

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTACIÓN METEOROLÓGICA PARA LA
MEDICIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO EN OBSERVATORIOS DE
RAYOS CÓSMICOS

PEDRO ANDRÉS SALGADO MEZA
LEONARDO ANTONIO FLOREZ VILLEGAS

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2020

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTACIÓN METEOROLÓGICA PARA LA
MEDICIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO EN OBSERVATORIOS DE
RAYOS CÓSMICOS

PEDRO ANDRÉS SALGADO MEZA
LEONARDO ANTONIO FLOREZ VILLEGAS

Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Director
JESÚS PEÑA RODRÍGUEZ
M.Sc. en Ing. Electrónica

Codirector
LUIS ALBERTO NÚÑEZ DE VILLAVICENCIO MARTÍNEZ
Ph.D. en Física
JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
M.Sc. en Ing. Electrónica

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA

2020

Dedicado a

A mi padre, por el amor incondicional a su familia, el esfuerzo sobrehumano que hizo a lo largo de estos años para brindarnos un futuro prospero, lleno de sueños y metas cumplidas, por esos buenos ejemplos y la gran cantidad de enseñanzas que nos ha dado al enfrentar la vida.

A mi madre, por su amor sincero y desinteresado, por su constante apoyo emocional e interés por nuestro futuro.

A mis hermanas, por acompañarme en los momentos más importantes, siendo un pilar fundamental, llenando mi vida de amor puro y sincero y ser una parte principal de mi formación como profesional y como persona.

A nuestro director, por compartir sus conocimientos, los cuales fueron fundamentales para culminar este gran proyecto, apoyarnos cuando tuvimos dificultades y brindarnos su amistad.

Y por último pero no menos importante, a esas personas increíbles que me acompañaron en este largo camino y estuvieron junto a mi en los buenos y malos momentos, en especial a mi compañero y amigo Pedro con quien compartí un gran número de experiencias que recordaré a lo largo de mi vida, y a mi novia Andrea quien me brindo su amor y compartió conmigo los últimos pasos en ese largo caminar universitario.

Leonardo Antonio Florez Villegas

Dedico este trabajo a mis amigos de vida Leonardo, Fabián y David quienes fueron pilares a lo largo de mi vida universitaria, quienes con su gran apoyo construyeron una gran parte de la persona que soy hoy, gracias.

A mi mamá Berenice, mi papá Antonio y mi hermano Juan Camilo quienes me apoyaron todo el tiempo, sin ellos no estaría hoy aquí.

A mi novia Natalia, una mujer mágica y especial que me inspira cada día ser a mejor persona y quien me ha apoyado incondicionalmente. Gracias por tanto amor y creer en mi.

A mi directo Jesús, de quien he aprendido muchas cosas, entre ellas a ser un mejor profesional.

A tantos amigos que me crucé en mi vida universitaria y que no olvidaré: Jhonattan, Neftalí, Bonilla, José, Karen, Amanda, Pittis. A todo el grupo Halley muchas gracias por abrirme las puertas.

A mis maestros quienes nunca desistieron al enseñarme, Luis Nuñez, Julian, José Amaya. Gracias por todo.

A todos los que me apoyaron para escribir y concluir esta tesis a otros que no he olvidado.

Para ellos es esta dedicatoria de tesis, pues es a ellos a quienes se las debo por su apoyo incondicional.

Pedro Andrés Salgado Meza

CONTENIDO

	pág.
1. RAYOS CÓSMICOS Y EL CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO	16
1.1. RAYOS CÓSMICOS PRIMARIOS	17
1.2. RAYOS CÓSMICOS SECUNDARIOS	18
1.2.1. Desarrollo longitudinal de la EAS	20
1.3. DETECCIÓN DE RAYOS CÓSMICOS SECUNDARIOS	21
1.4. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO	24
1.5. INFLUENCIA DEL CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO EN LAS EAS	26
2. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO LENTO	29
2.1. CARACTERÍSTICAS DE LENTO	29
2.2. MÉTODOS DE DETECCIÓN	32
2.2.1. Sondas de inducción	33
2.2.2. Molino de placas	33
2.2.3. Molino cilíndrico	34
2.2.4. Micro-sensor de campo eléctrico	36
2.2.5. Sensores Ópticos	38
2.3. DISEÑO DEL SENSOR DE LENTO	39
2.3.1. Fabricación del sensor tipo molino	41
2.3.2. Conversión corriente a tensión y acople de impedancias	45
2.3.3. Acondicionamiento de la señal	46
2.3.4. Etapa rectificadora de precisión	49
2.3.5. Filtro pasa bajas	53
2.3.6. Digitalización	54

