853	46.43	63.65	47.61	83.447	49.06
4.754	45.67	24.551	42.54	44.348	46.45	64.145	47.65	83.942	49.08
5.249	45.82	25.046	42.71	44.843	46.49	64.64	47.65	84.437	49.13
5.744	46.09	25.541	43.13	45.338	46.5	65.135	47.71	84.932	49.21
6.239	46.26	26.036	43.2	45.833	46.48	65.63	47.69	85.426	49.22
6.734	46.31	26.531	43.29	46.328	46.44	66.125	47.76	85.921	49.27
7.229	46.37	27.026	43.33	46.823	46.22	66.619	47.8	86.416	49.33
7.724	46.4	27.521	43.89	47.318	46.18	67.114	47.82	86.911	49.31
8.219	46.45	28.016	43.7	47.812	46.15	67.609	47.9	87.406	49.39
8.714	46.48	28.511	43.51	48.307	46.23	68.104	47.91	87.901	49.39
9.209	46.49	29.005	43.5	48.802	46.31	68.599	47.95	88.396	49.46
9.704	46.5	29.5	43.7	49.297	46.4	69.094	47.98	88.891	49.55
10.198	46.48	29.995	43.81	49.792	46.49	69.589	48.03	89.386	49.52
10.693	46.48	30.49	44.02	50.287	46.55	70.084	48.09	89.881	49.59
11.188	46.51	30.985	44.35	50.782	46.6	70.579	48.14	90.376	49.63
11.683	46.48	31.48	44.46	51.277	46.67	71.074	48.14	90.871	49.63
12.178	45.24	31.975	44.55	51.772	46.71	71.569	48.19	91.365	49.7
12.673	44.09	32.47	44.62	52.267	46.78	72.064	48.23	91.86	49.77
13.168	43.91	32.965	44.66	52.762	46.82	72.558	48.25	92.355	49.8
13.663	43.8	33.46	44.72	53.257	46.88	73.053	48.34	92.85	49.79
14.158	43.9	33.955	44.75	53.751	46.86	73.548	48.33	93.345	49.88
14.653	43.96	34.45	45.05	54.246	46.91	74.043	48.38	93.84	49.89
15.148	44.07	34.944	45.14	54.741	46.95	74.538	48.43	94.335	49.92
15.643	44.22	35.439	45.66	55.236	46.99	75.033	48.47	94.83	49.97
16.137	44.42	35.934	46.06	55.731	47.03	75.528	48.46	95.325	50.01
16.632	44.66	36.429	46.07	56.226	46.99	76.023	48.51	95.82	50.07
17.127	44.71	36.924	45.84	56.721	46.98	76.518	48.52	96.315	50.05
17.622	44.74	37.419	45.53	57.216	47.04	77.013	48.59	96.81	50.11
18.117	44.76	37.914	45.51	57.711	47.07	77.508	48.63	97.305	50.16
18.612	44.79	38.409	45.55	58.206	47.12	78.003	48.64	97.799	50.2
19.107	44.81	38.904	45.76	58.701	47.14	78.498	48.7	98.294	50.3
19.602	44.72	39.399	45.92	59.196	47.2	78.992	48.68	99.284	50.32

E.6. Antena Parrilla modos A/B – APmA/B.

E.6.1. Especificaciones técnicas Antena Parrilla – APmA/B.

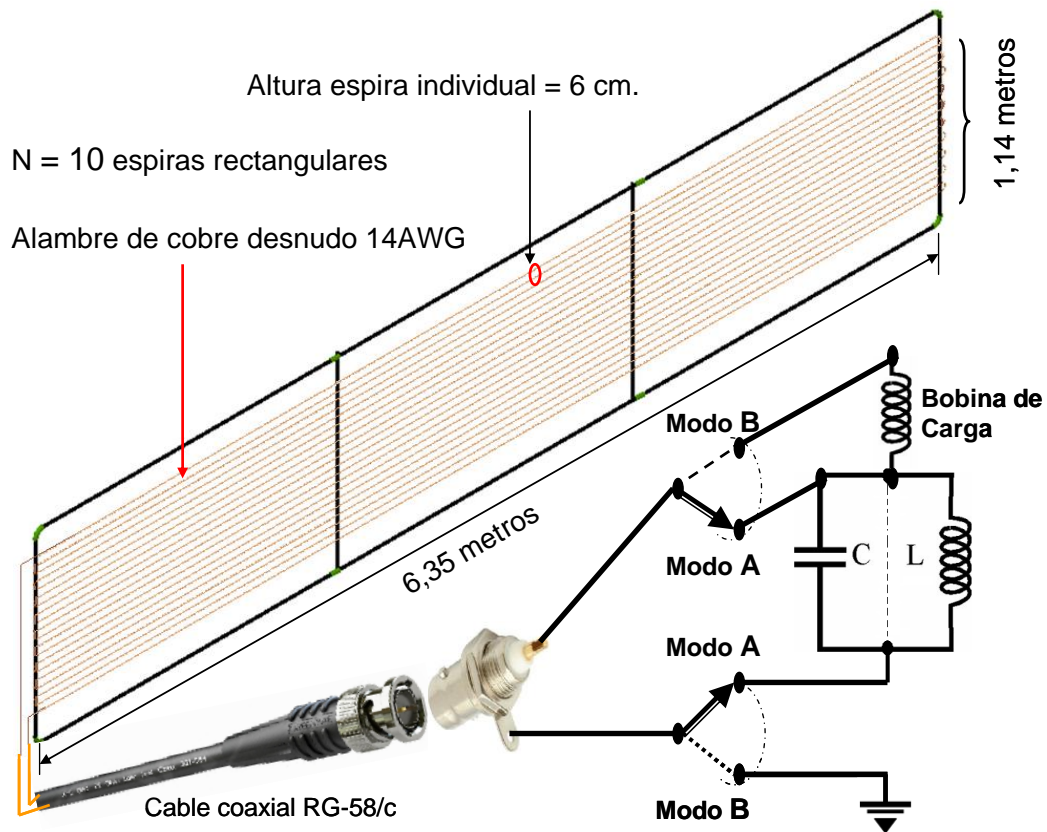


Fig. E.21: Diseño Antena Parrilla modos A/B Sistema LEMPSA



Fig. E.22: Foto Antena Parrilla ubicada en techo edificio Campus La Nubia

Conformación Antena Parrilla: 20 espiras rectangulares de 6,35 metros x 6 cm conectadas en serie en arreglo co-lineal y ubicadas en el mismo plano (monoplano).

E.6.2. Medición de inductancia L – APmA.

Inductancia L medida antena APmA

Con Probador BK-Precision = 103,1 μ H

Con Probador Amprobe LCR55A = 107,8 μ H

Inductancia L calculada = **103,667** microhenrios (ver E.6.3)

Fórmula utilizada: F.E. Termann.

E.6.3. Cálculo de Inductancia L – APmA.

Cálculo L de la Antena Parrilla Modo A (Arreglo Lazo rectangular)		
Fórmula utilizada: F. E. Terman		
$L = 0,4 \left[(a+b) \ln \left(\frac{4ab}{d} \right) - a \ln(a+g) - b \ln(b+g) \right] + 0,4 [2g+d - 2(a+b)] \mu H$		
Lado largo= ancho = a =	6.35 m	
Lado corto = altura = b =	0.06 m	
d = Diametro cable en metros =	0.00208 m = Diametro cable = 2,08 mm (cable 14AWG)	
Diagonal $g = \sqrt{a^2 + b^2} =$	6.35028346	
suma a+b =	6.41	
multiplicacion (4xaxb)/d =	732.692308	
ln C	6.59672584	
T1=(a+b)ln(4ab/d) =	42.2850127	
a+g =	12.7002835	
T2 = a.ln(a+g) =	16.1393144	
b+g =	6.41028346	
T3 = b.ln(b+g) =	0.11147421	
0.4x(T1-T2-T3) =	10.4136896	
T4 = 2g + d =	12.7026469	
T5 = 2(a+b) =	12.82	20 hileras de 6,35 m
0.4x(T4-T5) =	-0.04694123	Separación entre hilos = 6 cm
N - Nro Espiras rectangulares =	10	Largo terminales = 2 x 11 m.
L (μ H) =	10.3667484	
L Total = LxN= L (μH) =	103.667484	

$$L = \frac{\Phi}{I} [\text{Henrios}] \quad \text{Una espira}$$

$$L = \frac{\Phi N}{I} [\text{Henrios}] \quad \text{- N-Espiras}$$

E.6.6. Mediciones SWR y Γ -Coeficiente de Reflexión – APmA.

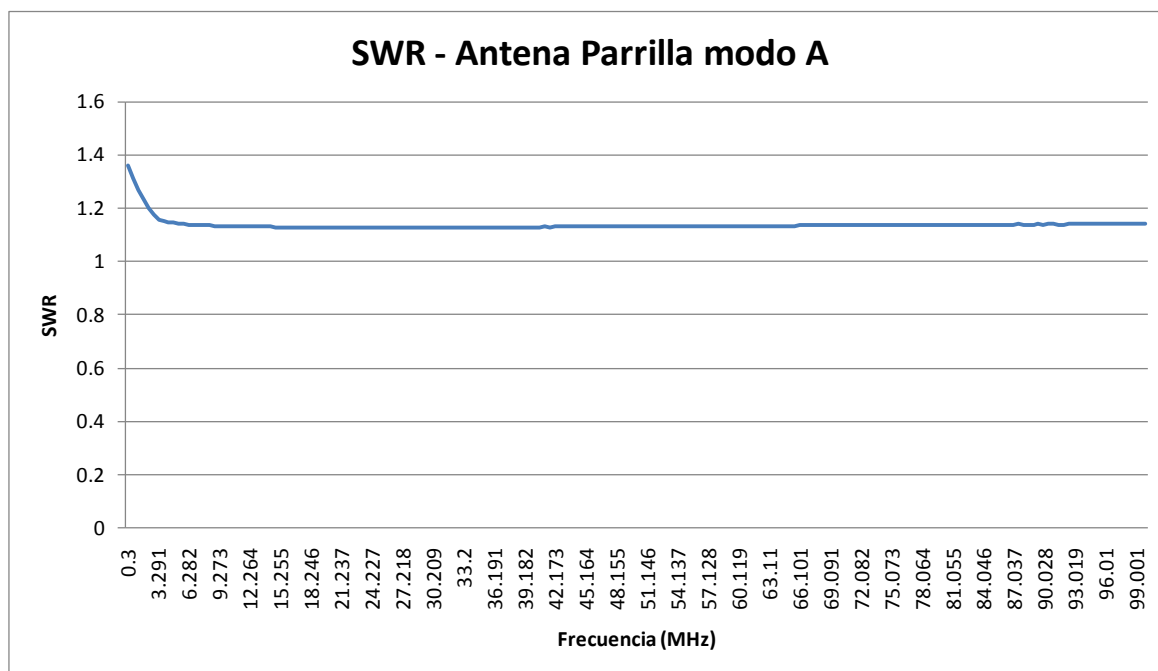


Fig. E.25: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – APmA.

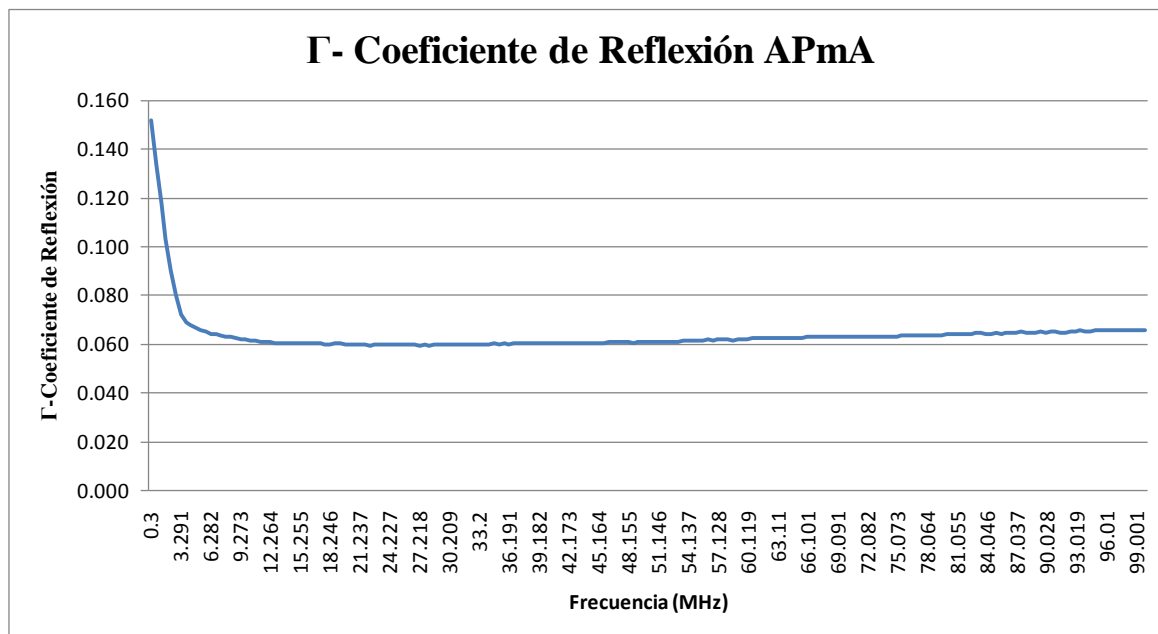


Fig. E.26: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – APmA.

E.6.7. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – APmA/B.

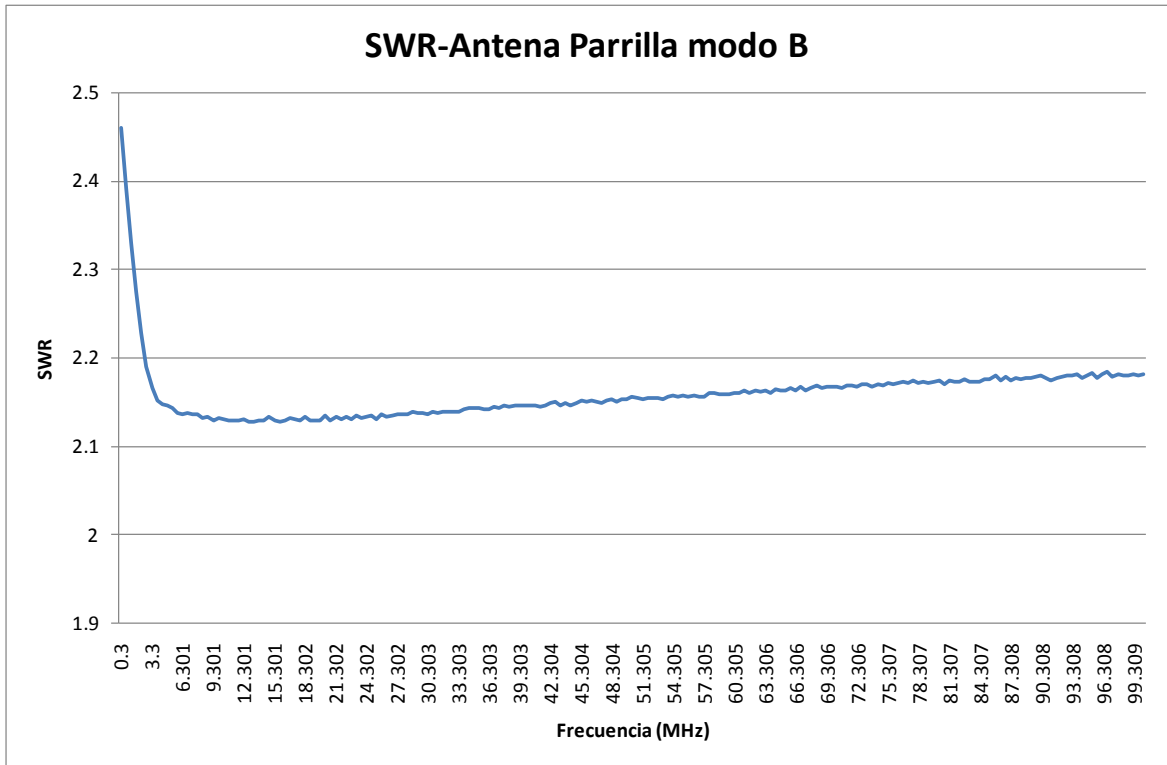


Fig. E.27: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – APmB.

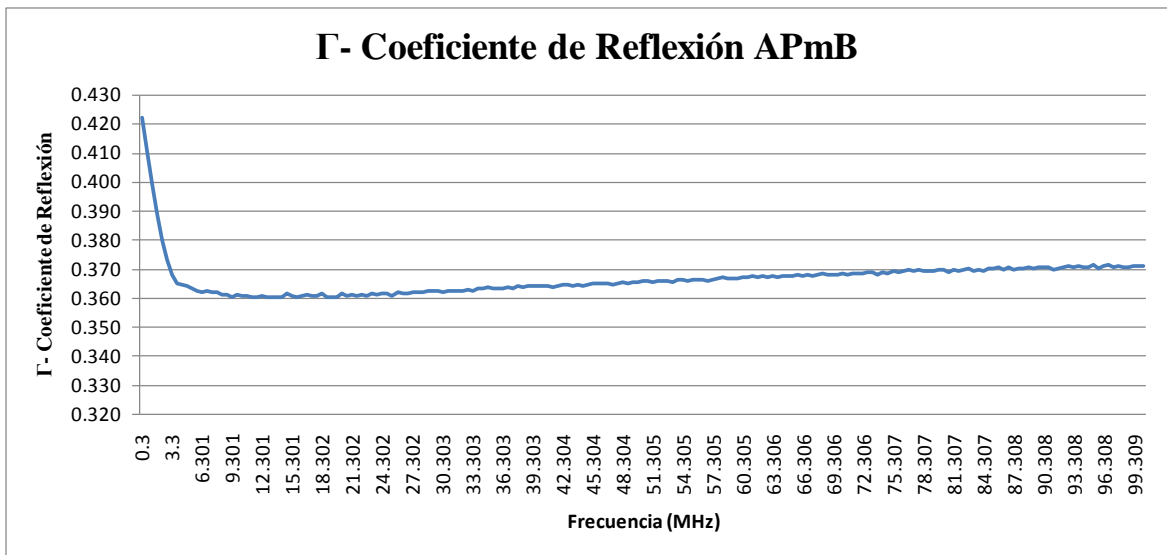


Fig. E.28: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – APmB.

E.6.8. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – APmA.

Tabla E -6: Medición Ze vs. F (MHz) – Antena Parrilla modo A - APmA

Freq(MHz)	Z (Ohm)	Freq(MHz)	Z (Ohm)	Freq(MHz)	Z (Ohm)	Freq(MHz)	Z (Ohm)	Freq(MHz)	Z (Ohm)
0.3	52.05	20.24	45.77	40.179	42.92	60.119	41.33	80.058	41.18
0.798	51.05	20.738	45.7	40.678	42.9	60.617	41.33	80.557	41.16
1.297	50.38	21.237	45.61	41.176	42.83	61.116	41.3	81.055	41.16
1.795	49.72	21.735	45.59	41.675	42.79	61.614	41.25	81.554	41.23
2.294	49.37	22.234	45.49	42.173	42.79	62.113	41.24	82.052	41.24
2.792	49.21	22.732	45.36	42.672	42.67	62.611	41.19	82.551	41.22
3.291	49.03	23.23	45.36	43.17	42.63	63.11	41.19	83.049	41.27
3.789	48.82	23.729	45.15	43.669	42.56	63.608	41.2	83.548	41.27
4.288	48.78	24.227	45.18	44.167	42.56	64.107	41.16	84.046	41.31
4.786	48.77	24.726	45.09	44.666	42.45	64.605	41.17	84.545	41.33
5.285	48.5	25.224	44.86	45.164	42.46	65.104	41.15	85.043	41.35
5.783	48.5	25.723	44.93	45.662	42.33	65.602	41.1	85.542	41.39
6.282	48.39	26.221	44.81	46.161	42.32	66.101	41.13	86.04	41.38
6.78	48.35	26.72	44.77	46.659	42.27	66.599	41.12	86.539	41.42
7.279	48.16	27.218	44.69	47.158	42.25	67.098	41.09	87.037	41.44
7.777	48.13	27.717	44.56	47.656	42.19	67.596	41.09	87.536	41.45
8.276	47.92	28.215	44.47	48.155	42.17	68.094	41.09	88.034	41.47
8.774	47.89	28.714	44.44	48.653	42.11	68.593	41.09	88.533	41.54
9.273	47.72	29.212	44.41	49.152	42.01	69.091	41.06	89.031	41.52
9.771	47.78	29.711	44.22	49.65	42.04	69.59	41.04	89.53	41.57
10.27	47.67	30.209	44.28	50.149	41.99	70.088	41.05	90.028	41.63
10.768	47.56	30.708	44.15	50.647	42	70.587	41.03	90.527	41.66
11.267	47.38	31.206	44.05	51.146	41.89	71.085	41.06	91.025	41.68
11.765	47.34	31.705	43.96	51.644	41.86	71.584	41.03	91.523	41.74
12.264	47.24	32.203	43.94	52.143	41.84	72.082	41.04	92.022	41.77
12.762	47.13	32.702	43.86	52.641	41.8	72.581	41.06	92.52	41.78
13.261	47	33.2	43.84	53.14	41.76	73.079	41.04	93.019	41.82
13.759	46.88	33.699	43.73	53.638	41.71	73.578	41.05	93.517	41.8
14.258	46.82	34.197	43.66	54.137	41.68	74.076	41.04	94.016	41.86
14.756	46.75	34.696	43.54	54.635	41.67	74.575	41.05	94.514	41.99
15.255	46.72	35.194	43.55	55.134	41.64	75.073	41.06	95.013	42.01
15.753	46.63	35.693	43.44	55.632	41.57	75.572	41.07	95.511	41.99
16.252	46.6	36.191	43.42	56.131	41.52	76.07	41.09	96.01	42.07
16.75	46.35	36.69	43.37	56.629	41.55	76.569	41.1	96.508	42.09
17.249	46.33	37.188	43.3	57.128	41.48	77.067	41.07	97.007	42.11
17.747	46.24	37.687	43.21	57.626	41.47	77.566	41.1	97.505	42.19
18.246	46.12	38.185	43.22	58.125	41.46	78.064	41.14	98.004	42.32
18.744	46.08	38.684	43.1	58.623	41.41	78.563	41.11	98.502	42.27
19.243	45.94	39.182	43.07	59.122	41.38	79.061	41.13	99.001	42.32
19.741	45.93	39.681	43.05	59.62	41.37	79.56	41.11	99.998	42.4

E.6.9. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – APmB.**Tabla E -7:** Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Parrilla modo B - APmB

Freq(MHz)	Z(Ohm)	Freq(MHz)	Z(Ohm)	Freq(MHz)	Z(Ohm)	Freq(MHz)	Z(Ohm)	Freq(MHz)	Z(Ohm)
0.3	26.06	20.302	23.98	40.304	27.65	60.305	35.14	80.307	45.47
0.8	25.31	20.802	24.02	40.804	27.8	60.805	35.38	80.807	46.52
1.3	24.78	21.302	24	41.304	28.01	61.305	35.5	81.307	46.56
1.8	24.39	21.802	24.04	41.804	28.15	61.805	35.79	81.807	46.73
2.3	24.25	22.302	24.17	42.304	28.38	62.305	36.15	82.307	47.11
2.8	24.1	22.802	24.24	42.804	28.46	62.806	36.33	82.807	47.6
3.3	24.09	23.302	24.23	43.304	28.64	63.306	36.7	83.307	47.52
3.8	24.08	23.802	24.28	43.804	28.59	63.806	36.79	83.807	48.22
4.3	24.01	24.302	24.37	44.304	28.99	64.306	37.1	84.307	48.28
4.8	23.93	24.802	24.44	44.804	29.07	64.806	37.44	84.807	48.68
5.3	23.91	25.302	24.45	45.304	29.26	65.306	37.37	85.308	48.97
5.8	23.85	25.802	24.62	45.804	29.27	65.806	37.67	85.808	49.48
6.301	23.84	26.302	24.71	46.304	29.74	66.306	38.07	86.308	49.65
6.801	23.83	26.802	24.81	46.804	29.69	66.806	38.69	86.808	50.18
7.301	23.77	27.302	24.79	47.304	29.96	67.306	38.52	87.308	50.6
7.801	23.75	27.802	24.82	47.804	29.95	67.806	38.84	87.808	50.55
8.301	23.72	28.302	25.03	48.304	30.35	68.306	39.02	88.308	51.53
8.801	23.7	28.803	25.05	48.804	30.54	68.806	39.26	88.808	51.45
9.301	23.69	29.303	25.26	49.304	30.48	69.306	39.47	89.308	51.41
9.801	23.67	29.803	25.14	49.804	30.84	69.806	39.79	89.808	52.49
10.301	23.65	30.303	25.45	50.304	30.89	70.306	40.02	90.308	52.72
10.801	23.63	30.803	25.53	50.804	31.22	70.806	40.54	90.808	52.86
11.301	23.59	31.303	25.43	51.305	31.11	71.306	40.68	91.308	53.4
11.801	23.63	31.803	25.71	51.805	31.77	71.806	40.95	91.808	53.57
12.301	23.64	32.303	25.74	52.305	31.8	72.306	41.18	92.308	54.09
12.801	23.59	32.803	25.82	52.805	31.87	72.806	41.69	92.808	53.84
13.301	23.62	33.303	25.9	53.305	32.15	73.306	41.74	93.308	54.81
13.801	23.63	33.803	26.11	53.805	32.29	73.807	41.83	93.808	55.37
14.301	23.62	34.303	26.24	54.305	32.96	74.307	42.38	94.308	55.36
14.801	23.67	34.803	26.25	54.805	32.74	74.807	42.68	94.808	55.91
15.301	23.64	35.303	26.35	55.305	32.98	75.307	42.9	95.308	56.23
15.801	23.69	35.803	26.58	55.805	33.06	75.807	43.19	95.808	56.52
16.301	23.64	36.303	26.68	56.305	33.67	76.307	43.6	96.308	57.21
16.801	23.73	36.803	26.83	56.805	33.37	76.807	43.63	96.809	57.35
17.302	23.77	37.303	26.91	57.305	33.98	77.307	44.13	97.309	57.7
17.802	23.74	37.803	27.15	57.805	34.07	77.807	44.54	97.809	58.14
18.302	23.82	38.303	27.02	58.305	34.21	78.307	44.35	98.309	58.33
18.802	23.8	38.803	27.36	58.805	34.4	78.807	44.88	98.809	58.9
19.302	23.89	39.303	27.46	59.305	34.86	79.307	45.23	99.309	59.14
19.802	23.9	39.803	27.81	59.805	34.87	79.807	45.39	100.309	60.32

E.7. Antena Lazo Sensor (H) circular – ALsHcirc.