2.3.7. Transmisión de datos	56
2.4. CALIBRACIÓN	57
2.4.1. Caracterización del generador de campo	57
2.4.2. Calibración del sensor	60
2.5. PRIMERAS MEDICIONES	63
3. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO RÁPIDO	68
3.1. CARACTERÍSTICAS DE RÁPIDO	68
3.2. MÉTODOS DE DETECCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO RÁPIDO	71
3.2.1. Antenas	71
3.2.2. Sensor óptico	72
3.3. DISEÑO DEL SISTEMA DE CAMPO ELÉCTRICO RÁPIDO	73
3.4. DISEÑO DE LA ANTENA	74
3.5. INTEGRADOR	77
3.5.1. Análisis en frecuencia	81
3.5.2. Ganancia del circuito	82
3.5.3. Análisis de ruido	84
3.6. DIGITALIZACIÓN	85
3.6.1. Funcionamiento del ADC	86
3.6.2. Caracterización del ADC	89
3.6.3. Análisis frecuencial	91
3.7. REGISTRO DE EVENTOS	92
3.7.1. Escritura	93
3.7.2. Lectura	96
3.7.3. Borrado	98
3.8. SISTEMA DE ADQUISICIÓN	99
3.8.1. Divisor de frecuencia	102
3.8.2. Señal de reloj ADC	103

3.8.3. Máquina de control de módulos	105
3.8.4. Detección de eventos y control del estados	107
3.8.5. Memoria temporal	109
3.8.6. Estampa temporal de eventos	112
3.9. PRIMERAS MEDICIONES	113
4. ESTACIÓN DE MONITOREO	117
4.1. SISTEMA DE POSICIONAMIENTO	117
4.2. INTEGRACIÓN DE PERIFÉRICOS	119
4.2.1. Sistema de adquisición, almacenamiento y transmisión (Capa #1)	119
4.2.2. PCB de periféricos (Capa #2)	121
4.2.3. Procesamiento señal campo rápido (Capa #3)	122
4.2.4. FPGA de adquisición de campo rápido (Capa #4)	124
4.3. ESTRUCTURA MECÁNICA	125
4.4. VARIABLES ATMOSFÉRICAS	128
4.4.1. Temperatura, humedad y presión atmosférica	128
4.4.2. Estimación de la altura de la nube y potencial eléctrico	129
BIBLIOGRAFÍA	136

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Flujo diferencial de CR	18
Figura 2. Cascada de partículas secundarias	19
Figura 3. Componentes de una cascada de CRs	20
Figura 4. Capas de la atmósfera	25
Figura 5. Modelo de capacitancia del planeta tierra	26
Figura 6. Simulación del comportamiento de partículas secundarias bajo un campo eléctrico	27
Figura 7. Desarrollo de una descarga eléctrica	31
Figura 8. Sonda de inducción de campo eléctrico	34
Figura 9. Esquema básico del sensor de campo tipo molino	35
Figura 10. Esquema básico del sensor tipo molino cilíndrico	36
Figura 11. Micro sensor de campo eléctrico	37
Figura 12. Esquema del sensor óptico de campo eléctrico	38
Figura 13. Esquema del sensor tipo molino fabricado	40
Figura 14. Etapas del sensor de campo eléctrico tipo molino	41
Figura 15. Esquema de las placas del sensor de campo tipo molino	42
Figura 16. Gráfica del voltaje inducido para distintos materiales	44
Figura 17. Gráfica voltaje inducido vs Frecuencia del motor	45
Figura 18. Circuito conversión corriente a tensión	47
Figura 19. Kit programable PSOC 5LP	48
Figura 20. Etapa de acondicionamiento de la señal	50
Figura 21. Simulación de la etapa de acondicionamiento de la señal	51
Figura 22. Salida y entrada de la etapa de acondicionamiento	52

Figura 23.	Módulo MIXER PSOC 5LP	53
Figura 24.	Señal en fase al giro del motor	54
Figura 25.	Señal en desfase al giro del motor	55
Figura 26.	Medición de las señales de la etapa de rectificación	56
Figura 27.	Filtro pasabajas	57
Figura 28.	Simulación del filtro pasabajas	58
Figura 29.	Módulo ADC SAR del PSOC 5LP	59
Figura 30.	Calibración del ADC SAR del PSOC 5LP	60
Figura 31.	Módulo I2C del PSOC 5LP	61
Figura 32.	Pines utilizados por la tarjeta PSOC 5LP	61
Figura 33.	Platos del generador de campo eléctrico controlado	62
Figura 34.	Generador de campo eléctrico controlado	62
Figura 35.	Generador de campo eléctrico	63
Figura 36.	Calibración generador de campo	64
Figura 37.	Estructura mecánica del sensor de campo lento	65
Figura 38.	Primeras mediciones realizadas con el sensor	66
Figura 39.	Primeras mediciones de tormentas eléctricas	67
Figura 40.	Desarrollo de una descarga eléctrica	69
Figura 41.	Antena de placas paralelas	72
Figura 42.	Sensor óptico	74
Figura 43.	Sistema de adquisición de campo rápido	75
Figura 44.	Partes de la antena de campo eléctrico rápido	76
Figura 45.	Montaje de la antena de campo rápido	77
Figura 46.	Circuito de acondicionamiento de campo rápido	79
Figura 47.	Circuito integrador en caja para intemperie	80
Figura 48.	Funcionamiento del circuito integrador	81
Figura 49.	Análisis en frecuencia del integrador para campo rápido	82

Figura 50.	Histograma de ruido del circuito de acondicionamiento.	85
Figura 51.	Diseño del circuito de AD9235	86
Figura 52.	Diseño para realizar las primeras pruebas del ADC	87
Figura 53.	Esquema implementado para realizar la prueba de funcionamiento del ADC.	88
Figura 54.	Primeras gráficas obtenidas del ADC	88
Figura 55.	Porción de señal triangular empleada en la caracterización del ADC	89
Figura 56.	Caracterización del AD9235	90
Figura 57.	Descarga eléctrica registrada con la antena	91
Figura 58.	Transformada de Fourier del pulso generado por una descarga eléctrica	92
Figura 59.	Flujo de señales para la escritura de la memoria	94
Figura 60.	Máquina de estados para la escritura de la de memoria.	95
Figura 61.	Flujo de señales para la lectura de la memoria	97
Figura 62.	Máquina de estados para el proceso de lectura de memoria.	98
Figura 63.	Flujo de señales para el borrado total de la memoria	99
Figura 64.	Diseño de máquina de estados para el borrado completo de la memoria	100
Figura 65.	Diagrama de flujo del sistema de adquisición de campo rápido	101
Figura 66.	Diagrama de bloque para la adquisición en la FPGA	103
Figura 67.	Lógica de funcionamiento de un contador	104
Figura 68.	Diagrama de bloques del sistema generador del reloj del AdC	104
Figura 69.	Máquina de estados para el control de la escritura, lectura y borrado	105
Figura 70.	Máquina generadora de la señal de disparo o detección de descarga eléctrica.	107
Figura 71.	Máquina de control de los eventos de escritura, lectura y borrado	108
Figura 72.	Desarrollo de una descarga eléctrica	110