E.7.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor (H) Circular – ALsHcirc.

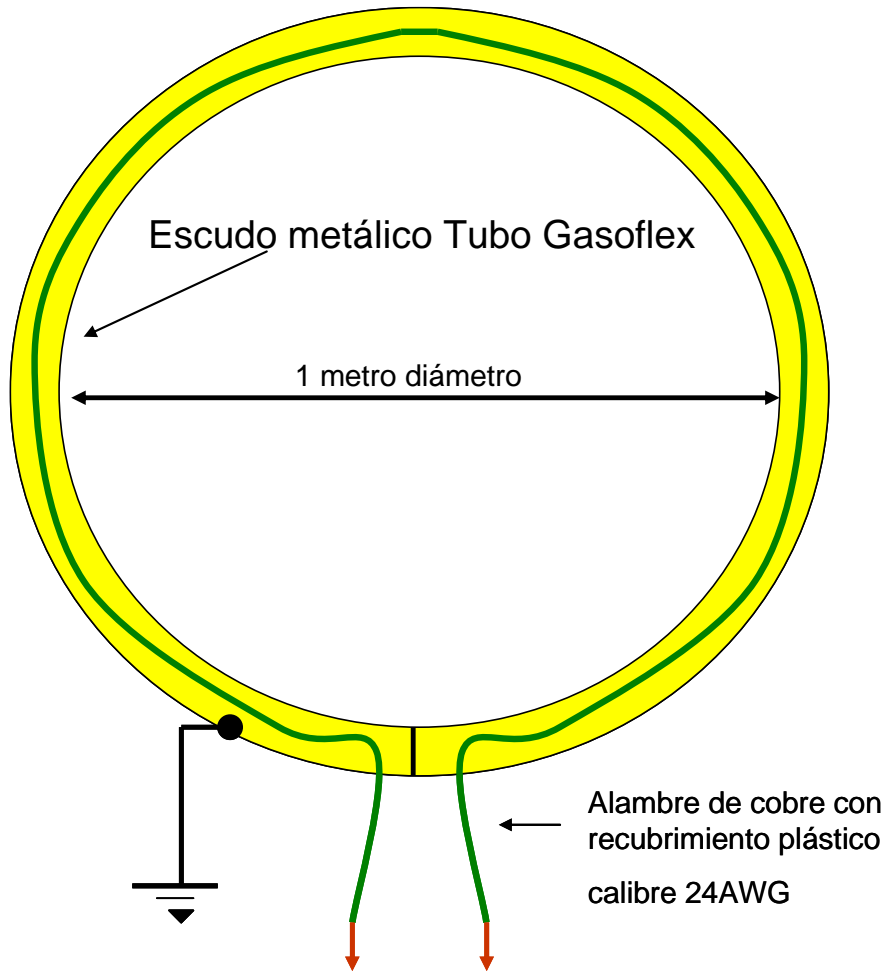


Fig. E.29: Diseño Antena Lazo Circular Sensor (H) Sistema LEMPSA

Especificaciones técnicas:

Tipo antena lazo: Monoespira forma circular.

Material escudo: Tubo Gasoflex de 2 cm diámetro (malla metálica de aluminio interna con recubrimiento plástico externo).

Diámetro circulo: 100 cm.

Alambre espira: Cable de cobre con revestimiento plástico calibre 24AWG.

- Impedancia promedio = $Z = 60,36 \Omega$
- Relación de Onda Estacionaria = $SWR = 1,9$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = $0,31$

E.7.2. Carta de Smith- ALsHcirc.



Fig. E.30: Carta de Smith Antena Lazo Circular Sensor (H) – ALsHcirc.

Marcas de observación:

1. 300 kHz
2. 4 MHz
3. 50,3 MHz
4. 100,31 MHz

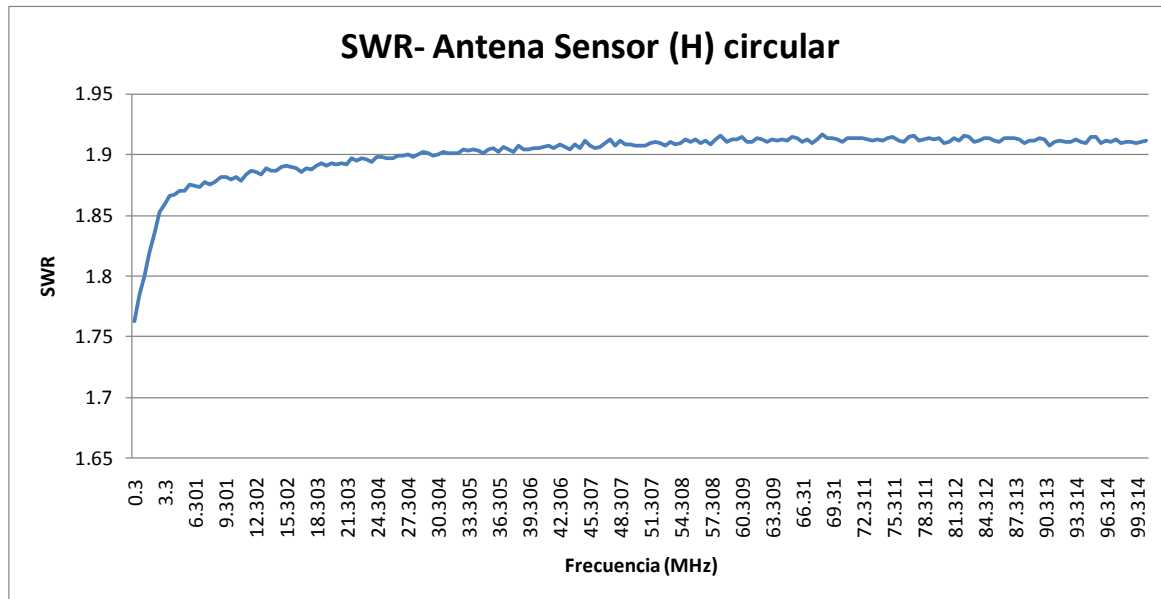
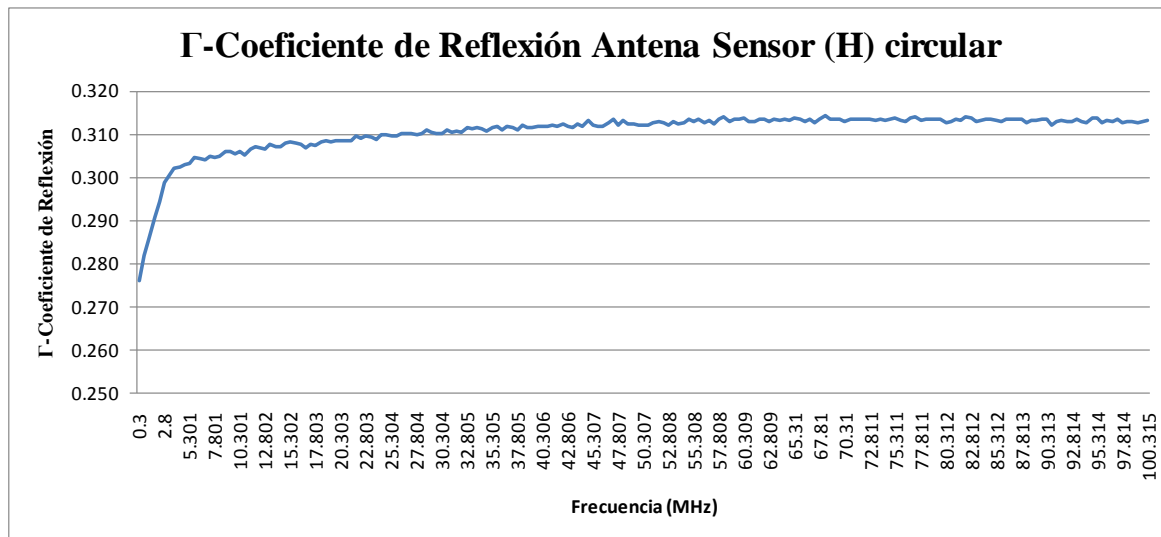
E.7.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHcirc.

Fig. E.31: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHcirc.

Fig. E.32: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHcirc.

E.7.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsH.

Tabla E -8: Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Lazo Circular Sensor (H) – ALsHcirc.

Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)	Freq(MHz)	Z (Ohmios)
0.3	29.43	20.303	40.95	40.306	51.81	60.309	65.43	80.312	80.94
0.8	29.89	20.803	41.36	40.806	52.22	60.809	65.77	80.812	81.22
1.3	30.36	21.303	41.66	41.306	52.69	61.309	66.16	81.312	81.53
1.8	31.12	21.803	41.63	41.806	52.69	61.809	67.07	81.812	81.99
2.3	31.94	22.303	42.01	42.306	53.15	62.309	66.92	82.312	82.31
2.8	32.49	22.803	42.22	42.806	53.73	62.809	67.53	82.812	82.63
3.3	33.18	23.303	42.62	43.306	53.82	63.309	67.79	83.312	83.04
3.801	33.34	23.803	42.55	43.806	54.13	63.809	68.4	83.812	83.42
4.301	33.97	24.304	42.9	44.306	54.38	64.309	68.63	84.312	83.49
4.801	34.01	24.804	43.21	44.807	54.69	64.809	69.1	84.812	84.34
5.301	34.24	25.304	43.56	45.307	55.33	65.31	69.02	85.312	84.73
5.801	34.58	25.804	43.88	45.807	55.35	65.81	69.61	85.813	84.98
6.301	34.66	26.304	44.01	46.307	55.69	66.31	70.31	86.313	85.26
6.801	34.84	26.804	44.27	46.807	56.18	66.81	70.51	86.813	85.51
7.301	35.39	27.304	44.73	47.307	56.51	67.31	70.77	87.313	85.93
7.801	35.2	27.804	44.77	47.807	57.01	67.81	71.23	87.813	86.35
8.301	35.7	28.304	45.08	48.307	56.74	68.31	71.8	88.313	86.72
8.801	35.9	28.804	45.43	48.807	57.48	68.81	72.03	88.813	86.61
9.301	36.15	29.304	45.66	49.307	57.8	69.31	72.39	89.313	87.22
9.801	36.27	29.804	45.82	49.807	58.08	69.81	73.1	89.813	87.53
10.301	36.64	30.304	46.33	50.307	58.47	70.31	73.37	90.313	87.74
10.802	36.62	30.804	46.63	50.807	58.71	70.81	73.58	90.813	87.93
11.302	36.93	31.305	46.53	51.307	59.01	71.31	74	91.313	88.47
11.802	37.26	31.805	47.25	51.808	59.38	71.81	74.55	91.813	88.64
12.302	37.39	32.305	47.32	52.308	60.01	72.311	74.63	92.313	89.02
12.802	37.5	32.805	47.53	52.808	60.01	72.811	75.39	92.814	89.41
13.302	37.91	33.305	47.86	53.308	60.41	73.311	75.19	93.314	89.31
13.802	37.99	33.805	48.19	53.808	60.92	73.811	76.27	93.814	89.62
14.302	38.33	34.305	48.56	54.308	60.78	74.311	76.32	94.314	89.99
14.802	38.33	34.805	48.94	54.808	61.86	74.811	76.84	94.814	90.26
15.302	38.74	35.305	48.97	55.308	62.12	75.311	76.76	95.314	90.43
15.802	38.82	35.805	49.34	55.808	62.29	75.811	77.48	95.814	90.89
16.302	39.32	36.305	49.83	56.308	62.55	76.311	77.93	96.314	91.28
16.802	39.44	36.805	50	56.808	63.21	76.811	77.62	96.814	91.42
17.302	39.44	37.305	50.17	57.308	62.96	77.311	78.79	97.314	91.49
17.803	39.79	37.805	50.41	57.808	63.94	77.811	79.3	97.814	91.82
18.303	40.04	38.306	50.88	58.308	64.14	78.311	79.14	98.314	92.07
18.803	40.32	38.806	51.12	58.809	64.23	78.811	79.6	98.814	92.06
19.303	40.68	39.306	51.61	59.309	65.13	79.312	80.14	99.314	92.36
19.803	40.76	39.806	51.9	59.809	65.08	79.812	80.5	100.315	92.74

E.8. Antena Lazo Sensor (H) cuadrada – ALsHcuad.

E.8.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor -H Cuadrada – ALsHcuad.

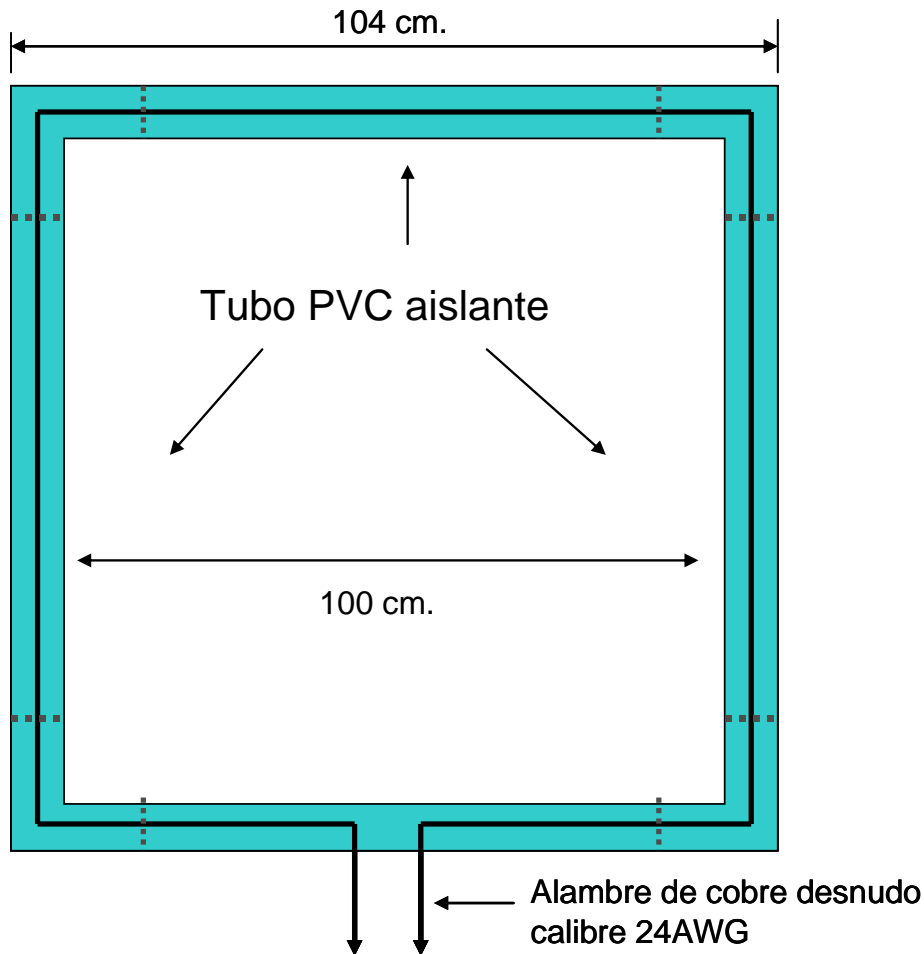


Fig. E.33: Diseño Antena Lazo Cuadrada Sensor (H) Sistema LEMPSA

Especificaciones técnicas:

Tipo antena lazo: Monoespira forma cuadrada.

Material escudo: Tubo PVC de ½" diámetro (Sin malla metálica).

Dimensiones: 1x1 metro interno.

Alambre espira: Cable de cobre desnudo calibre 24AWG.

- Impedancia promedio = $Z = 41,14 \Omega$
- Relación de Onda Estacionaria = $SWR = 1,96$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = $0,32$

E.8.2. Carta de Smith- ALsHcuad.

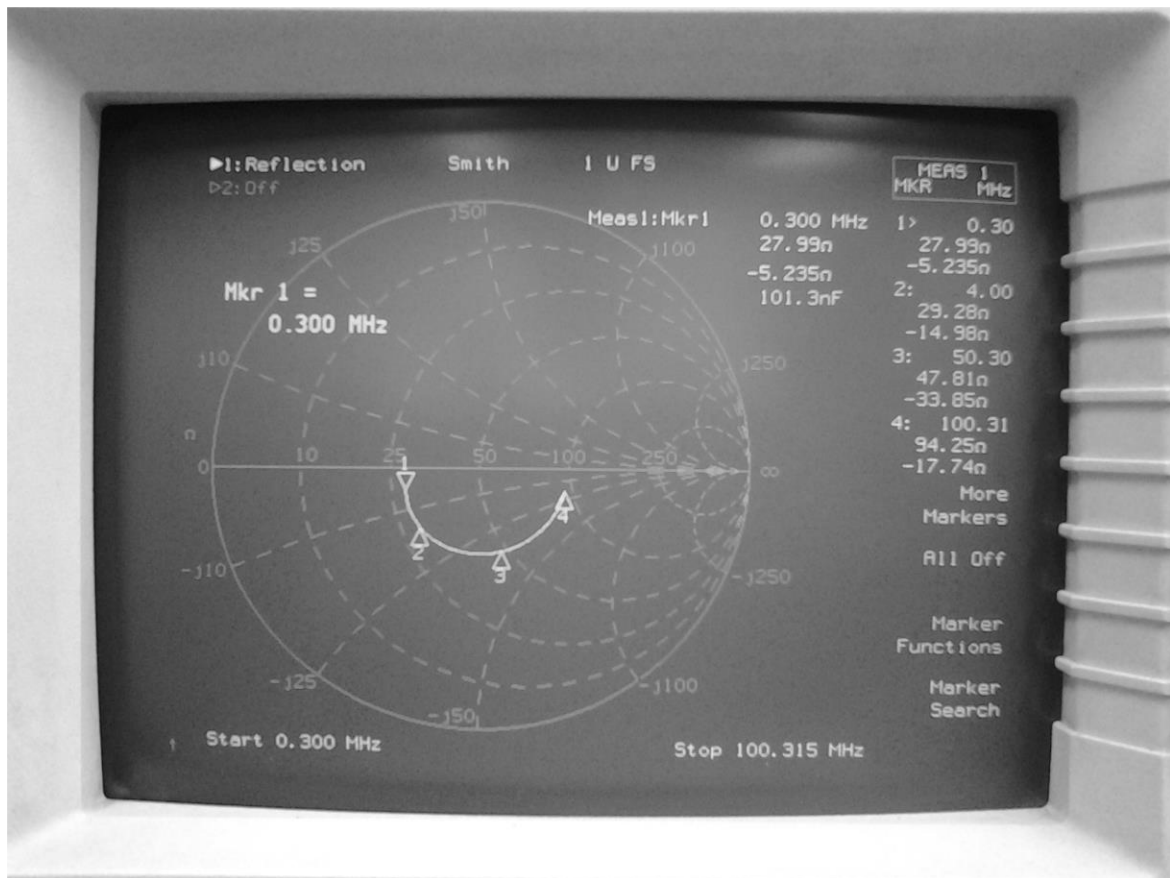


Fig. E.34: Carta de Smith Antena Lazo Cuadrado Sensor (H) – ALsHcuad.

Marcas de observación:

1. 300 kHz
2. 4 MHz
3. 50,3 MHz
4. 100,31 MHz

Nota: Obsérvense las similitudes con las mediciones obtenidas con la antena lazo circular (ver Figura E.30).

E.8.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHcuad.

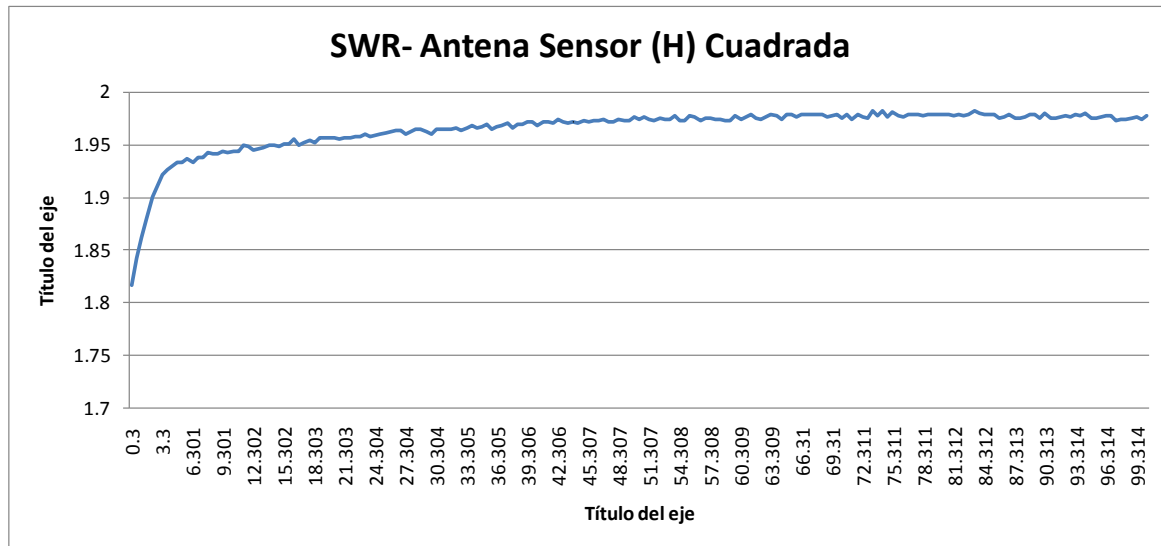


Fig. E.35: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHcuad.

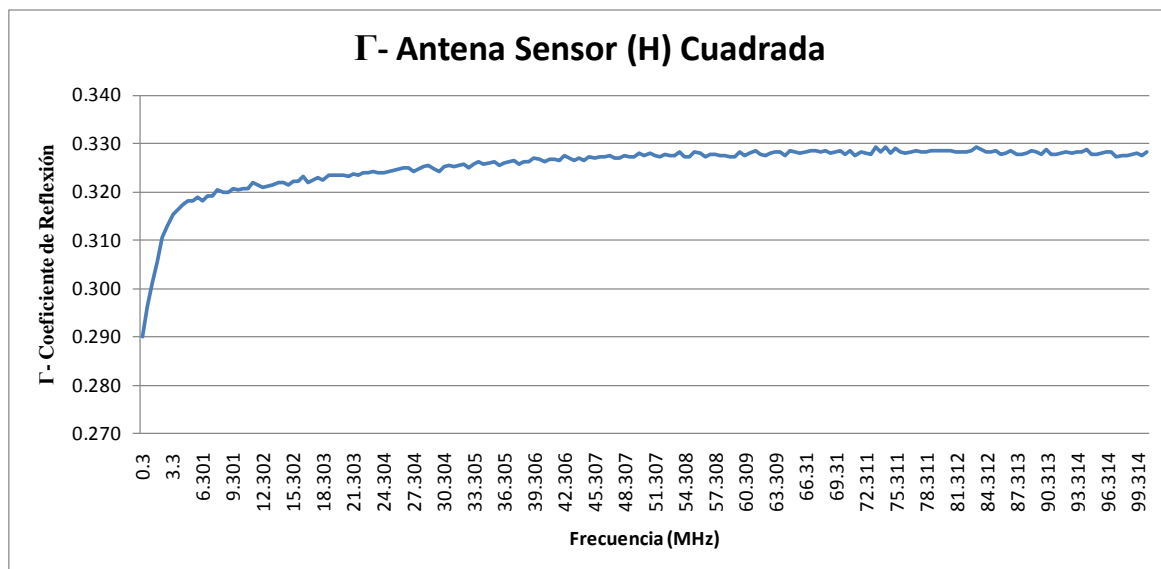


Fig. E.36: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHcuad.

E.8.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsHcuad.

Tabla E -9: Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Lazo Cuad. Sensor (H) – ALsHcuad.

Freq (MHz)	Z (Ohmios)	Freq (MHz)	Z (Ohmios)	Freq (MHz)	Z (Ohmios)	Freq (MHz)	Z (Ohmios)	Freq (MHz)	Z (Ohmios)
0.3	28.04	20.303	29.47	40.306	34.6	60.309	42.38	80.312	53.26
0.8	27.58	20.803	29.65	40.806	34.73	60.809	42.93	80.812	53.74
1.3	27.33	21.303	29.72	41.306	35.06	61.309	42.96	81.312	53.58
1.8	27.25	21.803	29.84	41.806	35.09	61.809	42.9	81.812	54.11
2.3	27.33	22.303	29.86	42.306	35.16	62.309	43.57	82.312	54.38
2.8	27.43	22.803	30.01	42.806	35.39	62.809	43.61	82.812	54.85
3.3	27.61	23.303	30.07	43.306	35.47	63.309	43.92	83.312	54.96
3.801	27.69	23.803	30.37	43.806	35.6	63.809	44.19	83.812	55.18
4.301	27.73	24.304	30.35	44.306	36	64.309	44.38	84.312	55.49
4.801	27.77	24.804	30.3	44.807	36.15	64.809	44.76	84.812	56.02
5.301	27.77	25.304	30.51	45.307	36.33	65.31	44.83	85.312	56.14
5.801	27.85	25.804	30.67	45.807	36.58	65.81	45.34	85.813	56.59
6.301	27.87	26.304	30.88	46.307	36.69	66.31	45.25	86.313	57.07
6.801	27.91	26.804	30.82	46.807	36.82	66.81	45.63	86.813	57.04
7.301	27.94	27.304	30.87	47.307	37.01	67.31	45.92	87.313	57.5
7.801	27.96	27.804	31.11	47.807	37.12	67.81	46.16	87.813	57.48
8.301	28.03	28.304	31.28	48.307	37.27	68.31	46.38	88.313	58.52
8.801	28.1	28.804	31.34	48.807	37.63	68.81	46.86	88.813	58.37
9.301	28.11	29.304	31.54	49.307	37.89	69.31	47.38	89.313	59.05
9.801	28.2	29.804	31.54	49.807	38.02	69.81	47.24	89.813	59.09
10.301	28.17	30.304	31.77	50.307	38.12	70.31	47.57	90.313	59.44
10.802	28.25	30.804	31.8	50.807	38.44	70.81	47.84	90.813	59.84
11.302	28.26	31.305	32.08	51.307	38.65	71.31	48.09	91.313	60.05
11.802	28.31	31.805	32.04	51.808	38.61	71.81	48.16	91.813	60.16
12.302	28.4	32.305	32.26	52.308	38.97	72.311	48.74	92.313	60.82
12.802	28.49	32.805	32.31	52.808	39.15	72.811	48.96	92.814	61.19
13.302	28.49	33.305	32.59	53.308	39.55	73.311	49.23	93.314	61.34
13.802	28.54	33.805	32.72	53.808	39.61	73.811	49.43	93.814	61.71
14.302	28.63	34.305	32.81	54.308	39.73	74.311	49.58	94.314	62.36
14.802	28.69	34.805	33.09	54.808	40.15	74.811	49.87	94.814	62.34
15.302	28.79	35.305	33.02	55.308	40.3	75.311	50.22	95.314	62.43
15.802	28.81	35.805	33.18	55.808	40.48	75.811	50.58	95.814	63.43
16.302	28.96	36.305	33.62	56.308	40.57	76.311	50.87	96.314	63.56
16.802	28.99	36.805	33.43	56.808	41.03	76.811	51.3	96.814	63.47
17.302	29.11	37.305	33.88	57.308	41.05	77.311	51.38	97.314	64
17.803	29.07	37.805	33.91	57.808	41.24	77.811	51.81	97.814	64.37
18.303	29.14	38.306	33.92	58.308	41.59	78.311	52.09	98.314	64.84
18.803	29.24	38.806	34.1	58.809	41.91	78.811	52.11	98.814	65.05
19.303	29.44	39.306	34.3	59.309	42.17	79.312	52.62	99.314	65.58
19.803	29.53	39.806	34.35	59.809	42.46	79.812	53.08	100.315	66.29

E.9. Antena Lazo Sensor (H) rectangular – ALsHrect.

E.9.1. Especificaciones Antena Lazo Sensor -H Rectangular – ALsHr.

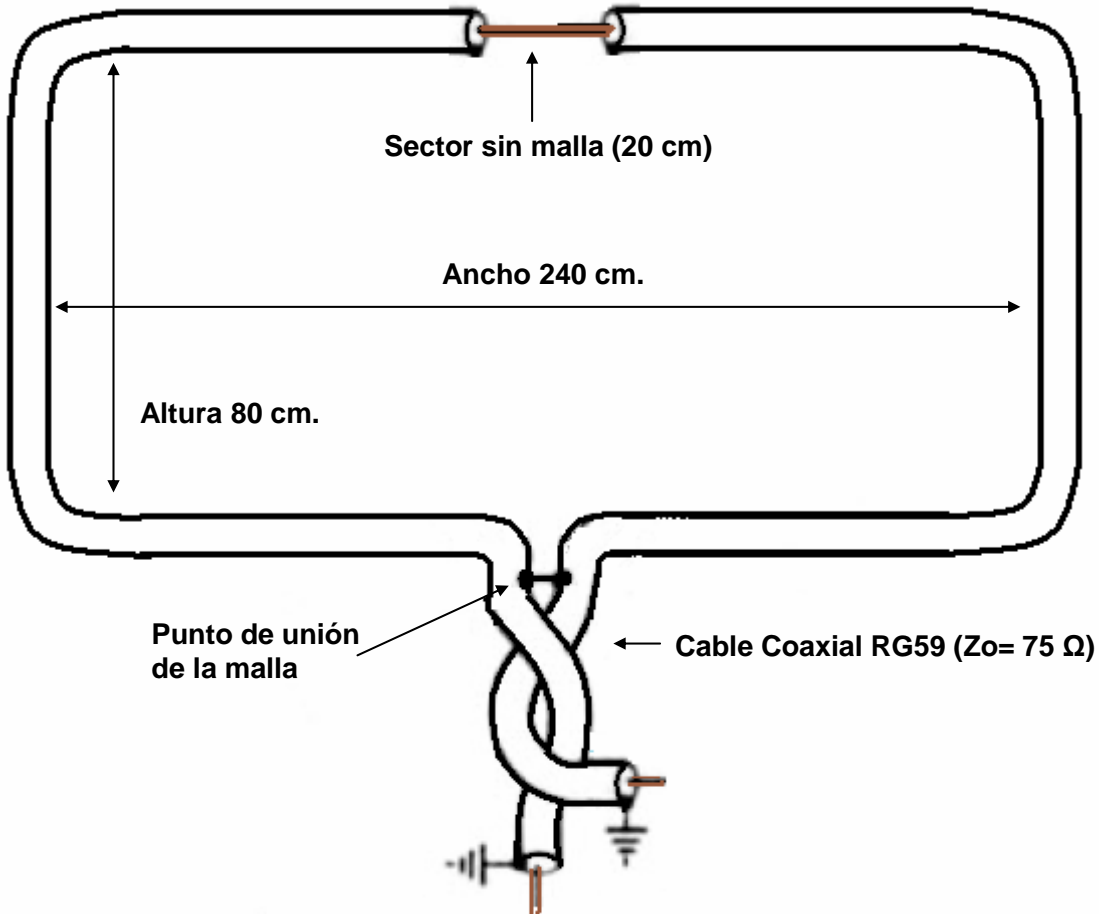


Fig. E.37: Diseño Antena Lazo Rectangular Sensor (H) Sistema LEMPSA

Especificaciones técnicas:

Tipo antena lazo: Monoespira forma Rectangular.

Material escudo: Malla externa cable coaxial.

Dimensiones: 240x80 cm.

Alambre espira: Cable Coaxial RG-59 (Z₀=75 Ω).

- Impedancia promedio = $Z = 32 \Omega$
- Relación de Onda Estacionaria = $SWR = 1,97$
- Γ (Coeficiente Reflexión) = 0,328

E.9.2. Carta de Smith- ALsHrect.

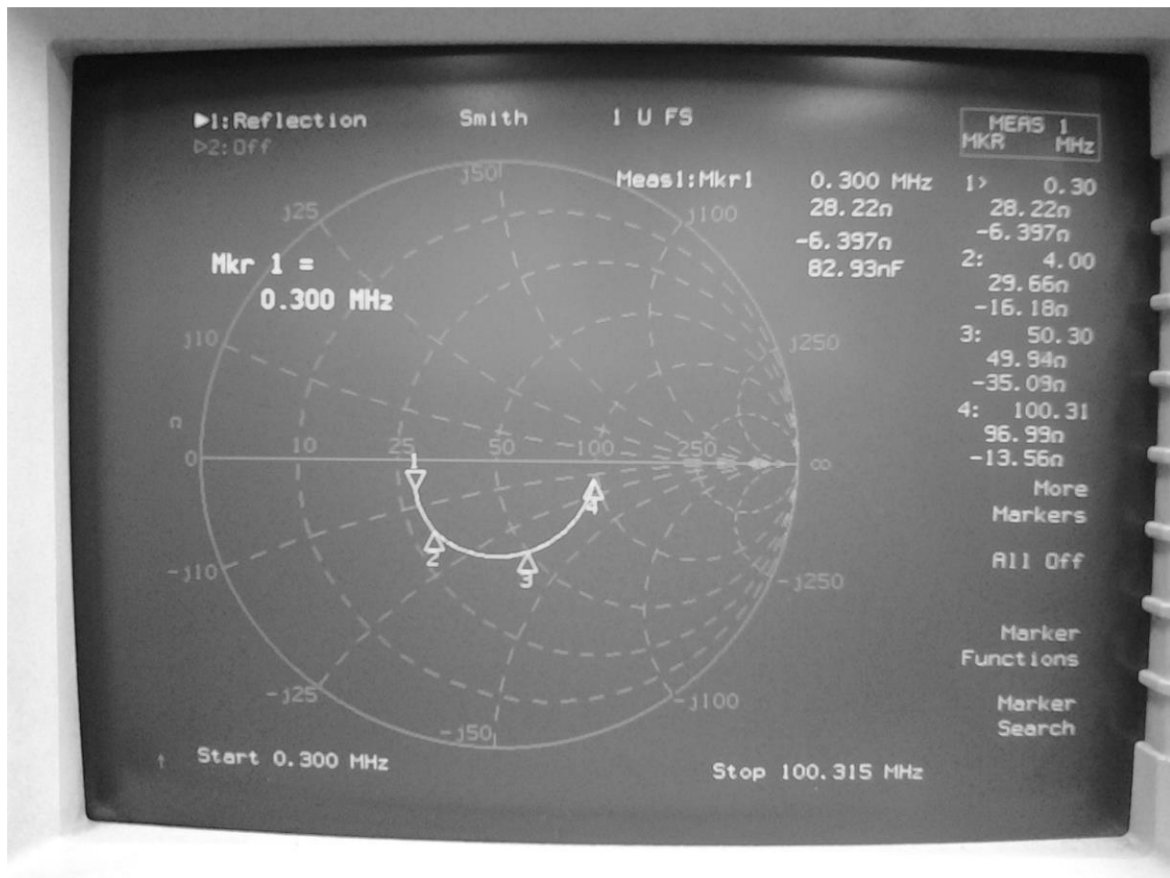


Fig. E.38: Carta de Smith Antena Lazo Rectangular Sensor (H) – ALsHrect.

Marcas de observación:

1. 300 kHz
2. 4 MHz
3. 50,3 MHz
4. 100,31 MHz

Nota: Obsérvense las similitudes con las mediciones obtenidas con las antenas lazo circular y cuadrada (ver Figuras E.30 y E.34).

E.9.3. Mediciones SWR y Γ - Coeficiente de Reflexión – ALsHrect.

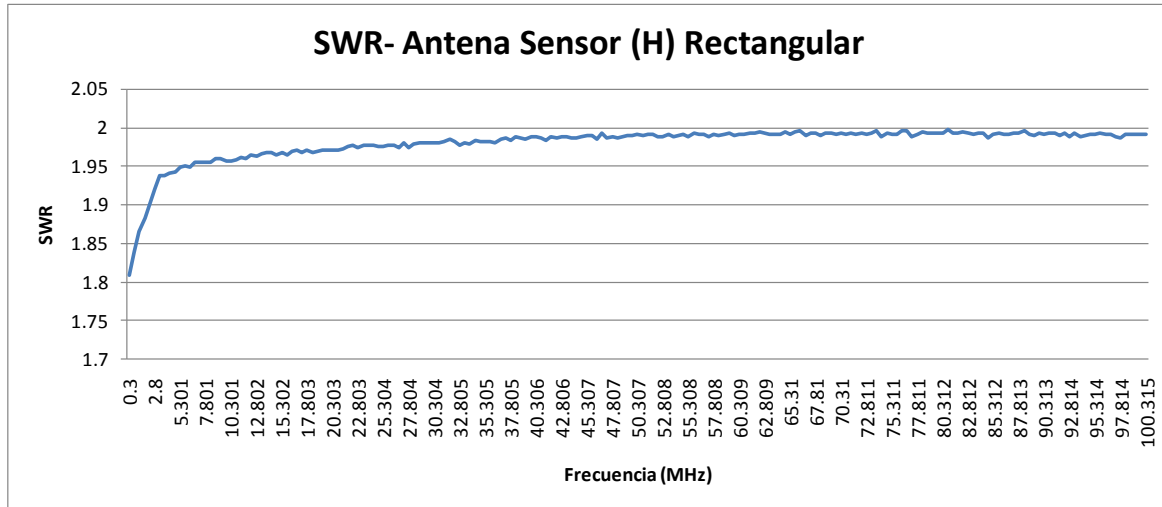


Fig. E.39: Cuadro de medición de SWR vs. Frecuencia en MHz – ALsHrect.

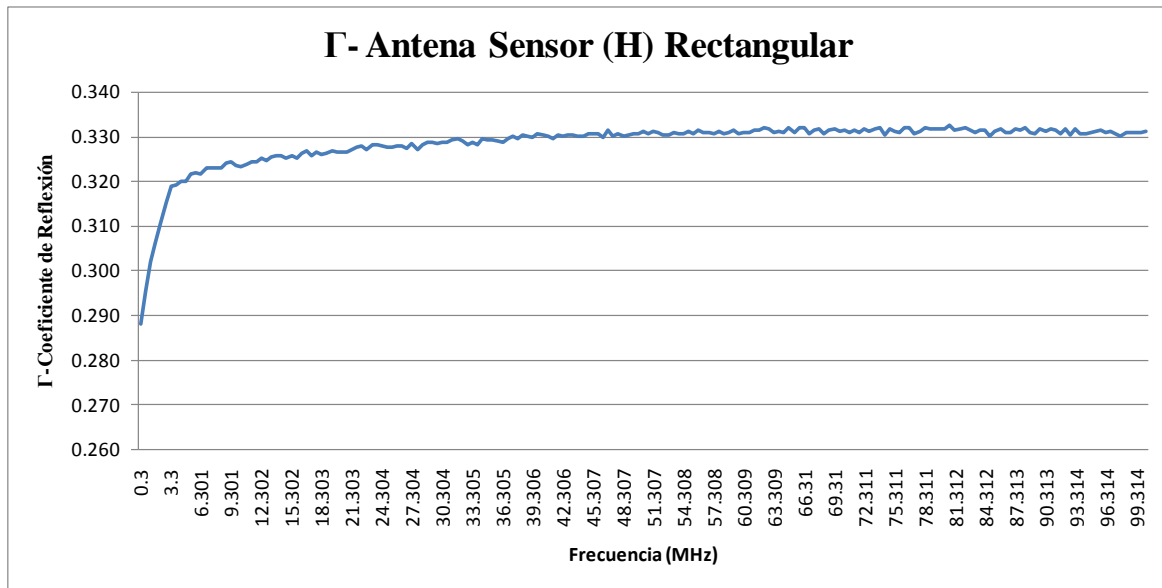


Fig. E.40: Cuadro de medición de Γ vs. Frecuencia en MHz – ALsHrect.

E.9.4. Medición Impedancia Z (Ω) Vs. Frecuencia (MHz) – ALsHrect.

Tabla E -10: Medición Z_e vs. F (MHz) – Antena Lazo Rect. Sensor (H) – ALsHrect.

Freq.(MHz)	Z (Ohmios)	Freq.(MHz)	Z (Ohmios)	Freq.(MHz)	Z (Ohmios)	Freq.(MHz)	Z (Ohmios)	Freq.(MHz)	Z (Ohmios)
0.3	27.22	20.303	22.86	40.306	25.36	60.309	31.8	80.312	41.61
0.8	26.27	20.803	22.88	40.806	25.37	60.809	32.11	80.812	41.83
1.3	25.59	21.303	22.9	41.306	25.64	61.309	32.34	81.312	42.17
1.8	25.15	21.803	22.89	41.806	25.77	61.809	32.36	81.812	42.62
2.3	24.8	22.303	22.93	42.306	25.77	62.309	32.74	82.312	42.85
2.8	24.55	22.803	22.96	42.806	25.97	62.809	32.83	82.812	43.18
3.3	24.44	23.303	22.97	43.306	25.98	63.309	33.03	83.312	43.62
3.801	24.23	23.803	23.01	43.806	26.31	63.809	33.47	83.812	43.58
4.301	24.28	24.304	23.03	44.306	26.37	64.309	33.32	84.312	43.92
4.801	24.05	24.804	23.06	44.807	26.41	64.809	33.66	84.812	44.26
5.301	23.98	25.304	23.09	45.307	26.61	65.31	34.07	85.312	44.55
5.801	24.01	25.804	23.08	45.807	26.62	65.81	34.26	85.813	45.17
6.301	23.87	26.304	23.18	46.307	26.89	66.31	34.52	86.313	45.2
6.801	23.8	26.804	23.19	46.807	26.91	66.81	34.53	86.813	45.56
7.301	23.71	27.304	23.19	47.307	27.2	67.31	34.89	87.313	45.46
7.801	23.68	27.804	23.28	47.807	27.35	67.81	35.05	87.813	46.32
8.301	23.59	28.304	23.32	48.307	27.5	68.31	35.33	88.313	47.08
8.801	23.52	28.804	23.35	48.807	27.6	68.81	35.55	88.813	47.23
9.301	23.47	29.304	23.5	49.307	27.81	69.31	35.65	89.313	47.31
9.801	23.38	29.804	23.47	49.807	27.94	69.81	36.16	89.813	47.71
10.301	23.39	30.304	23.59	50.307	28.19	70.31	36.24	90.313	47.81
10.802	23.32	30.804	23.68	50.807	28.43	70.81	36.53	90.813	48.16
11.302	23.24	31.305	23.65	51.307	28.59	71.31	37.01	91.313	48.49
11.802	23.22	31.805	23.8	51.808	28.57	71.81	37.14	91.813	49.07
12.302	23.18	32.305	23.83	52.308	28.63	72.311	37.36	92.313	49.21
12.802	23.1	32.805	23.93	52.808	29.14	72.811	37.44	92.814	49.61
13.302	23.09	33.305	24.02	53.308	29.02	73.311	37.7	93.314	50.13
13.802	23.07	33.805	24.05	53.808	29.31	73.811	38.19	93.814	50.06
14.302	23.01	34.305	24.23	54.308	29.52	74.311	38.35	94.314	50.59
14.802	23.01	34.805	24.27	54.808	29.64	74.811	38.68	94.814	50.98
15.302	22.95	35.305	24.31	55.308	29.8	75.311	38.82	95.314	51.32
15.802	22.94	35.805	24.39	55.808	30.05	75.811	39.27	95.814	51.78
16.302	22.93	36.305	24.55	56.308	30.41	76.311	39.43	96.314	51.83
16.802	22.93	36.805	24.68	56.808	30.21	76.811	39.33	96.814	52.57
17.302	22.89	37.305	24.78	57.308	30.78	77.311	40.03	97.314	52.73
17.803	22.91	37.805	24.74	57.808	30.65	77.811	40.32	97.814	53.11
18.303	22.86	38.306	24.85	58.308	30.97	78.311	40.37	98.314	53.53
18.803	22.88	38.806	25.05	58.809	31.15	78.811	40.85	98.814	53.94
19.303	22.9	39.306	25.22	59.309	31.41	79.312	41.07	99.314	54.42
19.803	22.86	39.806	25.27	59.809	31.5	79.812	41.5	100.315	54.89

Anexo F – Circuitos Módulo Frontal Sistema LEMPSA.

F.1. Receptor RB1

F.1.1. Cálculos variante Filtro LPF del RB1

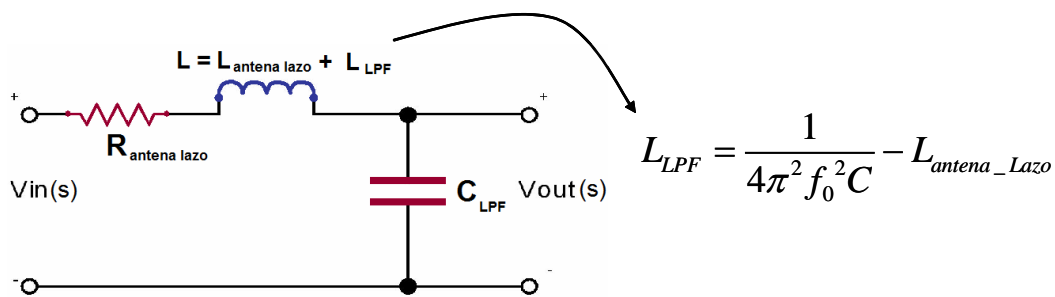


Fig. F.1: Filtro LPF tipo RLC (variante RB1)

Datos para cálculo LPF tipo RLC

R= Resistencia Antena Lazo = 5 Ω

$L_{\text{antena Lazo}} = 2.520 \mu\text{H}$

$L_{\text{LPF}} = 78,4 \mu\text{H}$

$L = 2.520 + 78,4 = 2.598,4 \mu\text{H}$

$C_{\text{LPF}} = 0,1 \mu\text{F}$

Función de Transferencia

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{LC} \frac{1}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \quad (\text{F.1})$$

$$H(s) = \frac{3'848.522.167,49}{S^2 + 1.924,26108374S + 3'848.522.167,49}$$

Frecuencia de Corte:

$$f_H = 9.873,40900201 \text{ [Hz]}$$

Factor de Calidad - Q

$$Q = 32,2391066874$$

Coefficiente de amortiguamiento (Damping ratio)

$$\zeta = 0,0155091145933$$

Polo(s)

$$p = -153,127831639 + 9.872,22149205i \text{ [Hz]}$$

$$|p| = 9.873,40900201 \text{ [Hz]}$$

$$p = -153,127831639 - 9.872,22149205i \text{ [Hz]}$$

$$|p| = 9.873,40900201 \text{ [Hz]}$$

Margen de Fase (Phase margin)

$$pm = 2,5[\text{deg}] \text{ (} f = 13.971 \text{ [Hz])}$$

Frecuencia de oscilación

$$f = 9.872,22149205 \text{ [Hz]}$$

Análisis Frecuencial

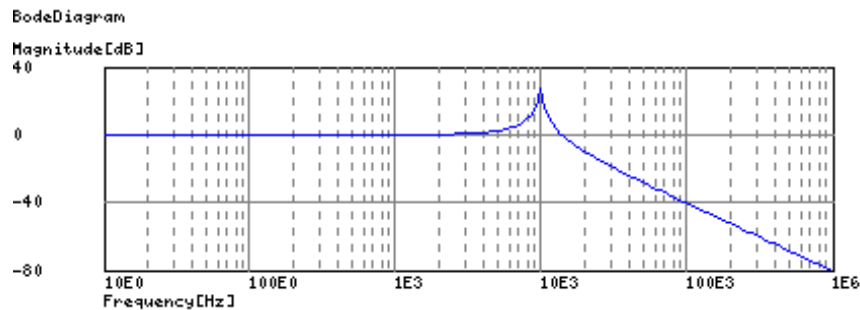


Fig. F.2: Diagrama de Bode LPF tipo RLC (variante RB1)

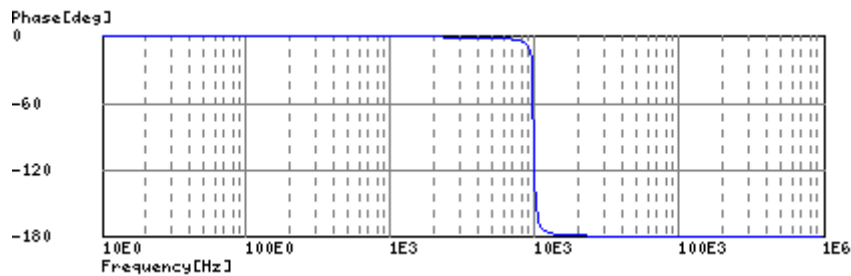


Fig. F.3: Diagrama de Fase LPF tipo RLC (variante RB1)

Sobrepaso - Overshoot (en valores absolutos)

$$1\text{er pico } g_{pk} = 1,95 \text{ (} t = 5,0E-5[\text{sec}] \text{)}$$

$$2\text{do pico } g_{pk} = 0,094 \text{ (} t = 0,0001[\text{sec}] \text{)}$$

$$3\text{er pico } g_{pk} = 1,86 \text{ (} t = 0,00015[\text{sec}] \text{)}$$

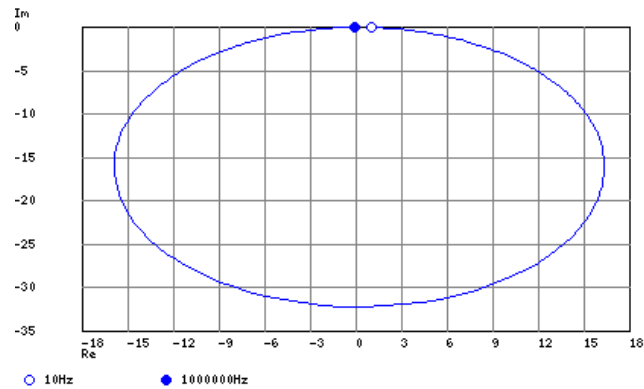


Fig. F.4: Diagrama de Nyquist LPF tipo RLC (variante RB1)

Análisis de Transitorios

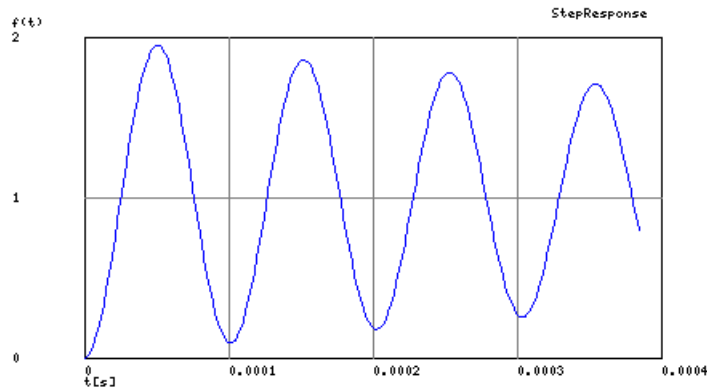


Fig. F.5: Respuesta al escalón LPF tipo RLC (variante RB1)

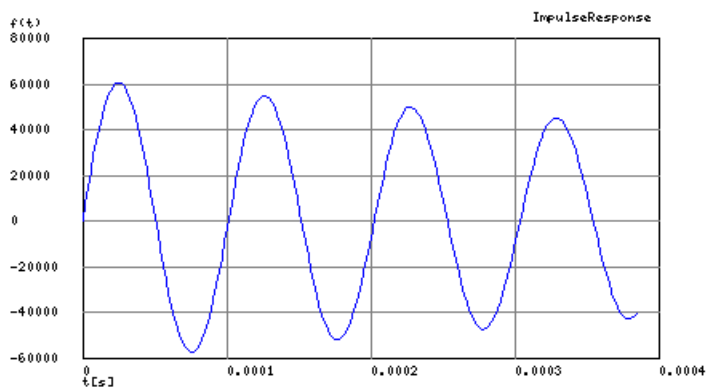


Fig. F.6: Respuesta al impulso LPF tipo RLC (variante RB1)

F.1.3. Montaje Circuito Receptor RB1

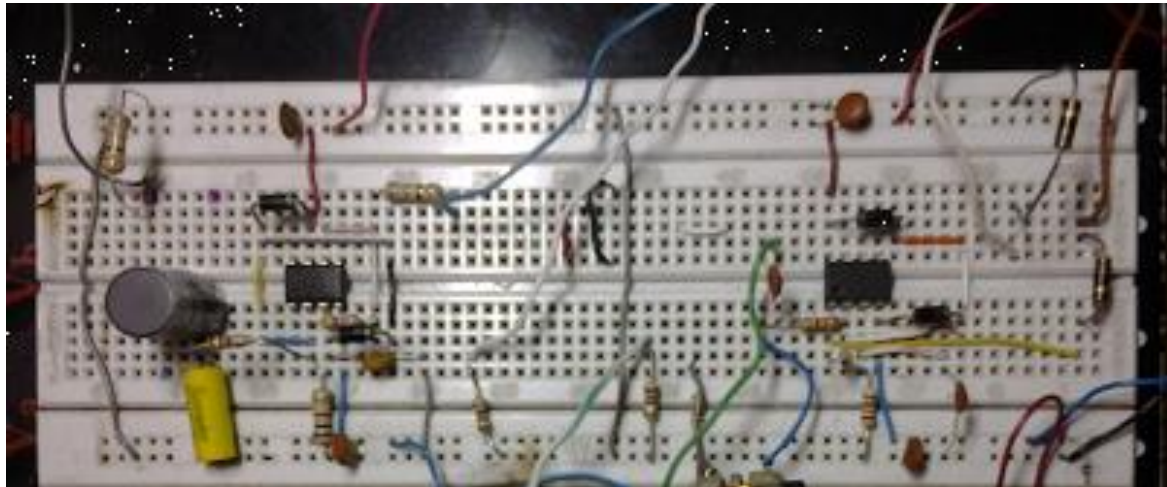


Fig. F.8: Circuito RB1 de prueba implementado en protoboard.