Figura 73.	Máquina de control para la memoria temporal	111
Figura 74.	Máquina de control de contador de ciclos de reloj.	113
Figura 75.	Estimulación mediante función escalón de 500 ms de ancho	114
Figura 76.	Estimulación mediante un pulso de 50 ms de ancho	115
Figura 77.	Estimulación mediante una señal senoidal de 1 Hz	116
Figura 78.	Trama de datos del GPS	118
Figura 79.	Esquema de conexión del GPS	118
Figura 80.	Electrónica de Adquisición	120
Figura 81.	Esquema de conexión del sistema de adquisición de datos	121
Figura 82.	Diagrama de bloques del código de adquisición	122
Figura 83.	Segunda capa de la estación	123
Figura 84.	Tercera capa de la estación	124
Figura 85.	Trama de datos del GPS	125
Figura 86.	Esquema de la estación de monitoreo de campo eléctrico	127
Figura 87.	Estructura del sensor de campo lento	128
Figura 88.	Estructura usada para el BME280	129
Figura 89.	Esquema de antena de campo rápido	130
Figura 90.	Caja central de electrónica	131
Figura 91.	Sensor de temperatura	132
Figura 92.	Sensor de humedad	133
Figura 93.	Sensor de presión	133
Figura 94.	Primer registro de variables atmosféricas	134

GLOSARIO

A continuación se presentan algunos términos utilizados en el trabajo desarrollado:

RCs: Rayos Cósmicos.

Campo rápido: Se define como la componente rápida del campo eléctrico atmosférico, a las variaciones que se dan entre 1 kHz a 1 MHz.

Campo lento: Se define como la componente lenta del campo eléctrico atmosférico, a las variaciones que se dan entre 0.1 Hz a 1 kHz.

EAS: Por sus siglas en inglés Extensive Air Shower, se le llama así a la enorme cascada de miles de millones de partículas generadas cuando un rayo cósmico de ultra-alta energía interactúa con la atmósfera de la Tierra¹.

Field mill: Sensor de campo eléctrico tipo molino.

RREA: Por sus siglas en inglés Relativistic Runaway Electron Avalanches, es el crecimiento de una avalancha de electrones relativistas conducidos a través de un material (típicamente aire) por un campo eléctrico.

Bremsstrahlung: Del alemán bremsen (frenar) y Strahlung (radiación) es una radiación electromagnética producida por la desaceleración de una partícula cargada, como por ejemplo un electrón, cuando se desvía debido a un agente externo, como por ejemplo un campo eléctrico alto².

¹ Bing Zhao, Daihui Huang y Zhou. "Effects of Thunderstorms Electric Field on Intensities of Positrons, Electrons and Photons at Daocheng". En: *36th International Cosmic Ray Conference (ICRC2019)*. Vol. 36. 2019.

² R. Kaiser. "Muography: overview and future directions". En: *Philosophical Transactions of the Royal Society A* 377.2137 (2018), pág. 20180049.

PSOC: Un PSOC (Programmable System on Chip) es un dispositivo fabricado por la empresa Cypress, esta conformado por microcontroladores cuya principal característica es contar con módulos tanto análogos como digitales en un solo chip, así mismo poder reconfigurar dinámicamente las entradas y salidas de estos módulos.

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTACIÓN METEOROLÓGICA PARA LA MEDICIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO EN OBSERVATORIOS DE RAYOS CÓSMICOS

*

AUTOR: PEDRO ANDRÉS SALGADO MEZA, LEONARDO ANTONIO FLOREZ VILLEGAS **

PALABRAS CLAVE: Rayos cósmicos, campo eléctrico, aceleración de partículas, RREA, estación de monitoreo.

DESCRIPCIÓN:

En este trabajo, se presenta el diseño y las primeras mediciones de un sistema de monitoreo de campo eléctrico atmosférico en observatorios de CRs implementado en las instalaciones del Universidad Industrial de Santander. La estación está compuesta por dos módulos: uno encargado de medir la componente rápida del campo eléctrico (con componentes frecuenciales entre 0.1 MHz – 1 MHz) por medio de un sensor de placas paralelas y sensor tipo molino encargado de medir la componente lenta del campo eléctrico (con componentes frecuencias entre 0.1 Hz – 1kHz) con una resolución temporal de ocurrencia de 10 ns y un alcance de 10 km.