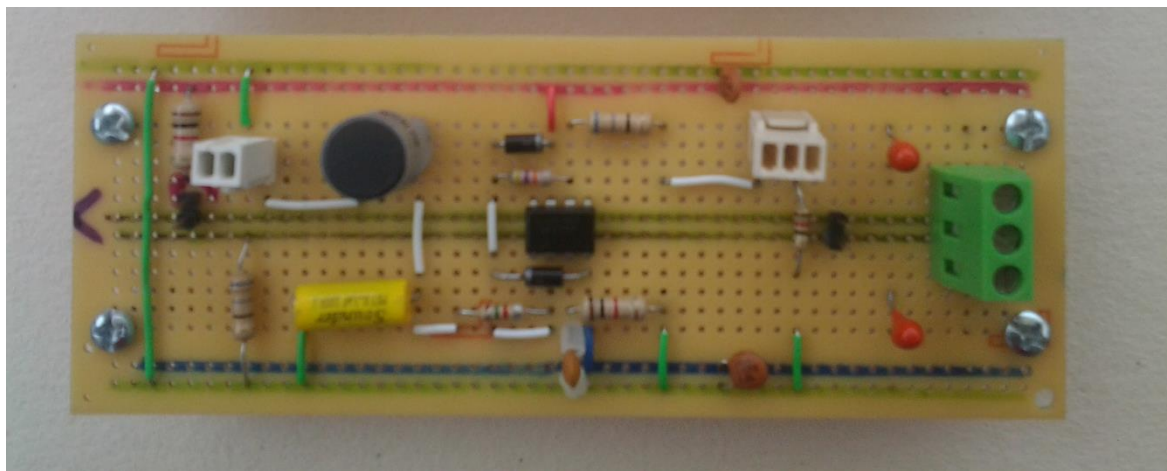


Fig. F.9: Circuito RB1 prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.

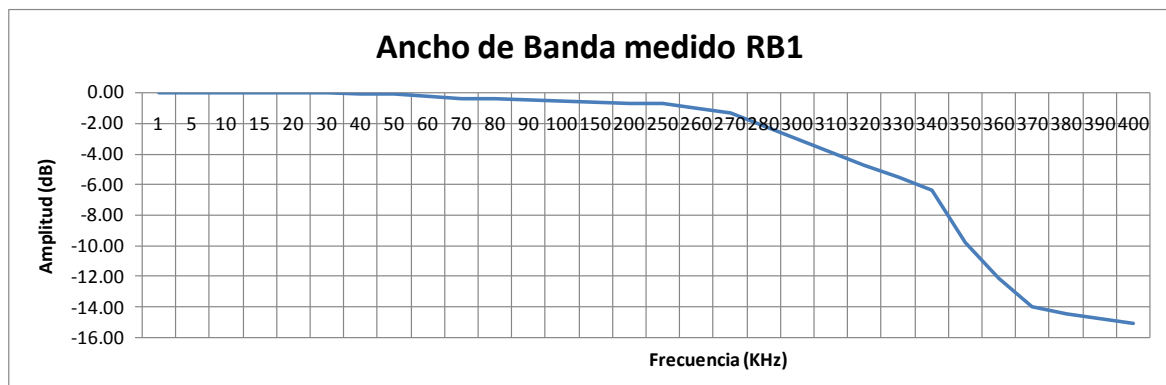


Fig. F.10: Ancho de Banda de RB1 medido en conexión directa al GS (sin antena)

F.2. Receptor RB2

F.2.1. Cálculos Filtro HPF del RB2

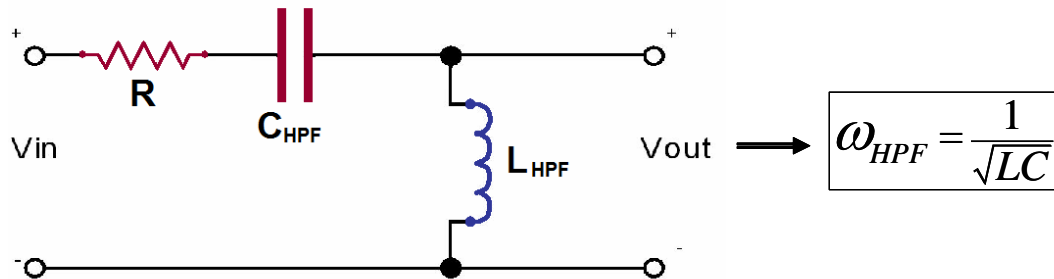


Fig. F.11: Filtro HPF tipo RCL (RB2)

Datos para cálculo HPF tipo RCL

R= Resistencia = 1 Ω

$L_{HPF} = 275 \mu\text{H}$

$C_{HPF} = 1 \text{ nF}$

Función de Transferencia

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{S^2}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \quad (\text{F.2})$$

$$H(s) = \frac{S^2}{S^2 + 3.636,3636S + 3,636363 \times 10^{12}}$$

Frecuencia de Corte:

$$f_L = 303.496,568263 \text{ [Hz]}$$

Factor de Calidad - Q

$$Q = 524,404424085$$

Coefficiente de amortiguamiento (Damping ratio)

$$\zeta = 0,000953462589246$$

Polo(s)

$$p = -289.372623803 + 303496.43031i[\text{Hz}]$$

$$|p| = 303496.568263[\text{Hz}]$$

$$p = -289.372623803 - 303496.43031i[\text{Hz}]$$

$$|p| = 303496.568263[\text{Hz}]$$

Zero(s)

$$z = 0[\text{Hz}]$$

$$|z| = 0[\text{Hz}]$$

$$z = -0[\text{Hz}]$$

$$|z| = 0[\text{Hz}]$$

Frecuencia de oscilación

$$f = 303.496,43031 [\text{Hz}]$$

Sobrepaso - Overshoot (en valores absolutos)

$$1\text{er pico } g_{pk} = -1 (t = 1.6\text{E-}6[\text{sec}])$$

$$2\text{do pico } g_{pk} = 0.99 (t = 3.3\text{E-}6[\text{sec}])$$

$$3\text{er pico } g_{pk} = -0.99 (t = 5.0\text{E-}6[\text{sec}])$$

Análisis Frecuencial

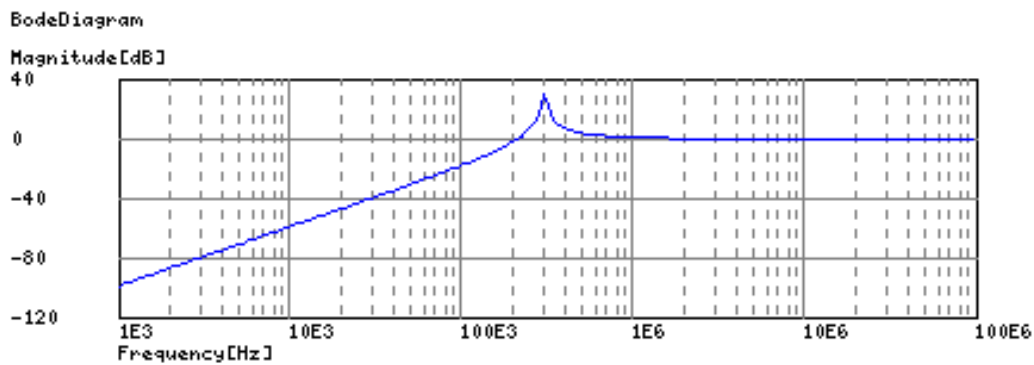


Fig. F.12: Diagrama de Bode HPF tipo RCL (RB2)

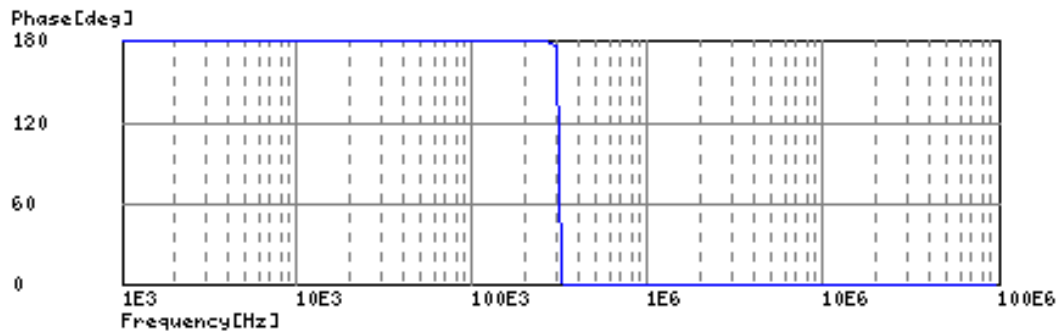


Fig. F.13: Diagrama de Fase HPF tipo RCL (RB2)

F.2.2. Circuito Receptor RB2

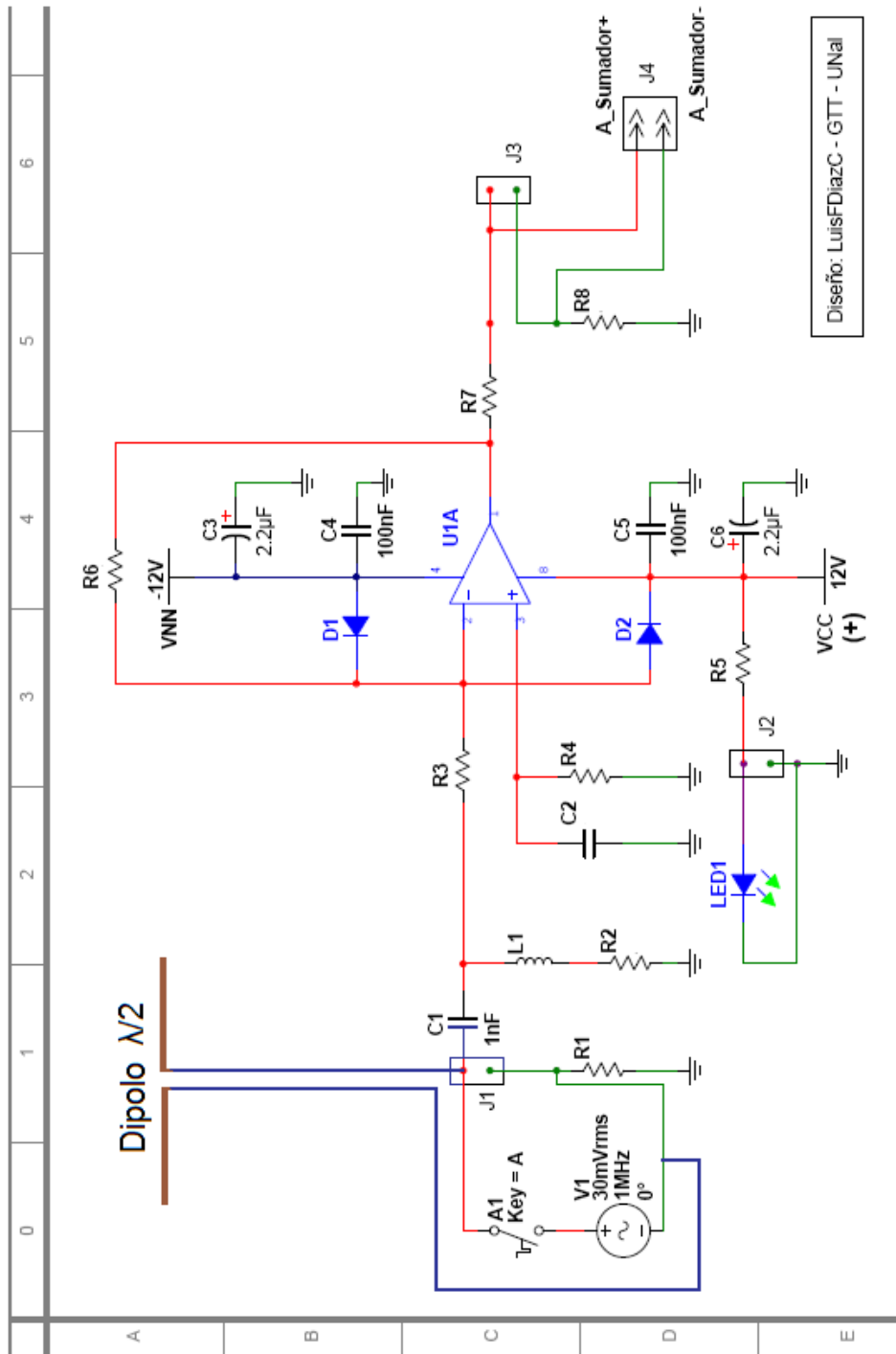


Fig. F.16: Diagrama esquemático Detector/Receptor RB2

F.2.3. Montaje Circuito Receptor RB2

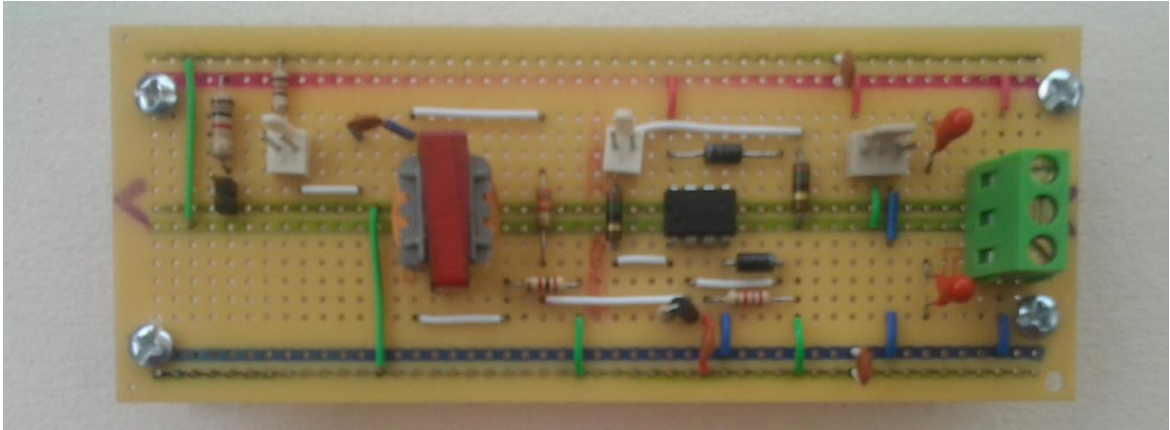


Fig. F.17: Circuito RB2 prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.

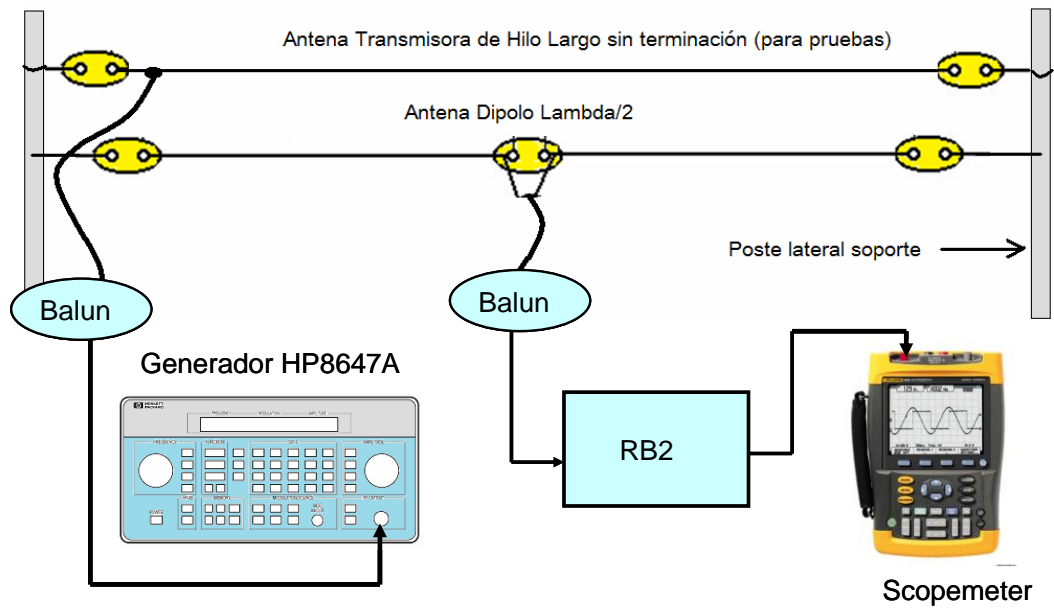


Fig. F.18: Diagrama de Instrumentación para pruebas circuito RB2

F.2.4. Señales de alta frecuencia registradas con RB2

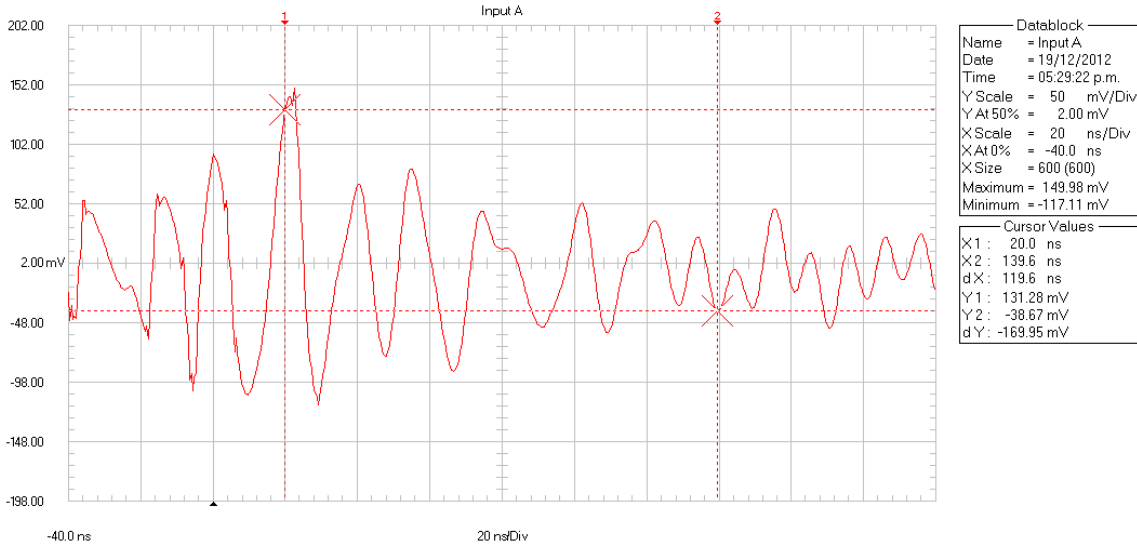


Fig. F.19: Señal RF 28 MHz detectada por RB2 en proceso de pruebas.

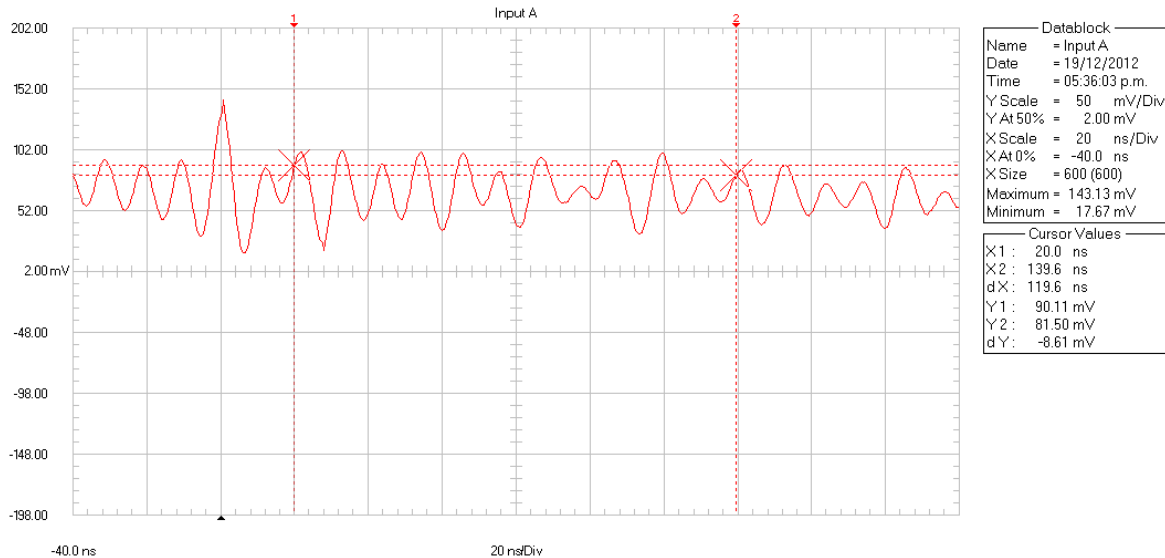


Fig. F.20: Señal RF 32 MHz detectada por RB2 en proceso de pruebas.

Nota: Formas de onda procesadas con FlukeView™.

F.3. Receptor RB3

F.3.1. Señales de alta frecuencia registradas vía RB3

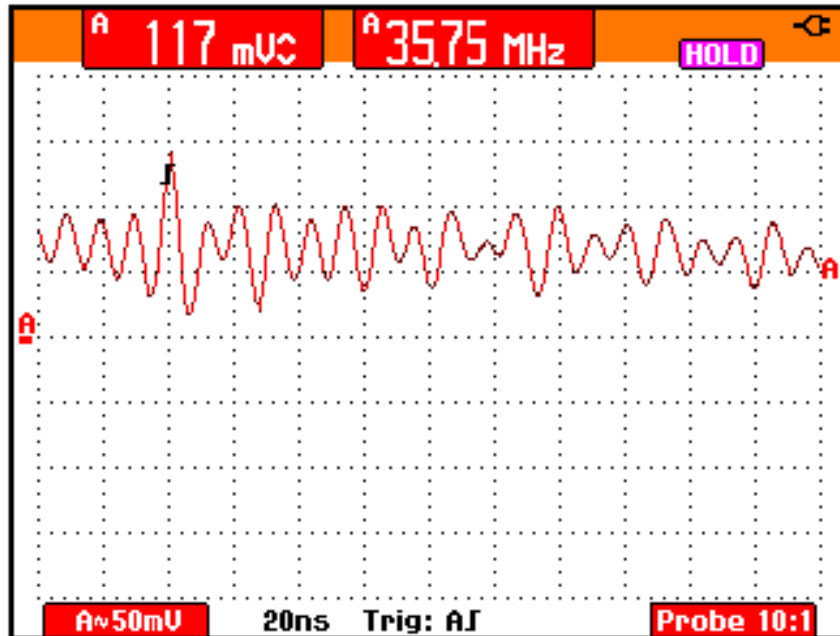


Fig. F.21: Señal RF 36 MHz detectada vía RB3.

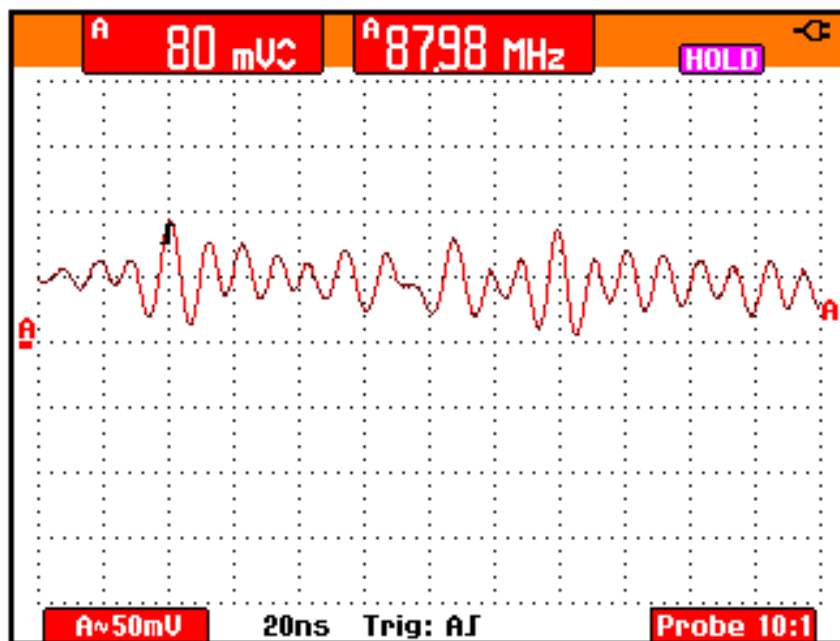


Fig. F.22: Señal RF 88 MHz detectada vía RB3.

F.4. Programación F_s en Scopemeter Fluke 199C

Tabla F -1: Muestras/Ventana según T/División en Fluke 199C

Velocidad Muestreo Fluke 199C			
Cantidad de divisiones por ventana (window)= 12			
T x division	Frecuencia muestreo	T-Período muestreo	# muestras x ventana
5 nS (10^{-9})	5,0 GM/s	2.00E-10	300
10 nS (10^{-9})	2,5 GM/s	4.00E-10	300
20 nS (10^{-9})	2,5 GM/s	4.00E-10	600
50 nS (10^{-9})	2,5 GM/s	4.00E-10	1500
100 nS (10^{-9})	2,5 GM/s	4.00E-10	3000
200 nS (10^{-9})	500 MM/s	2.00E-09	1200
500 nS (10^{-9})	500 MM/s	2.00E-09	3000
1 μ S (10^{-6})	250 MM/s	4.00E-09	3000
2 μ S (10^{-6})	125 MM/s	8.00E-09	3000
5 μ S (10^{-6})	50 MM/s	2.00E-08	3000
10 μ S (10^{-6})	20 MM/s	5.00E-08	2400
20 μ S (10^{-6})	10 MM/s	1.00E-07	2400
50 μ S (10^{-6})	4 MM/s	2.50E-07	2400
100 μ S (10^{-6})	2 MM/s	5.00E-07	2400
200 μ S (10^{-6})	1 MM/s	1.00E-06	2400
500 μ S (10^{-6})	400 KM/s	2.50E-06	2400
1 mS (10^{-3})	200 KM/s	5.00E-06	2400
2 mS (10^{-3})	100 KM/s	1.00E-05	2400
5 mS (10^{-3})	40 KM/s	2.50E-05	2400
10 mS (10^{-3})	20 KM/s	5.00E-05	2400
20 mS (10^{-3})	10 KM/s	1.00E-04	2400
50 mS (10^{-3})	4 KM/s	2.50E-04	2400
100 mS (10^{-3})	2 KM/s	5.00E-04	2400
200 mS (10^{-3})	1 KM/s	1.00E-03	2400
500 mS (10^{-3})	400 M/s	2.50E-03	2400

Nota: Esta tabla se cumple si se programa el parámetro Glitch Detect en modo "OFF". De lo contrario, si se ajusta este parámetro en modo "ON", el Scopemeter solo grabará parejas de 300 datos (mínimo-máximo) por ventana y disminuye la Frecuencia de muestreo, por ejemplo para T= 200 μ s la F de muestreo = 125 kS/s.

F.5. Sumador Inversor

F.5.1. Circuito Sumador simulado en Multisim

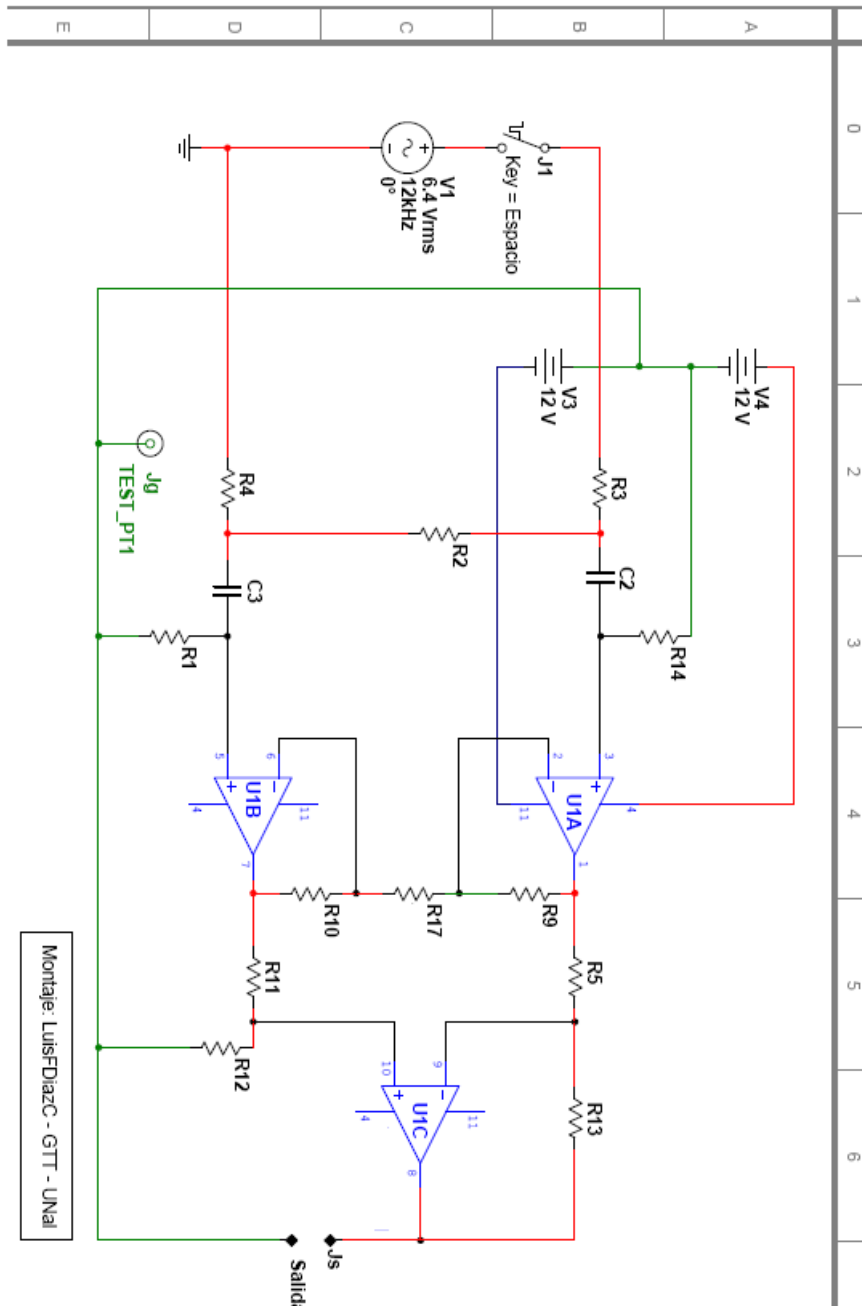


Fig. F.23: Diagrama esquemático circuito sumador I-Parte (Ingreso RB1)

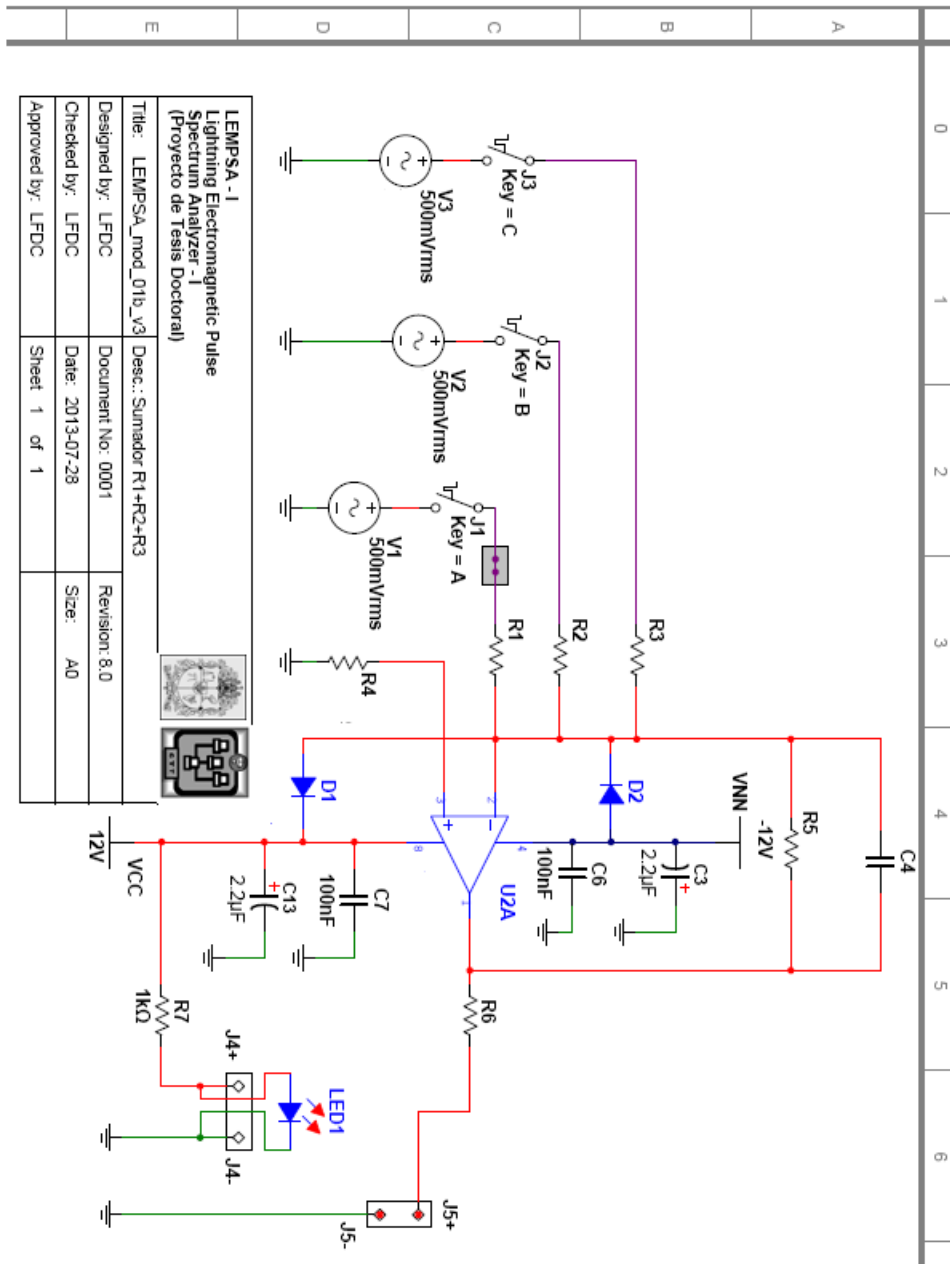


Fig. F.24: Diagrama esquemático circuito sumador II-Parte

F.5.2. Montaje Circuito Sumador

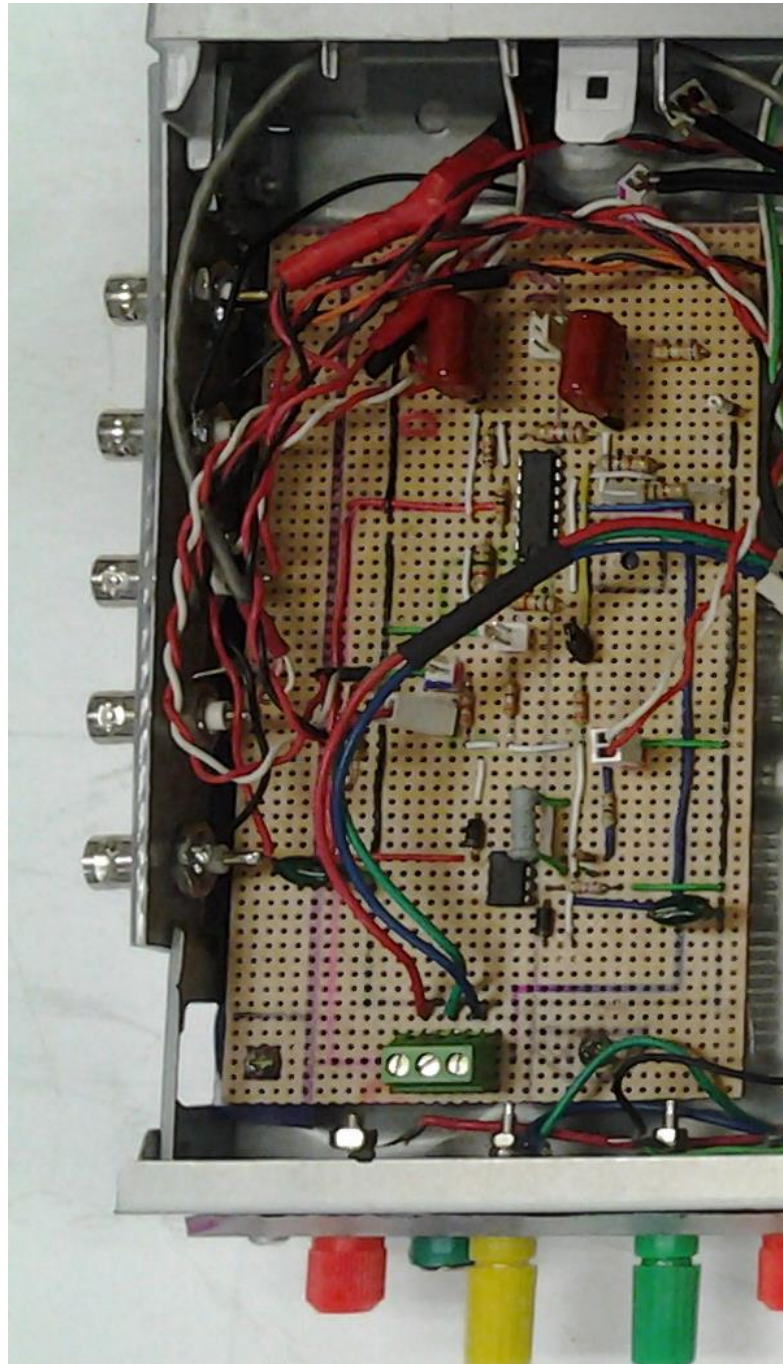


Fig. F.25: Circuito Sumador prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.

F.6. Sub-módulo de Disparo (Trigger)

F.6.1. Circuito Trigger en NI Multisim™

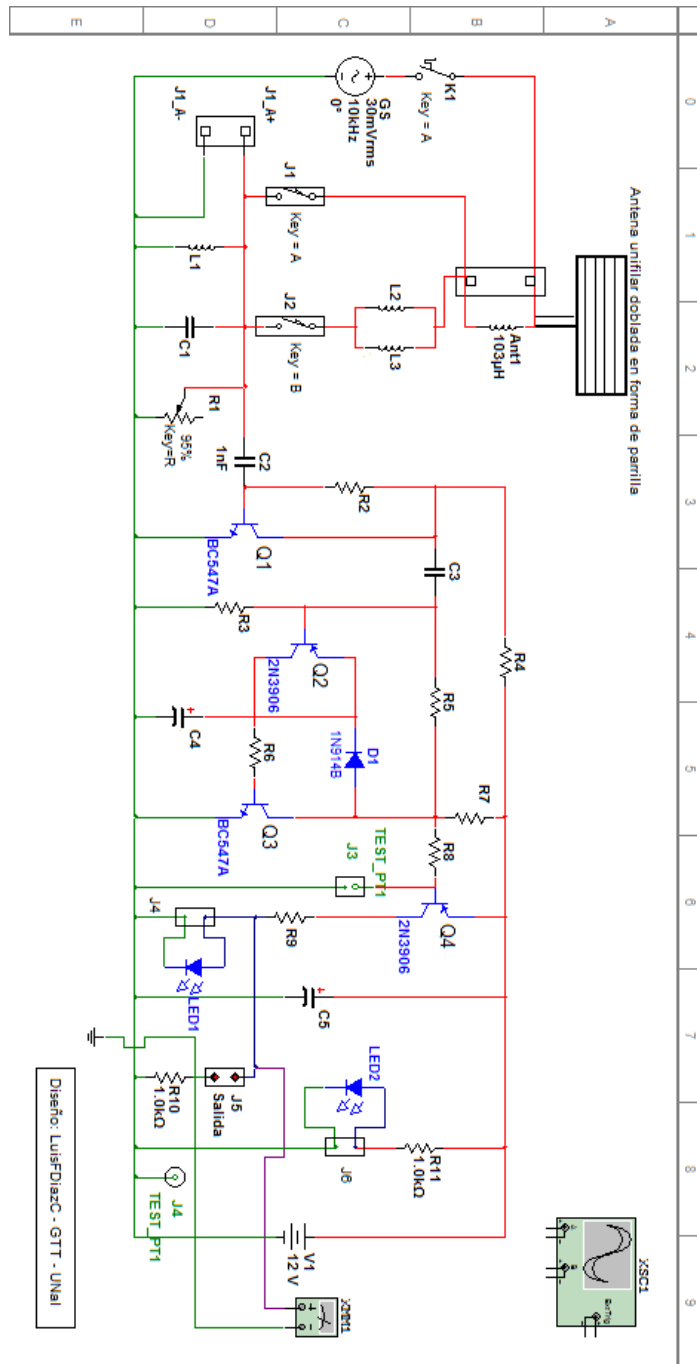


Fig. F.26: Diagrama esquemático circuito Trigger

F.6.2. Montaje Circuito Trigger

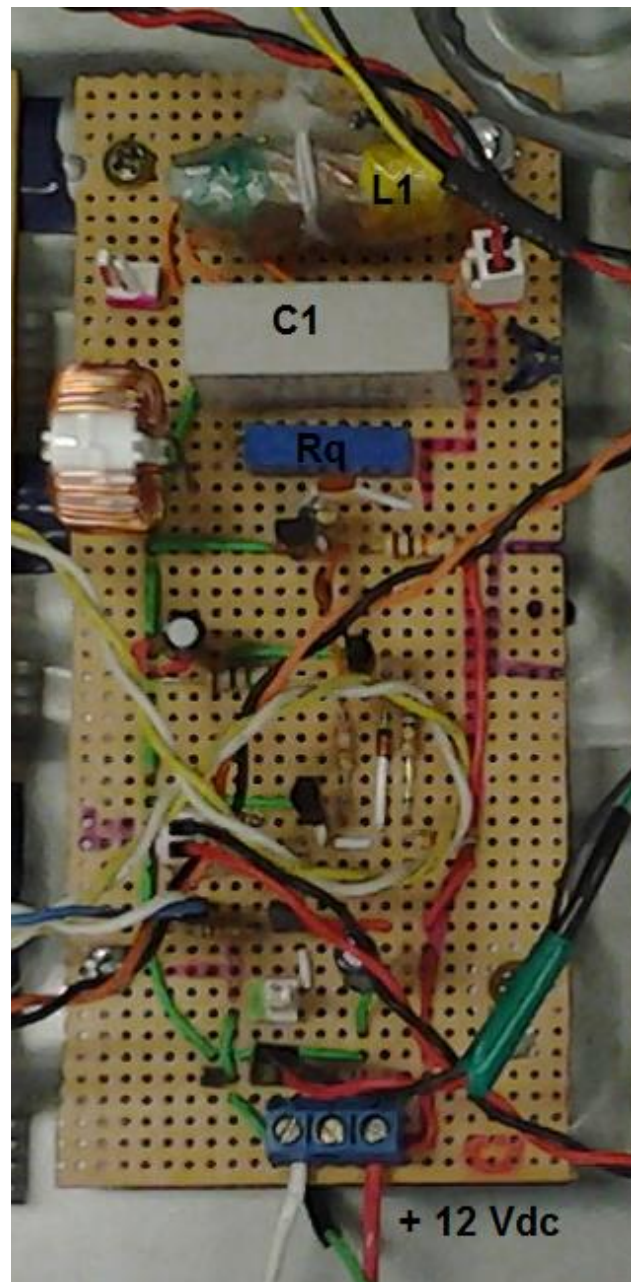


Fig. F.27: Circuito Trigger prototipo implementado en baquelita (PCB) universal.

F.7. Sub-módulo Sensor de Campo (H)

F.7.1. Montaje Circuito Sensor de Campo (H)

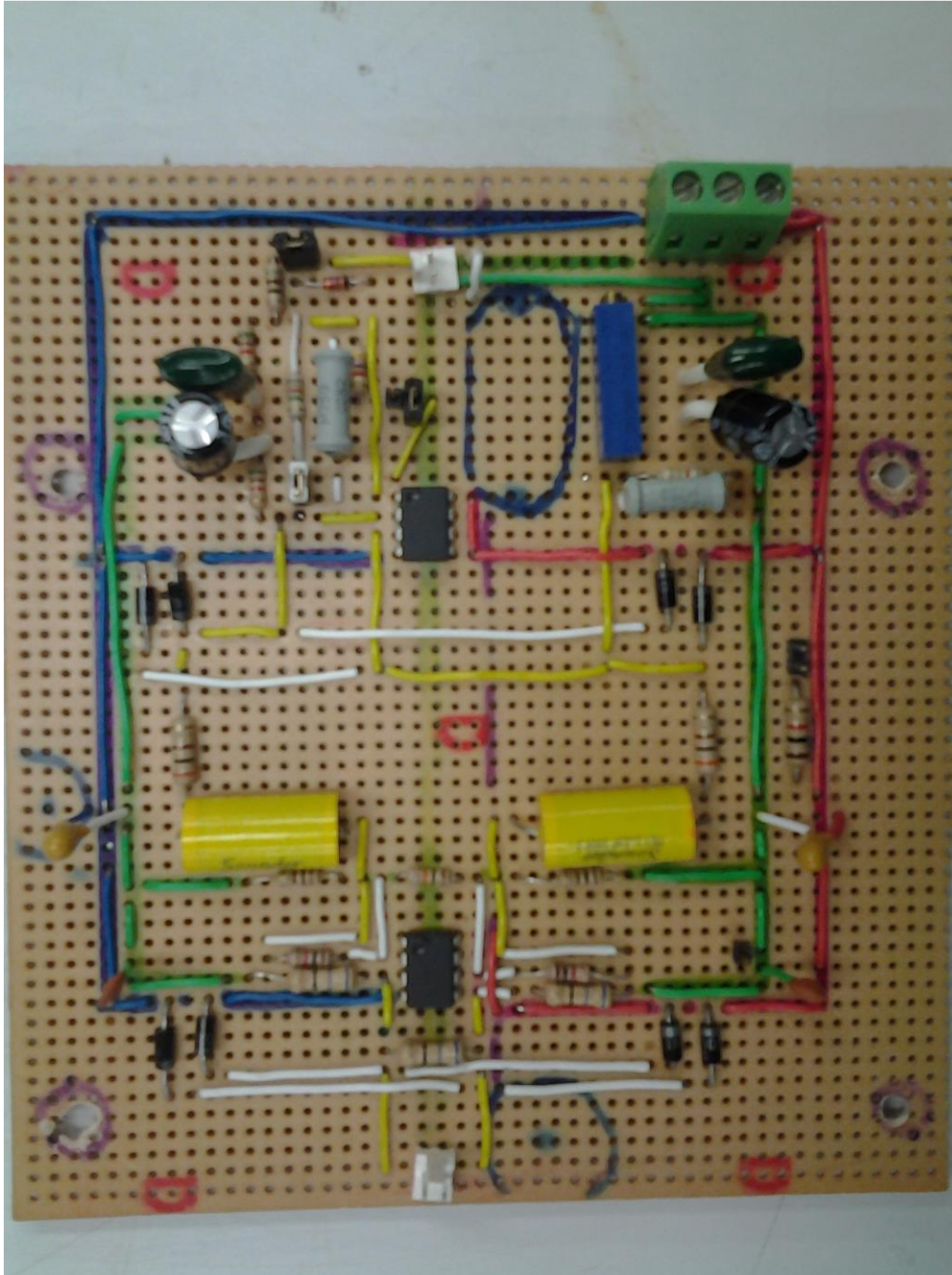


Fig. F.28: Circuito Sensor Campo-H prototipo implementado en PCB universal.

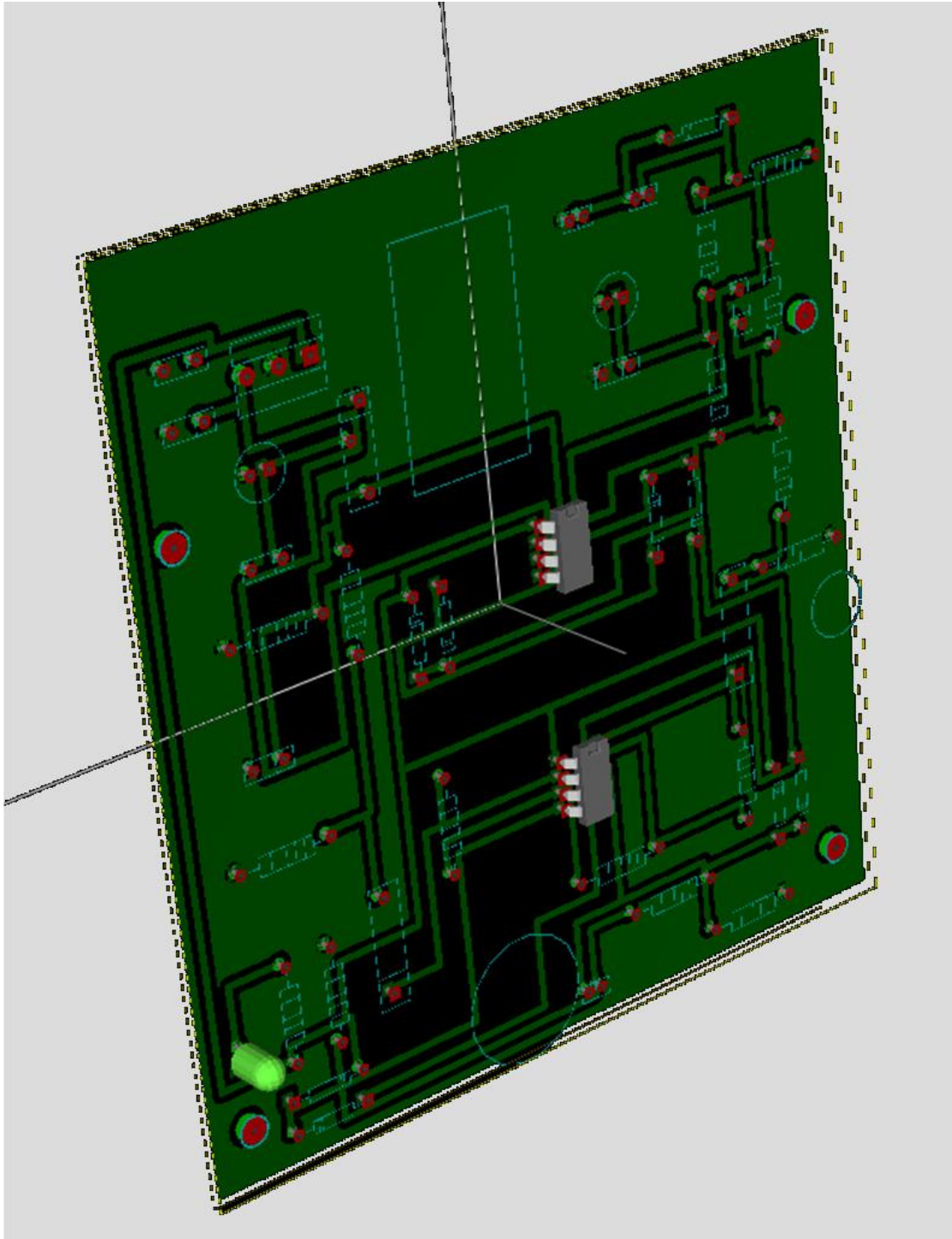
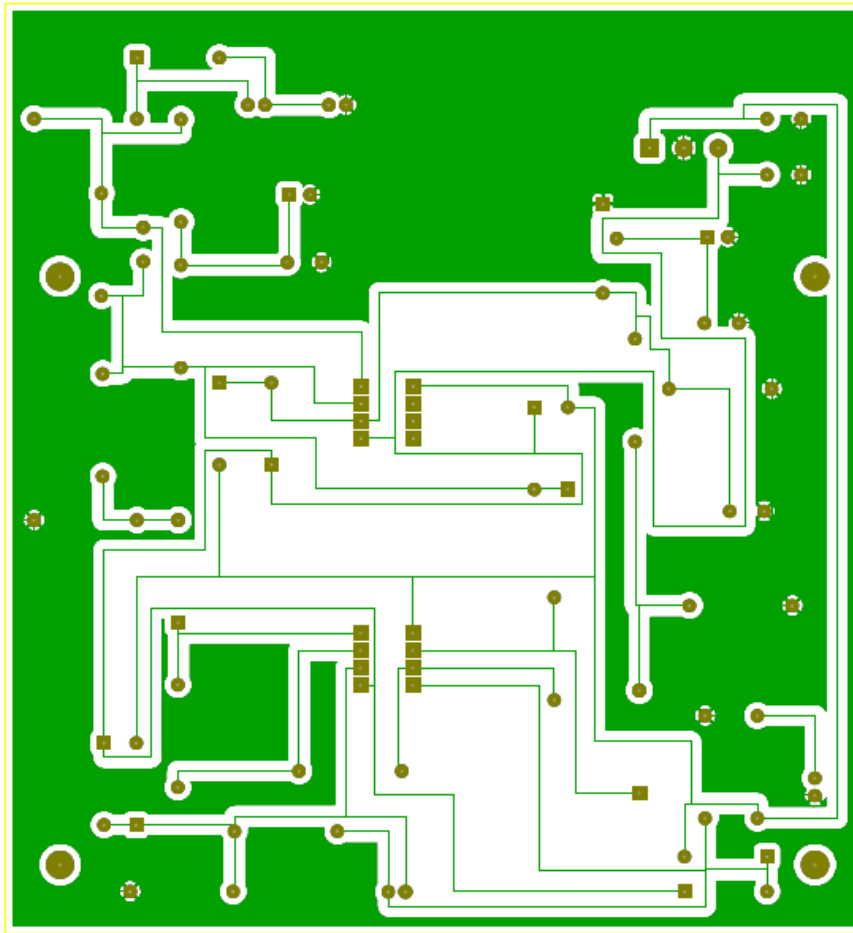


Fig. F.29a: Diseño Gerber del Circuito Sensor Campo-H (vista 3-D)



Unal Manizales		
File: 1		
Sheet: 1/1		
Title: Sensor Magnético de Impacto de rayo		
Size: A4	Date:	Rev: 1.0
KICad E.D.A. pcbnew (2013-04-19 BZR 4011)-stable		Id: 1/1

Fig. F.30b: Diseño Gerber del prototipo de Circuito Sensor Campo-H.

F.8. Ensamblaje final del Módulo Frontal del SDR

F.8.1. Vista general del Montaje Físico del módulo Frontal



Fig. F.32: Ensamblaje Final del Módulo Frontal del SDR

Anexo G – Datos Tarjeta ADC

G.1. Especificaciones Técnicas DAQ

G.1.1. Peculiaridades (Features)

- 2 digitizing channels
- 200 MS/s maximum sampling per channel
- 14 bits vertical resolution
- 128 MS to 2 GS on-board acquisition memory
- 125 MHz bandwidth
- Full-size, single-slot PCI card
- Full-featured front-end, with software control over input ranges, coupling and impedances
- 32 bits, 66 MHz PCI for 200 MB/s transfer to PC memory
- Ease of integration with External or Reference Clock In and Clock Out, External Trigger In and Trigger Out
- Software Development Kits available for LabVIEW, MATLAB, C/C#
- Custom FPGA firmware available

G.1.2. Parámetros Técnicos (Datasheet)

A/D SAMPLING

Number of Inputs: 2

Resolution: 14 bits

Maximum Sampling Rate Per Channel: 200 MS/s

Sampling Rates: 200 MS/s, 100 MS/s, 50 MS/s,
25 MS/s, 10 MS/s, 5 MS/s, 2 MS/s,
1 MS/s, 500 kS/s, 200 kS/s, 100 kS/s,
50 kS/s, 20 kS/s, 10 kS/s, 5 kS/s,
2 kS/s, 1 kS/s

Connector: SMA

Impedance: 1 M Ω or 50 Ω ; (software-selectable)

Coupling: AC or DC; (software-selectable)

AC Coupled Bandwidth (1M Ω): 10 Hz to 65 MHz

DC Coupled Bandwidth(50 Ω): DC to 125 MHz

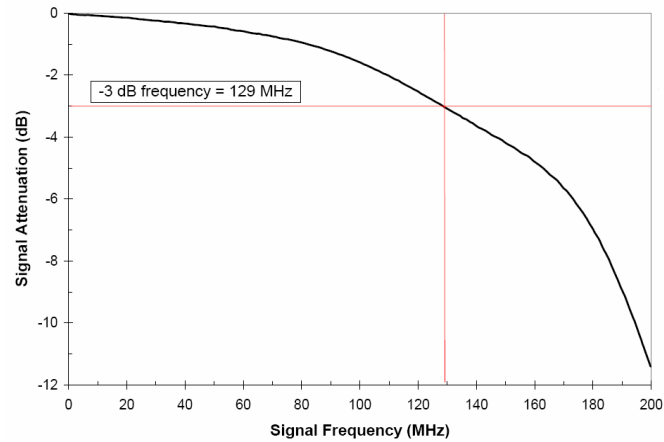


Fig. G.1: Respuesta en Frecuencia DAQ GAGE-CS1422

Input Voltage Ranges: ± 100 mV, ± 200 mV, ± 500 mV, ± 1 V,
 ± 2 V, ± 5 V, ± 10 V, ± 20 V, ± 50 V
 (3 highest ranges only available on 1 M Ω)
 DC User Offset $\pm 1 \times$ Full Range (above ± 5 V is limited to
 ± 2.5 V)

Absolute Max Input: ± 15 V (50 W), ± 75 V (1 M Ω on all but two lowest Input
 Ranges, where Max is ± 25 V)

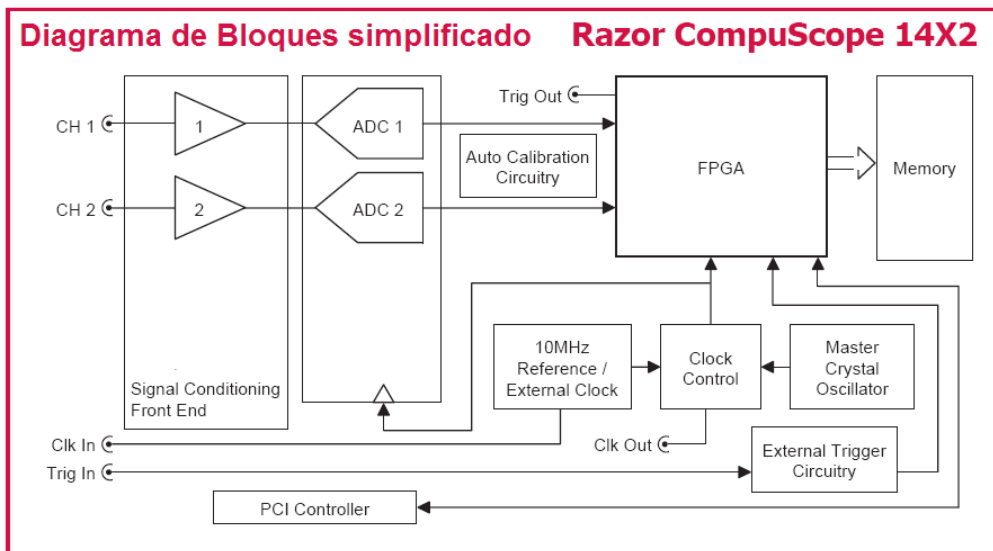


Fig. G.2: Diagrama de Bloques simplificado de la DAQ Razor CompuScope 1422

LOW-PASS FILTER

Type: 3-pole, 1 per channel
 Cut-off Frequency: 25 MHz
 Operation: Individually software-selectable

ACQUISITION MEMORY

Memory Upgrade: 128 MS to 2 GS
 Available acquisition memory: (Total on-board memory)/(# of active channels)

TRIGGERING

Trigger Engines: 2 per channel, 1 for external trigger
 Source: CH 1 to 2, EXT or Software
 Input Combination: All combinations of sources logically OR'ed
 Trigger Level Accuracy: Less than $\pm 2\%$ of Full Scale for channel
 triggering Slope: Positive or Negative; software-selectable
 Sensitivity: $\pm 2\%$ of Full Scale
 This implies that signal amplitude must be at least 4% of full scale to cause a trigger to occur. Smaller signals are rejected as noise.
 Post-Trigger Data: 32 points minimum
 (Can be defined with a 32 point resolution)

EXTERNAL TRIGGER

Impedance: 2 k Ω
 Amplitude: Absolute maximum ± 15 V
 Voltage Range: ± 1 V, ± 5 V (software-selectable)
 Bandwidth: > 100 MHz
 Coupling: AC or DC
 Connector: SMA

TRIGGER OUT

Impedance: 50 Ω compatible
 Amplitude: 0-1.8 V
 Connector: SMA

MULTIPLE RECORD

Pre-trigger Data: Up to virtually full record length
 Record Length: 32 points minimum.
 Can be defined with a 32 points resolution.

CARD SIZE: Single-slot, full-length PCI.

SYSTEM REQUIREMENTS

PC computer, minimum Pentium II 500 MHz, with at least one free full-length PCI slot, 128 MB RAM and 200 MB of free hard disk space.

G.2. Hardware Test

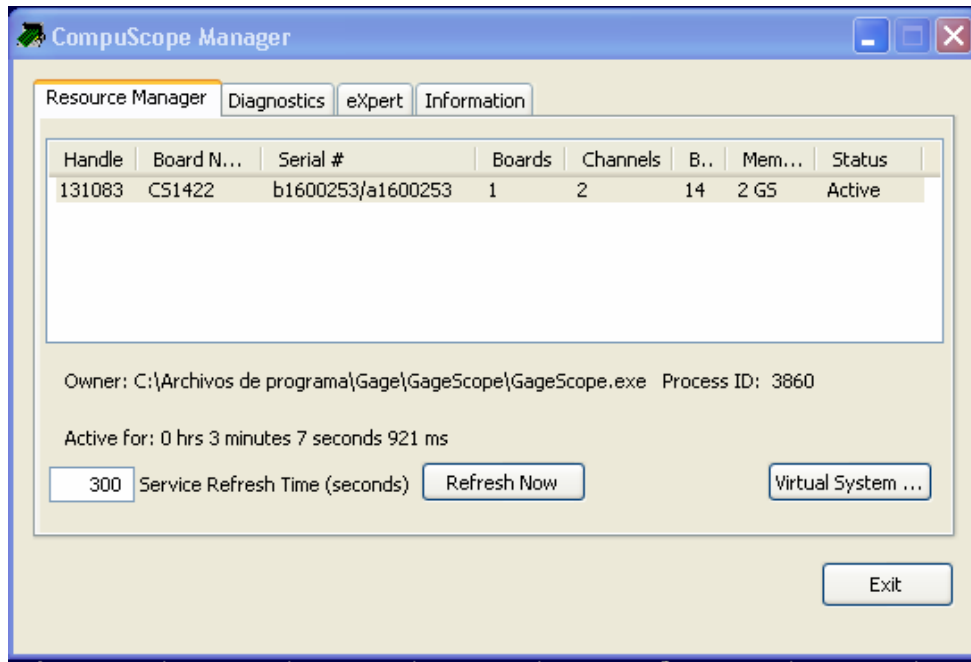


Fig. G.3: Display de Auto-test vía GAGE-Manager™ Software.

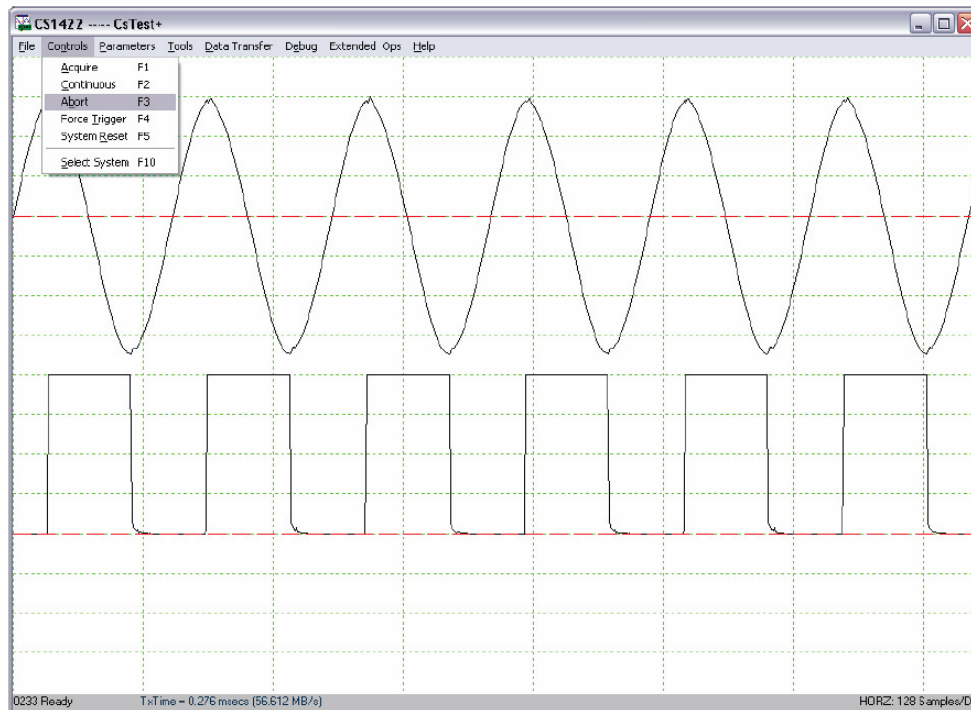


Fig. G.4: Ejemplo de un Pantallazo (Display) de prueba con la utilidad CS-Test.

G.3. Diagrama de tiempos de adquisición de la DAQ

La Figura G.5 se incluye con el fin de ilustrar sobre los tiempos de duración de los eventos concernientes a un segmento o registro de adquisición.

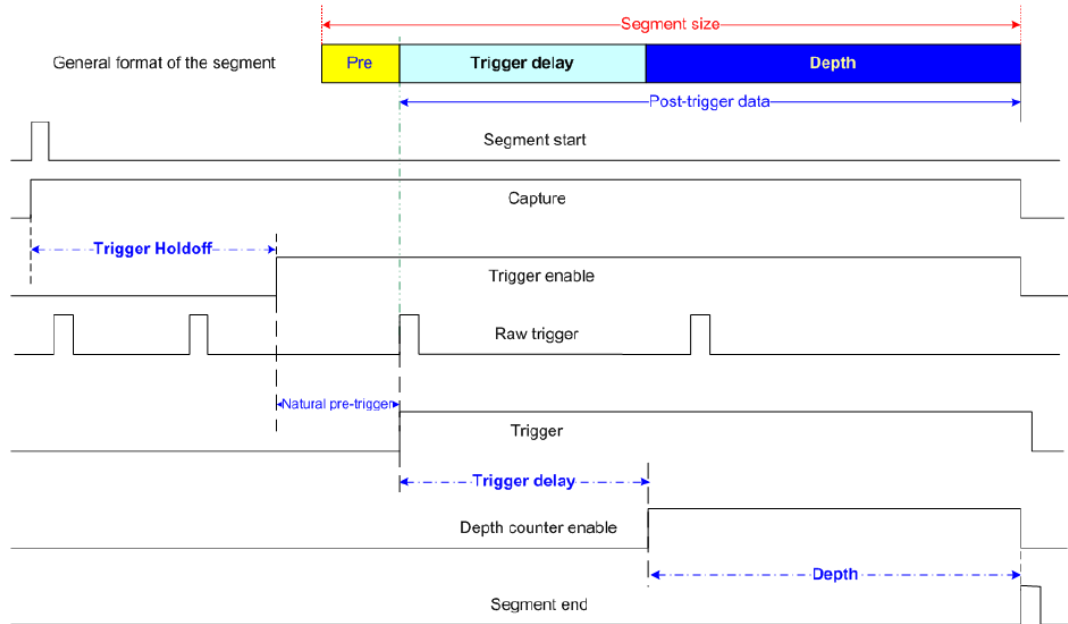


Fig. G.5: Diagrama de tiempos de adquisición de la DAQ

Definición de parámetros:

Depth Counter (Contador de Profundidad): Contador de muestras de adquisición a partir del evento de disparo. Este contador es regresivo y su valor de ajuste corresponde al número de muestras que se quiere registrar después de activado el disparo. Cuando el contador de profundidad llega a cero (0) entonces finaliza la adquisición del segmento.

Segment-Size (tamaño del segmento): Es el tamaño total del registro en número de muestras que se quiere grabar por evento.

Trigger-Holdoff (Retención del disparo): es una función que es útil para garantizar la acumulación de una cantidad específica de los datos previos al disparo. El ajuste del Trigger-Holdoff especifica la cantidad de tiempo en número de muestras, durante la cual el hardware de la DAQ ignorará los eventos de activación después de que la adquisición haya comenzado y los datos previos al disparo estén siendo adquiridos.

Trigger-Delay (Retardo del Disparo): El valor del retardo de disparo, establece el número de muestras que el hardware de la DAQ esperará después de que ocurra el evento de disparo, antes de comenzar la cuenta regresiva de los contadores de profundidad.

Condición: $\text{Depth} = \text{Segment-Size} - \text{Trigger-Holdoff}$

G.4. Algoritmos de Captura y Registro

G.4.1. Código Función “Setup.m”

function [ret] = Setup(handle)

%Fija los parametros de registro, de los canales de entrada y del Trigger

%y llama los DLL = ConfigureAcquisition, ConfigureChannel and ConfigureTrigger.

```
[ret, sysinfo] = CsMI_GetSystemInfo(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
% Nota LFDC: FS = 200 MS/s => Ts= 0,005 uS = 0.000005 ms
acqInfo.SampleRate = 200000000;
% Nota LFDC: Ventana de muestreo = Ts*# muestras (Segmentsize)
acqInfo.ExtClock = 0;
acqInfo.Mode = CsMI_Translate('Dual', 'Mode');
acqInfo.SegmentCount = 1;
acqInfo.Depth = 213568;
acqInfo.SegmentSize = 262144;
acqInfo.TriggerTimeout = -1;
acqInfo.TriggerHoldoff = 48576;
acqInfo.TriggerDelay = 0;
acqInfo.TimeStampConfig = 0;
```

```
[ret] = CsMI_ConfigureAcquisition(handle, acqInfo);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
% Nota LFDC:
% Se fijan todos los canales inclusive si no son usados
for i = 1:sysinfo.ChannelCount
    chan(i).Channel = i;
    chan(i).Coupling = CsMI_Translate('AC', 'Coupling');
    chan(i).DiffInput = 0;
    chan(i).InputRange = 40000;
    chan(i).Impedance = 1000000;
    chan(i).DcOffset = 0;
    chan(i).DirectAdc = 0;
    chan(i).Filter = 25;
end;
```

```
[ret] = CsMI_ConfigureChannel(handle, chan);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
trig.Trigger = 1;
trig.Slope = CsMI_Translate('Positive', 'Slope');
trig.Level = 50;
trig.Source = -1;
trig.ExtCoupling = CsMI_Translate('DC', 'ExtCoupling');
trig.ExtRange = 10000;
[ret] = CsMI_ConfigureTrigger(handle, trig);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
ret = 1;
```

G.4.2. Código Programa “Prueba_LEMPSA1.m”

a) Parte-I

```

% Programa: Prueba_LEMPSA1_LFDC_v1 (Octubre_2012)
% *****
% Este programa configura inicialmente la tarjeta para captura
% configurando los parámetros de los canales y del Trigger
% Captura los datos y los recupera de la memoria RAM de la tarjeta
% luego los graba (registra) en un archivo diferente por cada canal
% y además los despliega en pantalla al finalizar la captura
% *****
clear;
systems = CsMI_Initialize;
CsMI_ErrorHandler(systems);
[ret, handle] = CsMI_GetSystem;
CsMI_ErrorHandler(ret);
[ret, sysinfo] = CsMI_GetSystemInfo(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret);
s = sprintf('----Board name: %s\n', sysinfo.BoardName);
disp(s);
Setup(handle);
[ret] = CsMI_Commit(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
transfer.Mode = CsMI_Translate('Default', 'TxMode');
transfer.Segment = 1;
[ret, acqInfo] = CsMI_QueryAcquisition(handle);
transfer.Start = -acqInfo.TriggerHoldoff;
transfer.Length = acqInfo.SegmentSize;
ret = CsMI_Capture(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
status = CsMI_QueryStatus(handle);
while status ~= 0
    status = CsMI_QueryStatus(handle);
end

MaskedMode = bitand(acqInfo.Mode, 15);
ChannelsPerBoard = sysinfo.ChannelCount / sysinfo.BoardCount;
ChannelSkip = ChannelsPerBoard / MaskedMode;
xaxis = MaskedMode;
yaxis = sysinfo.BoardCount;

if xaxis > 4
    xaxis = xaxis / 2;
    yaxis = yaxis * 2;
end;

ImageNumber = 1;
for i = 1:ChannelSkip:sysinfo.ChannelCount
    transfer.Channel = i;
% Transfer the data

```

b) *Parte-II (Continuación)*

```

[ret, data, actual] = CsMI_Transfer(handle, transfer);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);

length = size(data, 2);
if length > actual.ActualLength
    data(actual.ActualLength:end) = [];
    length = size(data, 2);
end;

[ret, chanInfo] = CsMI_QueryChannel(handle, i);
% Save each channel to a separate file
filename = sprintf('Acquire_CH%d.dat', i);
% Get information for ASCII file header
info.Start = actual.ActualStart;
info.Length = actual.ActualLength;
info.SampleSize = acqInfo.SampleSize;
info.SampleRes = acqInfo.SampleResolution;
info.SampleOffset = acqInfo.SampleOffset;
info.InputRange = chanInfo.InputRange;
info.DcOffset = chanInfo.DcOffset;
info.SegmentCount = acqInfo.SegmentCount;
info.SegmentNumber = transfer.Segment;

CsMI_SaveFile(filename, data, info);
% Adjust the horizontal axis and plot the data
% The points array is used to adjust the horizontal axis in case we have
% pretrigger data
xpos = actual.ActualStart;
xpos_end = length + xpos - 1;
points = (xpos:xpos_end);
points = transpose(points);
subplot(yaxis, xaxis, ImageNumber);
plot(points, data);
str = sprintf('Channel %d', i);
title(str);
ImageNumber = ImageNumber + 1;
end;

ret = CsMI_FreeSystem(handle);

```

G.4.3. Código Programa “Captura_Continua_Rayos.m”

a) Parte-I

```

% Programa: Captura_Continua_Rayos_LFDC_v2 (Marzo_2013)
% *****
% Este programa configura inicialmente la tarjeta para captura
% configurando los parámetros de los canales y del Trigger
% Captura los datos y los recupera de la memoria RAM de la tarjeta
% luego los graba (registra) en un archivo diferente por cada momento de
% registro. Finalizado el registro de una instancia de grabación reinicia la tarjeta
% para que quede lista para el próximo instante de captura.
% El programa nombra cada archivo definiendo el canal de captura, la fecha y la hora
% de grabación.
% *****
clear;
j = 1;
while (j ~= 0)
systems = CsMI_Initialize;
CsMI_ErrorHandler(systems);
[ret, handle] = CsMI_GetSystem;
CsMI_ErrorHandler(ret);
[ret, sysinfo] = CsMI_GetSystemInfo(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret);
s = sprintf('-----Board name: %s\n', sysinfo.BoardName);
disp(s);

Setup(handle);

[ret] = CsMI_Commit(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
transfer.Mode = CsMI_Translate('Default', 'TxMode');
transfer.Segment = 1;
[ret, acqInfo] = CsMI_QueryAcquisition(handle);
transfer.Start = -acqInfo.TriggerHoldoff;
transfer.Length = acqInfo.SegmentSize;

ret = CsMI_Capture(handle);
CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);
status = CsMI_QueryStatus(handle);

while status ~= 0
    status = CsMI_QueryStatus(handle);
end

% Capturar Fecha y Hora
% Sello Horario sincronizado con SNTP
fecha = fix(clock);

```

b) Parte-II (Continuación)

```

MaskedMode = bitand(acqInfo.Mode, 15);
ChannelsPerBoard = sysinfo.ChannelCount / sysinfo.BoardCount;
ChannelSkip = ChannelsPerBoard / MaskedMode;
xaxis = MaskedMode;
yaxis = sysinfo.BoardCount;

if xaxis > 4
    xaxis = xaxis / 2;
    yaxis = yaxis * 2;
end;

ImageNumber = 1;

for i = 1:ChannelSkip:sysinfo.ChannelCount
    transfer.Channel = i;
    % Transfer the data
    [ret, data, actual] = CsMI_Transfer(handle, transfer);
    CsMI_ErrorHandler(ret, 1, handle);

    length = size(data, 2);
    if length > actual.ActualLength
        data(actual.ActualLength:end) = [];
        length = size(data, 2);
    end;

    [ret, chanInfo] = CsMI_QueryChannel(handle, i);
    filename = sprintf('Ry%d_Ch_%d_%d-%d-%d_%d-%d-%d.txt', j, i, fecha(1), fecha(2), fecha(3),
fecha(4), fecha(5), fecha(6));

    info.Start = actual.ActualStart;
    info.Length = actual.ActualLength;
    info.SampleSize = acqInfo.SampleSize;
    info.SampleRes = acqInfo.SampleResolution;
    info.SampleOffset = acqInfo.SampleOffset;
    info.InputRange = chanInfo.InputRange;
    info.DcOffset = chanInfo.DcOffset;
    info.SegmentCount = acqInfo.SegmentCount;
    info.SegmentNumber = transfer.Segment;

    CsMI_SaveFile(filename, data, info);
    % Mostrar aviso de caída de rayo
    s = sprintf('Ha caído un rayo y se guarda en el fichero Ry%d_Ch_%d_%d-%d-%d_%d-%d-
%d.txt\n', j, i, fecha(1), fecha(2), fecha(3), fecha(4), fecha(5), fecha(6));
    disp(s);

    j = j + 1;
    status = 0;
end
ret = CsMI_FreeSystem(handle);
end

```


Anexo H – Muestras de Análisis Espectral

H.1. Formas de Onda señales LEMP registradas

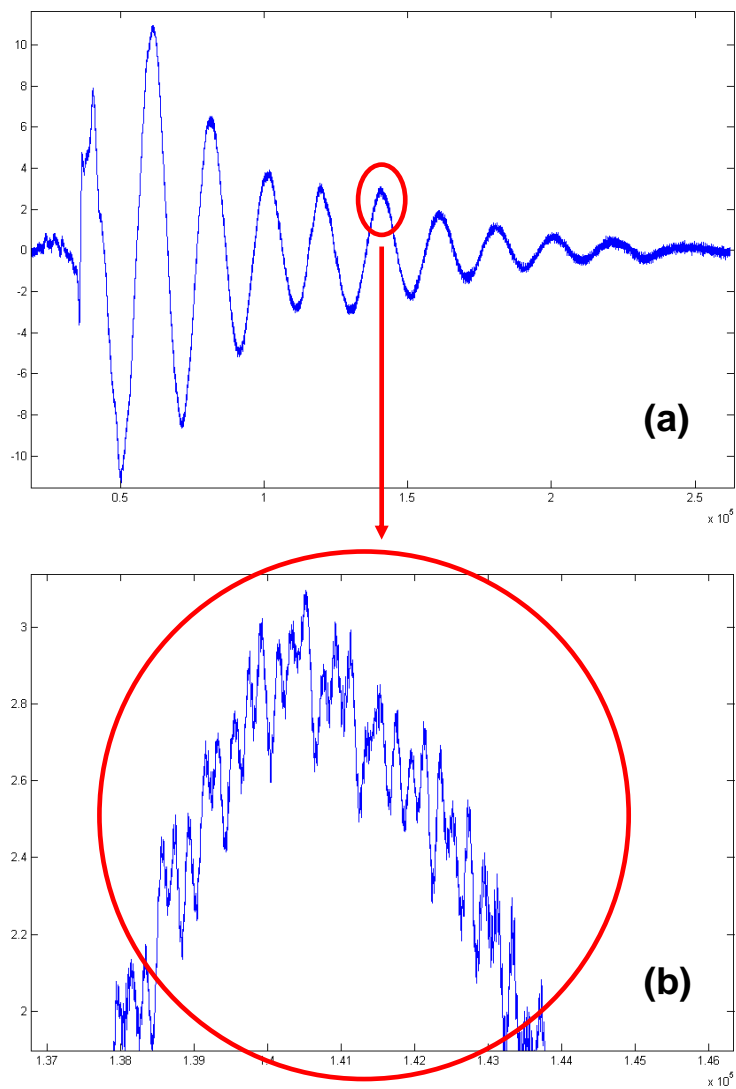


Fig. H.1: (a) Forma de Onda RF señal LEMP y (b) Ampliación área del ploteo.

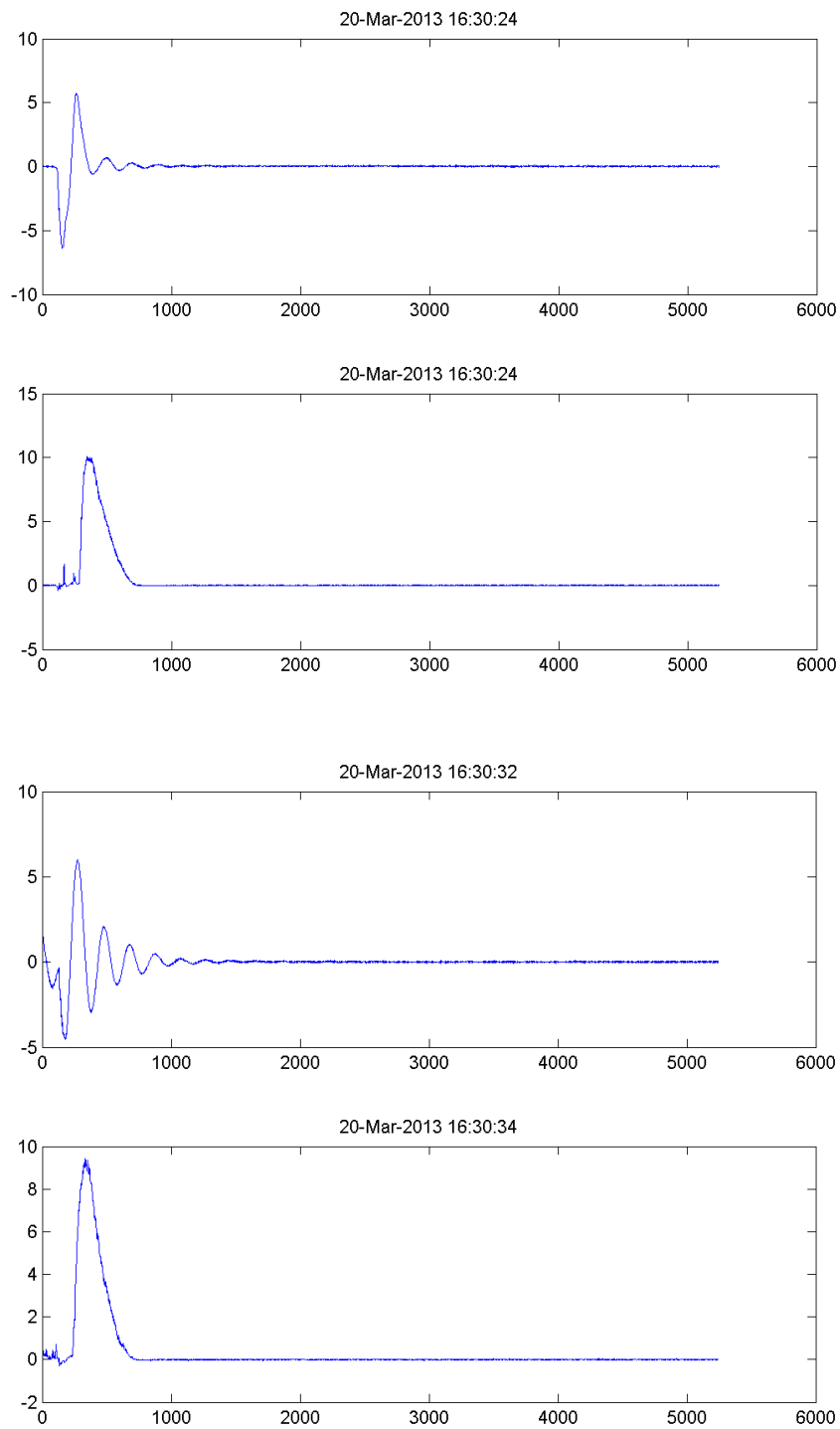


Fig. H.2: Formas de Onda RF y C-H pulso EM de rayo cercano y poca intensidad

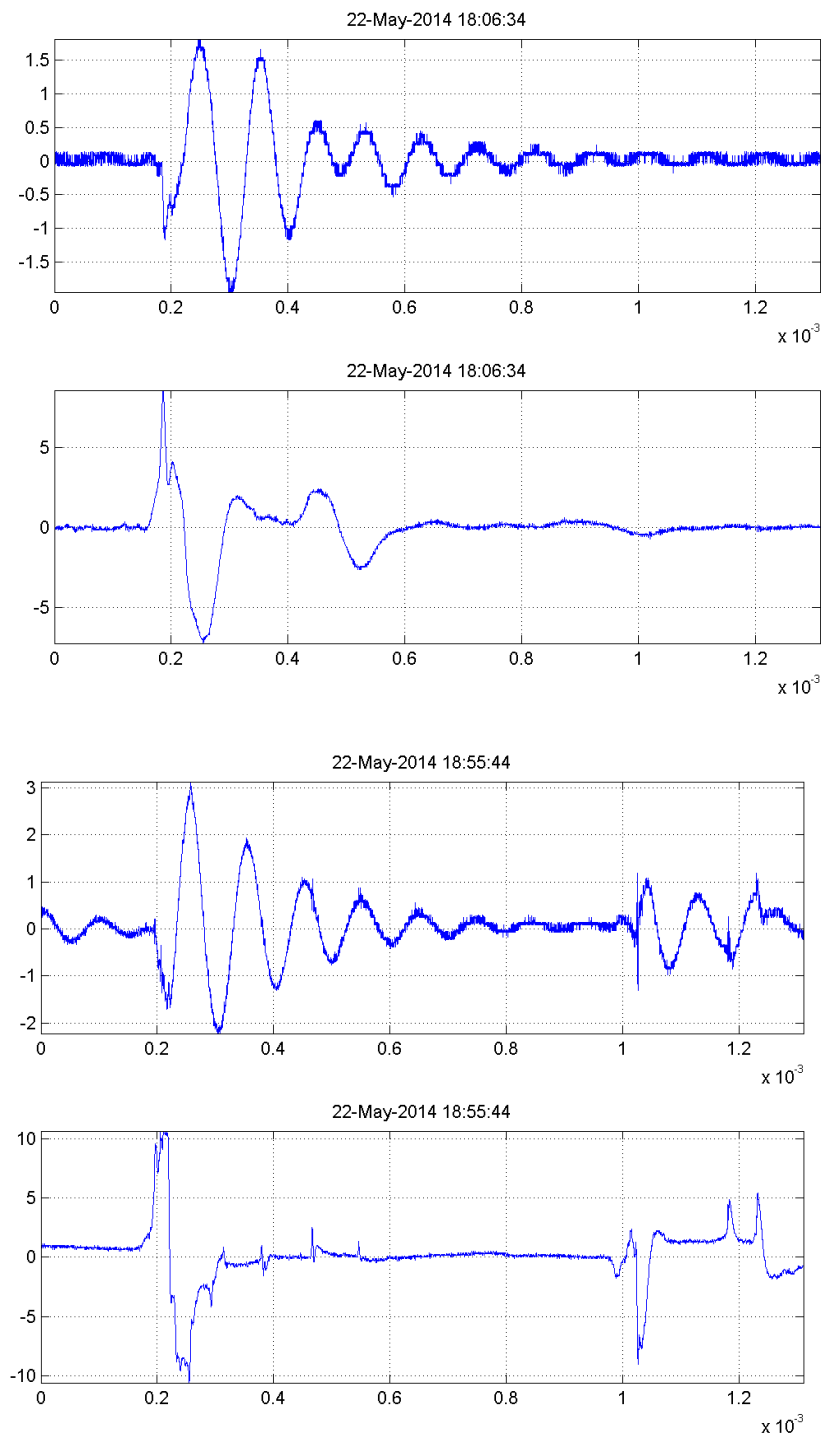


Fig. H.3: Formas de Onda señal LEMP registradas el 22-Mayo-2014.

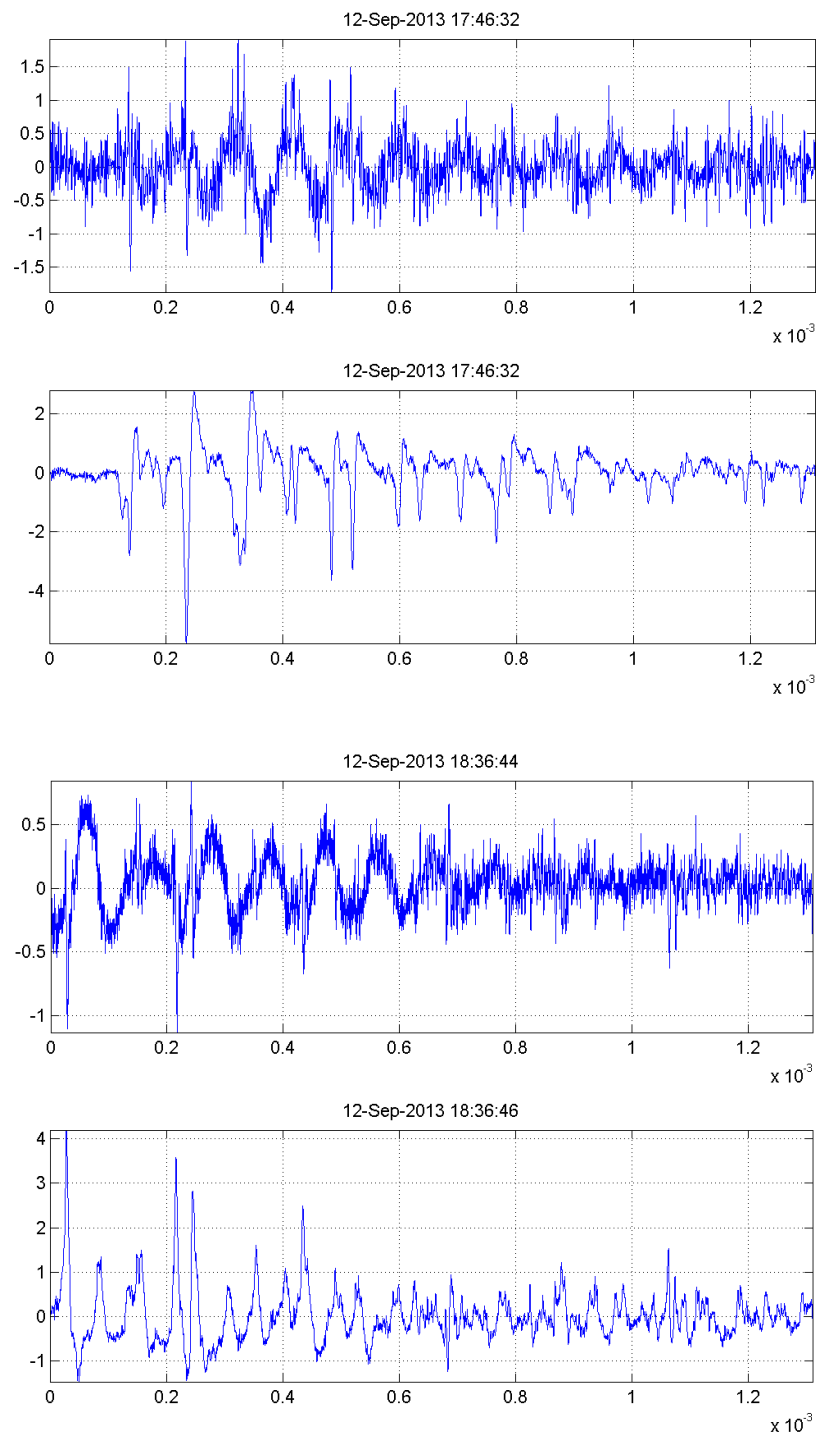
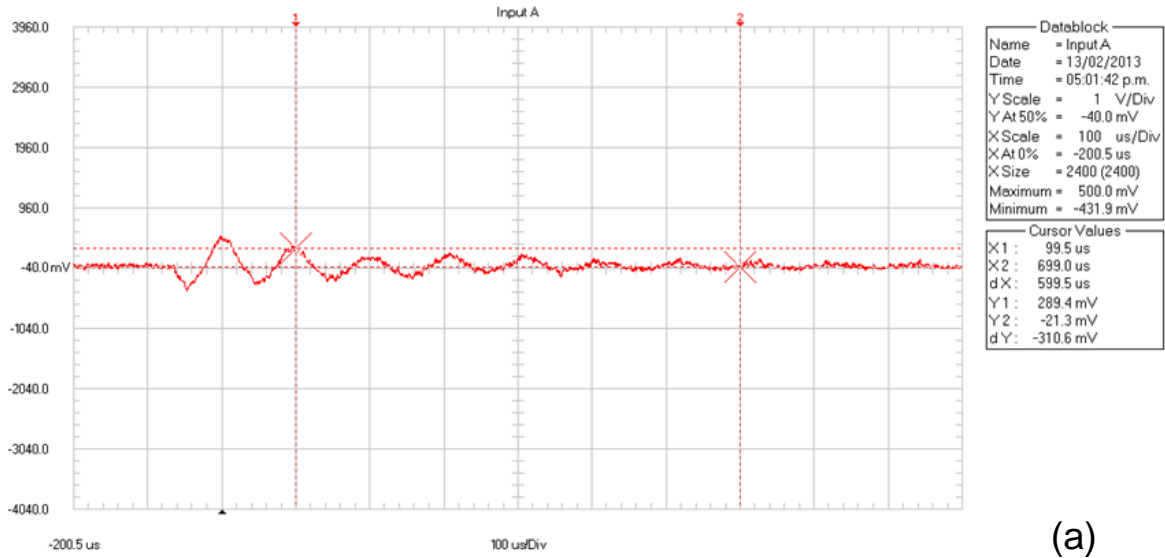
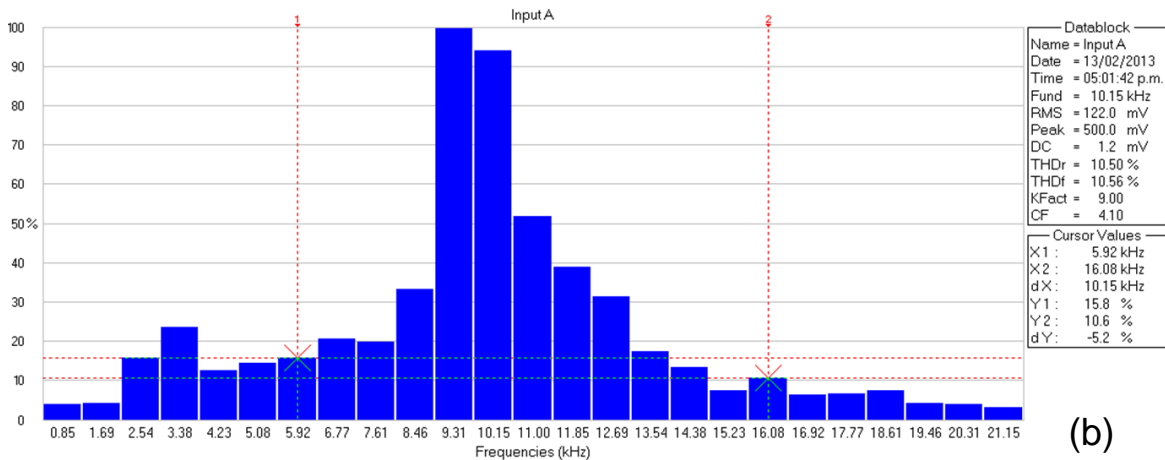


Fig. H.4: Ráfagas de pulsos regulares registradas el 12-Sep-2013.

H.2. Estadísticas de componente espectral



(a)



(b)

Fig. H.5: (a) Registro Señal LEMP rayo lejano y (b) Frecuencias detectadas vía RB1

Nota: Imágenes procesadas con el software FlukeView versión 4.5, de una señal registrada el día 13 de Febrero del año 2013, con el Scopemeter Fluke 199C organizado de acuerdo con el esquema de instrumentación propuesto en la Figura 7.57, para pruebas del submódulo RB1.

Nombre archivo de Registro =====	Frecuencia =====	Magnitud (%) =====
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	19836.43	100
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	28610.23	28.24
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	3814.7	18.47
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	5722.05	17.55
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	37002.56	12.04
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	44250.49	9.45
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	51116.94	7.32
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	63323.97	6.37
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	59509.28	5.86
Ry1_Ch_1_2013-3-20_16-45-41.txt	67138.67	5.77
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	2670.29	66.81
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	3433.23	65.86
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	7247.92	56.98
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	11825.56	42.58
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	25177	15.87
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	28991.7	14.32
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	33187.87	13.26
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	37384.03	12.51
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	40817.26	11.64
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	45394.9	11.34
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	49209.59	10.67
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	53787.23	9.17
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	53024.29	9.12
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	91171.26	8.35
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	86975.1	8.3
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	90026.86	8.12
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	82015.99	7.78
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	94985.96	7.71
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	57983.4	7.4
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	77819.82	6.69
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	79345.7	6.6
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	99182.13	6.5
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	59509.28	5.93
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	181198.12	5.39
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	61798.1	5.27
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	176620.48	5.22
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	103378.3	5.21
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	74768.07	5.1
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	185012.82	5.1
Ry2_Ch_2_2013-3-20_16-45-41.txt	72860.72	5.01

Fig. H.6: Ejemplo de Salida de un archivo "Estadistica.dat"

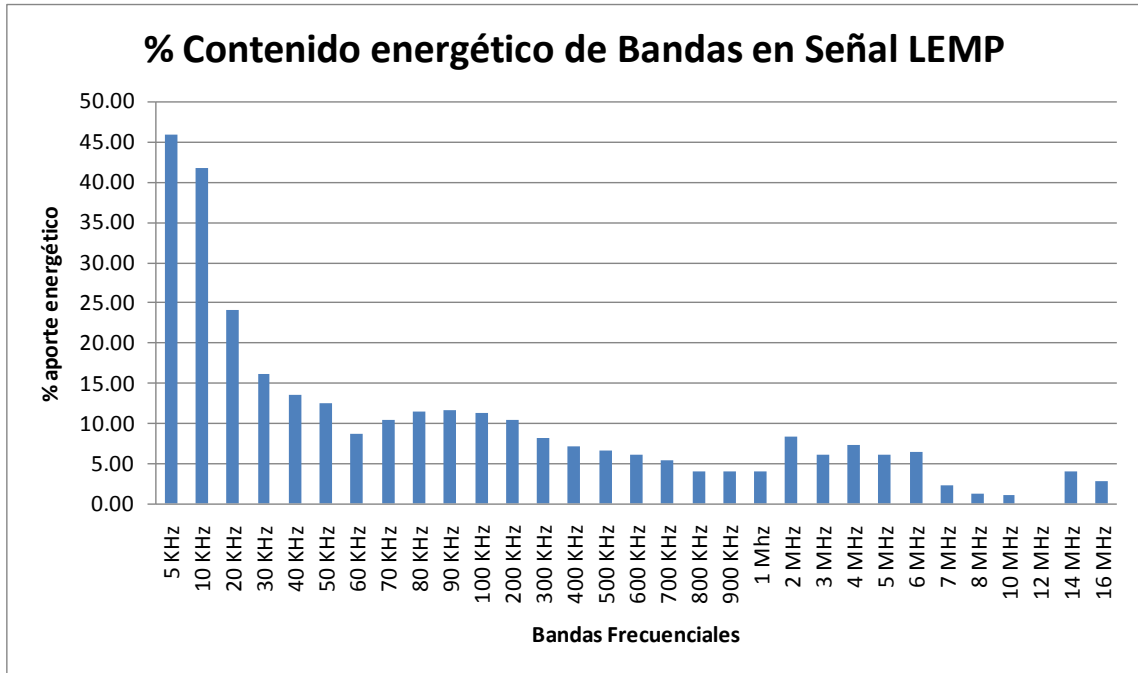


Fig. H.7: Gráfica de Bandas F. x Aporte energético a la composición señal LEMP

Tabla H-1: Frecuencias Ruido que deben ser filtradas en registro Señal LEMP

Frecuencias estacionarias detectadas (Ruido que se incrusta en señal LEMP)

F (KHz)	F (KHz)	F (KHz)	F (KHz)	F (MHz)	F (MHz)
17.5	80	254	828	2.13	53 *4
26.5	100.5	270	982	11 *2	60
29.3	107.3	308*1	1230	27 *3	87*5
39.9	113.1	480	1276	32	92*5
47	121	504	1300	47	93*5
50.1	155	562	1444	50 *4	95*5
54	185	640			
70	204	786			

Emisoras radiodifusión AM detectadas en el área (Frecuencia en KHz)

Fc + BL	Emisora	Fc + BL	Emisora	Fc + BL	Emisora
550 ± 5	AM	1000 ± 5	AM - Radio Nal de Colombia	1420 ± 5	AM - Em. Cristiana/Vida
570 ± 5	AM	1060 ± 5	AM - RCN Nal	1450 ± 5	AM - La Cariñosa
630 ± 5	AM-Todelar	1090 ± 5	AM - Oxigeno	1500 ± 5	AM - Sonora/Radio María
770 ± 5	AM-RCN	1180 ± 5	AM - Caracol	1540 ± 5	AM - Radio Condor
880 ± 5	AM-	1390 ± 5	AM - Red de los Andes	1570 ± 5	AM - Radio Sensación

*1- Radionavegación Aeronáutica (Aeropuerto La Nubia): 285 - 315 KHz
 *2- Móvil Aeronáutico (Aeropuerto La Nubia): 11,175 - 11,400 MHz
 *3 - Banda Ciudadana: 26.965 MHz (Canal 01) a 27.405 MHz (Canal 40)
 *4- Otras Bandas Radioaficionados: 50 - 54 Mhz, 146-148 MHz, 222-225 MHz y 440-450 MHz.
 *5- Banda de radiodifusión FM comercial: 88 - 108 MHz con ancho de banda de 200 KHz.
 *6- Radioayudas Aeropuerto La Nubia Manizales: 118,2 - 121,1 y 125,0 MHz

H.3. Periodogramas

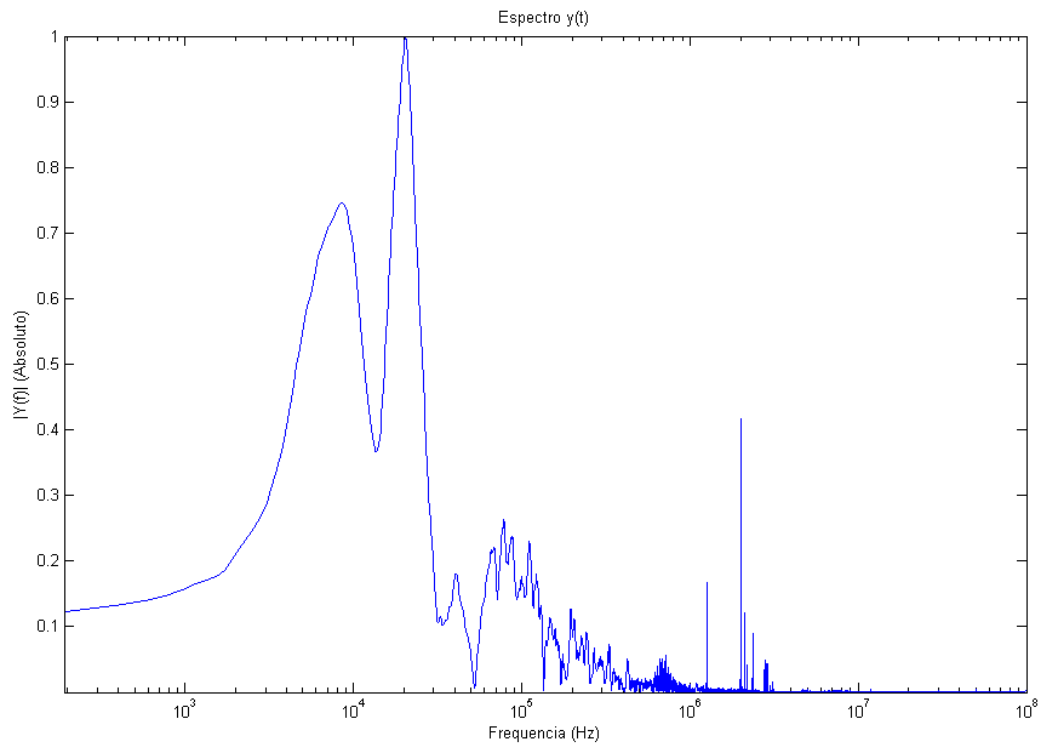


Fig. H.8: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 20$ kHz)

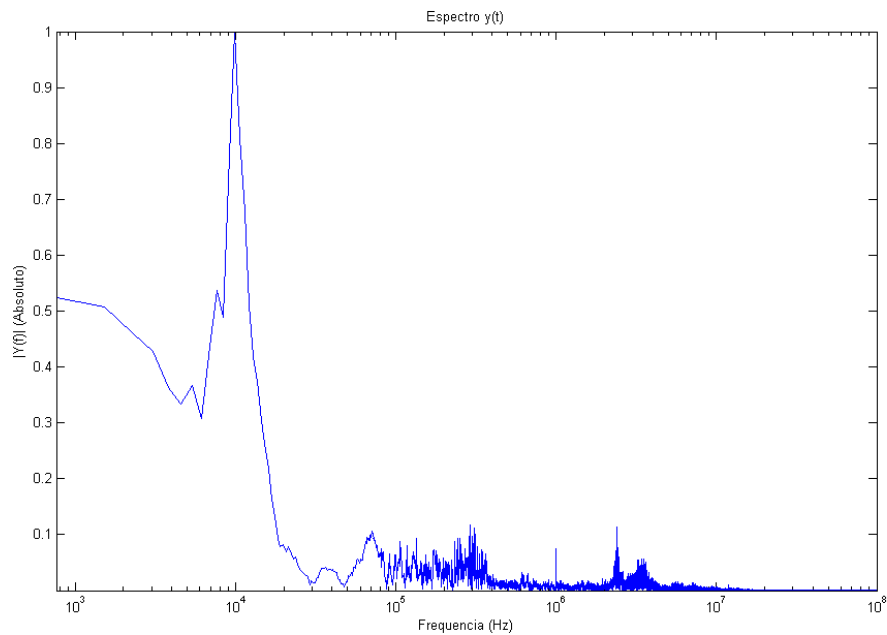


Fig. H.9: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 10$ kHz)

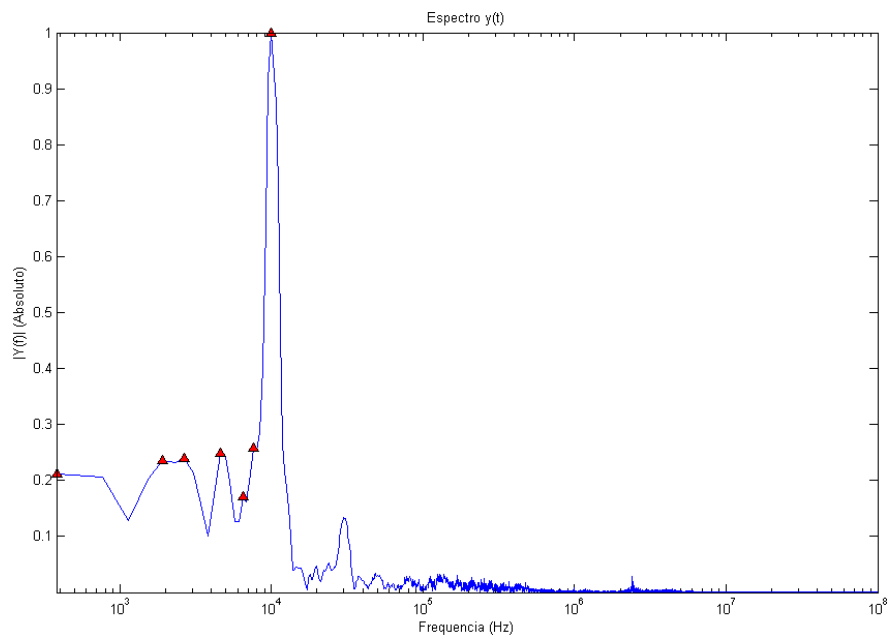


Fig. H.10: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 9,8$ kHz)

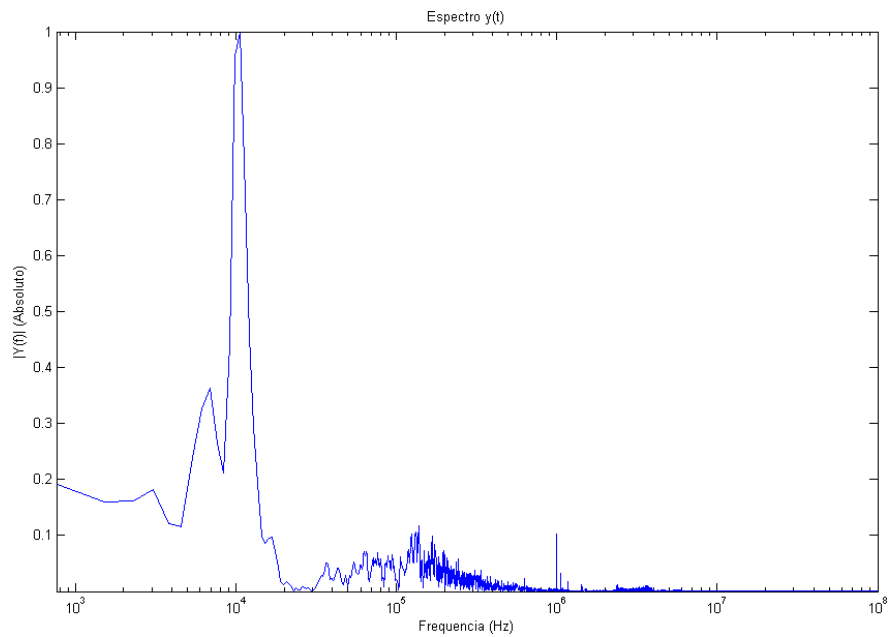


Fig. H.11: Periodograma señal LEMP ($F_{MAX} = 10,1$ kHz)

H.4. Espectrogramas

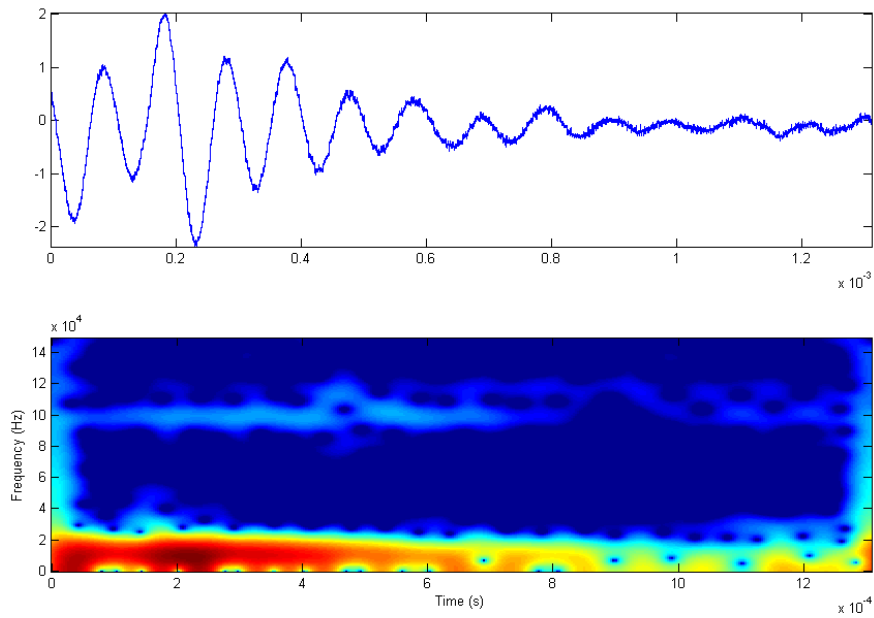


Fig. H.12: Espectrograma señal LEMP registrada vía detector RF

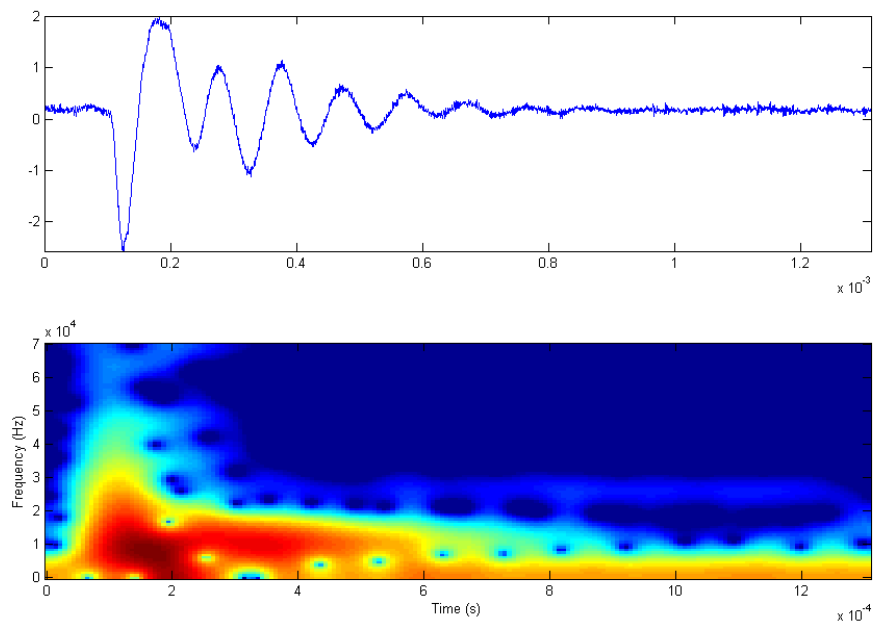


Fig. H.13: Espectrograma señal LEMP registrada vía detector RF

H.5. Escalogramas

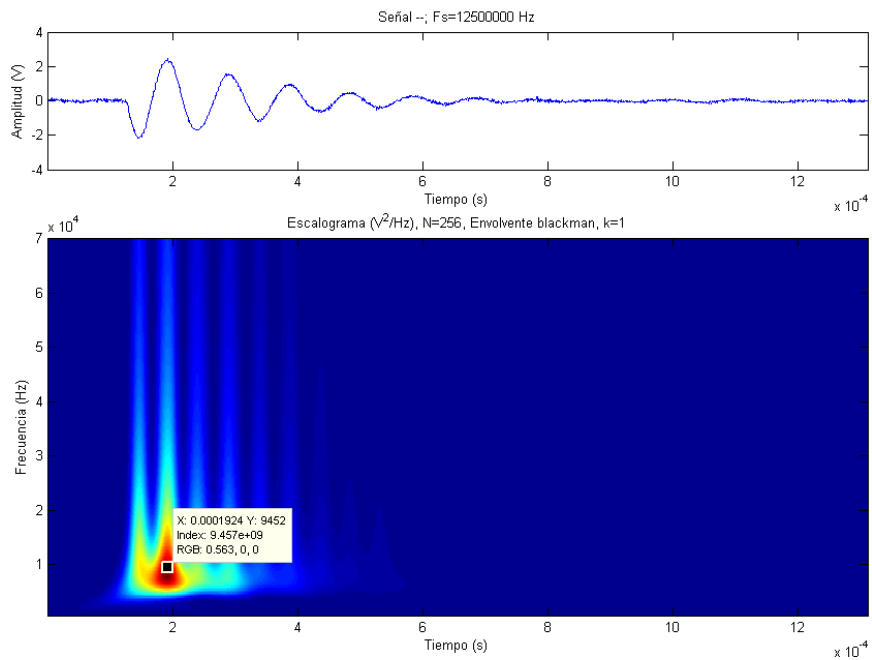


Fig. H.14: Escalograma señal LEMP (Envolverte=Blackman, K=1)

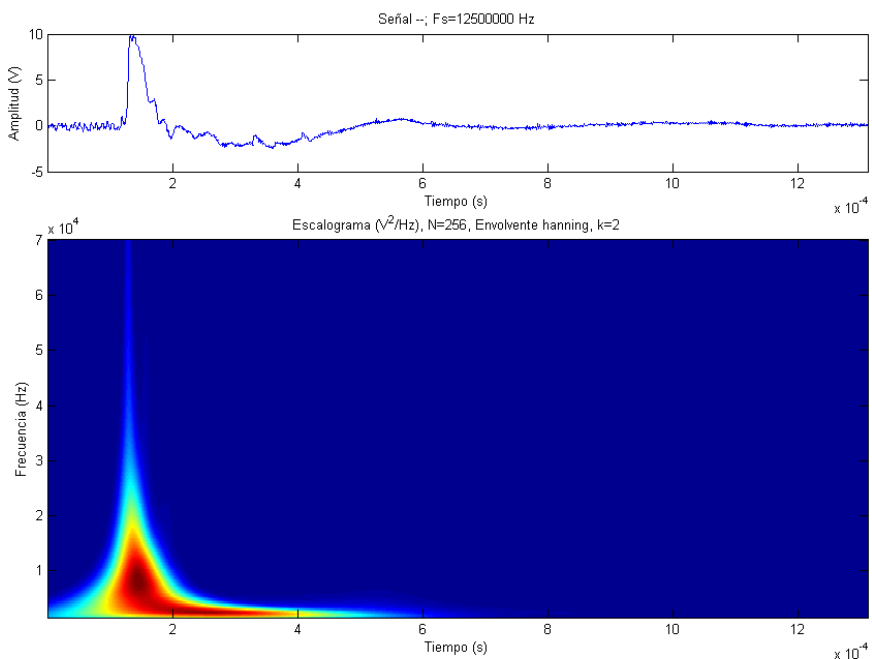


Fig. H.15: Escalograma señal LEMP (Envolverte=Hanning, K=2)

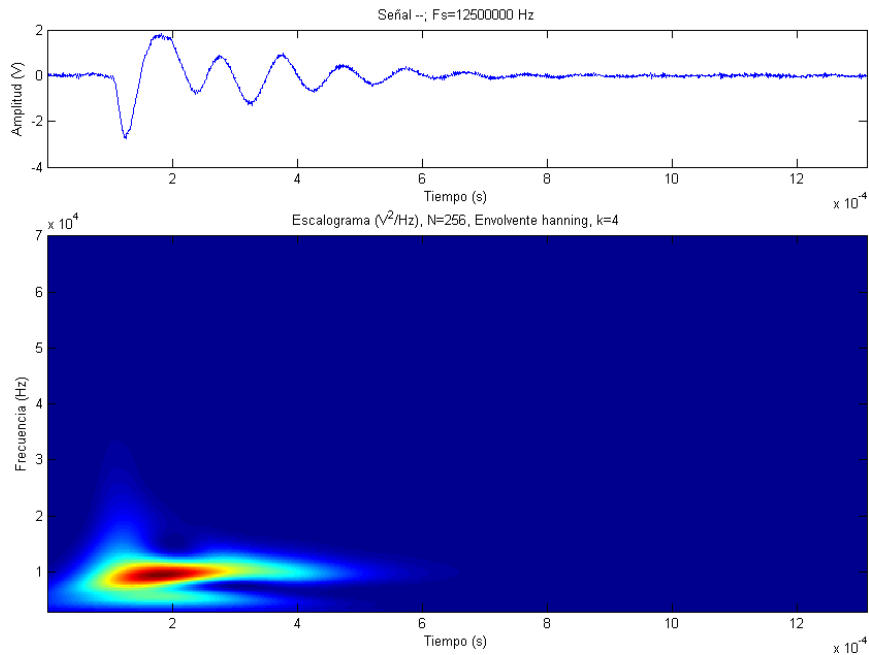


Fig. H.16: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Hanning, K= 4)

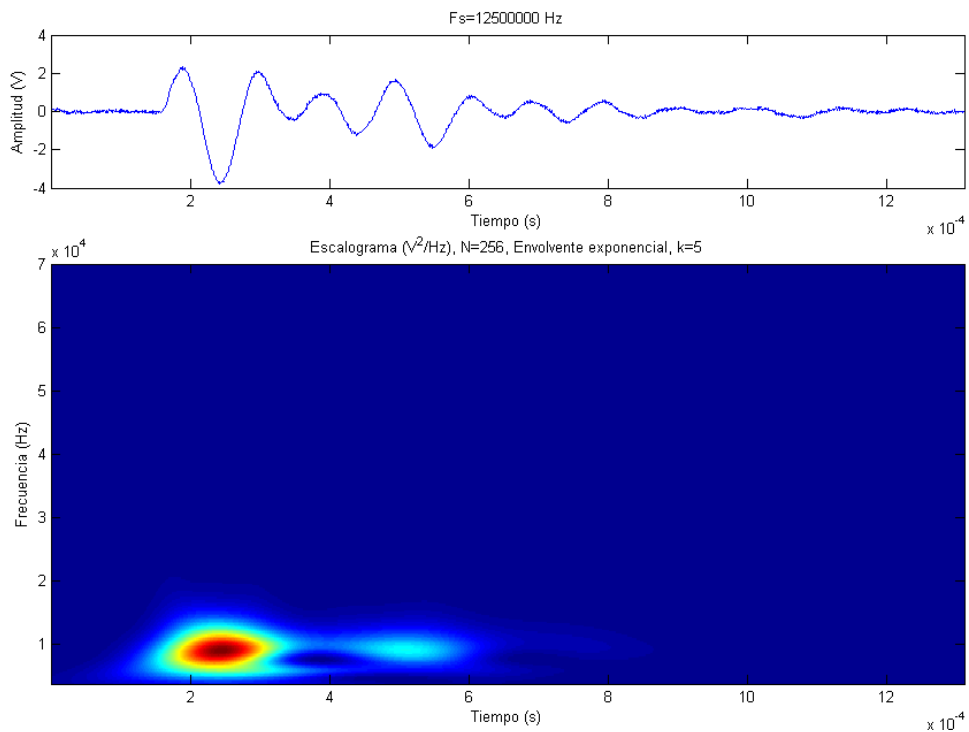


Fig. H.17: Escalograma señal LEMP (Envolvente=Exponencial, K= 5)

Anexo I – Proyectos y Producción Académica Relacionada

Proyecto de Investigación

Con el fin de obtener recursos económicos para la implementación de los dispositivos propuestos en la presente tesis, se gestionó un proyecto de investigación, el cual fue aprobado y financiado por la Vicerrectoría de Investigación de la Universidad Nacional de Colombia, con los siguientes datos:

Título del Proyecto: “*Detección y Registro de Descargas Atmosféricas*”

Código HERMES: 14067

Resolución aprobación: Resolución número 009 de 2011 (Agosto 31 de 2011) de la Vicerrectoría de Investigación.

Número en Banco de proyectos U.N.: BPUN-1444/2011

Ficha financiera QUIPU: 2020100-6773 Empresa 4060

Duración proyecto: Dos (2) años a partir del 15 de septiembre de 2011.

GTA involucradas: GTT y GREDyP.

Patente

El sistema LEMPISA se encuentra actualmente en proceso de patente, siendo registrado con los siguientes datos:

Nombre de la invención: SISTEMA ANALIZADOR DE ESPECTRO RF DEL PULSO ELECTROMAGNETICO GENERADO POR EL RAYO (LEMP).

Inventores registrados: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Entidad: Universidad Nacional de Colombia

Oficina inicial a cargo: Comité de Propiedad Intelectual UN.

Petitorio: Formato SIC (Super Intendencia de Industria y Comercio), con número PI02-F06/07-2014.

Artículos en revista especializada

Título: “*A LEMP Generator-Simulator Circuit*”.

Revista: Ingeniería e Investigación.

ISSN: 0120-5609

Edición: Vol. 31 Suplemento No. 2, año 2011.

Autores: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Título: “Power Tensor Theory and Continuous Wavelet Transform”.

Revista: American Journal of Computational Mathematics.

ISSN: 2161-1203

Volumen 2 – Nro. Revista 2 - Páginas: 130-135, año 2013.

Autores: L.F. Díaz, E.A. Cano y A. Ustariz

Ponencias en eventos internacionales

Título de la ponencia: “*Caracterización del campo EM radiado mediante Rayo-receptores tipo Software-Defined Radio*”.

Evento: SICEL 2009 (V Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica).

Realizado en: Bogotá D.C. los días 4, 5 y 6 de Agosto de 2009.

ISBN Memorias: 978-958-8280-23-3

Autores: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Título de la ponencia: “*Study of correlation between the earth’s magnetic field and the Keraunic level using a device for spectral characterization of LEMP designed with technology SDR*”.

Evento: LAW3M 2010 (IX Latin American Workshop on Magnetism, Magnetic Materials and their Applications -2010).

Realizado en: Manizales (Colombia), los días 26 al 30 de julio de 2010.

ISBN Memorias: 978-958-8280-47-9

Autores: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Título de la ponencia: “*Un circuito HW para Generación de LEMP simulado*”

Evento: SICEL-2011 (VI Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica).

Realizado en: Asunción - Paraguay, los días 1 al 4 de noviembre de 2011.

ISBN Memorias: 978-958-761-047-5

Autores: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Título de la ponencia: “*Design and Implementation of one LEMP Simulator for Testing an RF-Based Lightning Detector Integrated to a PQ Monitoring System*”.

Evento: SIFAE 2012 (IEEE International Symposium on Alternative Energies and Energy Quality – 2012).

Realizado en: Barranquilla-Colombia, los días 25 y 26 de octubre de 2012.

ISBN Memorias: 978-1-4673-4654-2

Autores: L.F. Díaz, C. Younes y E.A. Cano

Título de la ponencia: “*A portable LEMP simulator as testing device in the building phase of LEMP RF-sensors*”.

Evento: SICEL 2013 (VII Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica).

Realizado en: Medellín – Colombia, los días 27-29 de noviembre de 2013.

Publicado en Revista On-line: SICEL Vol. 7 (2013)

ISSN-ONLINE: 2357-6618 (2014-2016)

Editada por: Editorial UN