El estudio de la variación del flujo de rayos cósmicos atmosféricos durante las tormentas eléctricas es importante para comprender los mecanismos de aceleración de las partículas secundarias cargadas causados por campos eléctricos.

Sin embargo, estos observatorios de CRs no cuentan con redes de monitoreo de campo eléctrico por lo que cuentan con escasos registros de datos del campo eléctrico atmosférico durante estos eventos anómalos y por tal razón se ha limitado su estudio en profundidad. Es por ello que surge la necesidad de conocer la intensidad y las variaciones del campo eléctrico y su correlación con los transitorios en la tasa de partículas detectadas a nivel de suelo.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jesús Peña Rodríguez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A METEOROLOGICAL STATION FOR MEASURING THE ATMOSPHERIC ELECTRIC FIELD IN COSMIC RAY OBSERVATORIES *

AUTHOR: PEDRO ANDRÉS SALGADO MEZA, LEONARDO ANTONIO FLOREZ VILLEGAS **

KEYWORDS: Cosmic rays, electric field, particle acceleration, RREA, monitoring station.

DESCRIPTION:

In this work, we present the design and the first measurements of an atmospheric electric field monitoring system in CRs observatories implemented in the facilities of the Universidad Industrial de Santander. The station is made up of two modules: one in for measuring the fast component of the electric field (with frequency components between 0.1 MHz - 1 MHz) by means of a parallel plate antenna and a field mill for measuring the slow component of the electric field (with frequency components between 0.1 Hz - 1kHz) with a temporal resolution of occurrence of 10 ns and a range of about 10 km.

The study of the variation of atmospheric cosmic ray flux during electric thunderstorms is important to understand the acceleration mechanisms of secondary charged particles caused by electric fields in the atmosphere.

However, these CRs observatories do not have electric field monitoring networks, and they have few data records of the atmospheric electric field during these anomalous events, for this reason their in depth study has been limited. For that reason, it is necessary to know the intensity and variations of the electric field and its correlation with the transients in the rate of particles detected at ground level.

* Bachelor Thesis

** Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering. Director: Jesús Peña Rodríguez

1. RAYOS CÓSMICOS Y EL CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO

El descubrimiento de los rayos cósmicos se remonta a 1909, cuando Theodor Wulf midió la radiación a 300 m de altura, en la cima de la Torre Eiffel, usando una versión mejorada del electroscopio aislado desarrollado por Wilson en el año 1900. Theodor esperó observar una disminución en sus mediciones a medida que se alejaba de la fuente de radiación (el suelo), sin embargo, observó que la medida era casi igual que en la superficie, sugiriendo que el excedente debía provenir del espacio exterior¹.

Ese mismo año K. Bergwitz mide el nivel de radiación a una altura de 1300 m con la ayuda de globos aerostáticos encontrando un aumento del 24 % con respecto a la medida en la superficie. Dos años después en 1911 el físico Austríaco Victor Hess empieza una serie de vuelos en globos aerostáticos logrando alturas hasta de 5200 m en 1912. Hess atribuyó que la fuente de radiación proviene del espacio exterior, además, dado que no observó variaciones entre el día y la noche, concluyó que el Sol no podía ser la fuente primaria.

Posteriormente Kolhörstor confirmó los resultados de Victor Hess realizando vuelos en los que alcanzó alturas de hasta 9200 m. En 1927 J. Clay descubre que éste fenómeno varía con la latitud, sugiriendo la hipótesis (luego verificada), que esto se debía al campo magnético del planeta y que por tal razón estos no son en su mayoría fotones sino partículas cargadas. Victor Hess recibió el premio Nobel de

¹ M. Spurio. *Particles and Astrophysics*. Springer International Publishing, 2015. DOI: 10.1007/978-3-319-08051-2.

Física en 1936 por el descubrimiento de los rayos cósmico².

1.1. RAYOS CÓSMICOS PRIMARIOS

Los rayos cósmicos (CR, por sus siglas en inglés) son partículas de alta energía, que desde su origen en diferentes procesos astrofísicos son sometidas a diversos mecanismos de aceleración hasta que finalmente alcanzan el planeta Tierra. Las partículas que alcanzan la Tierra en las capas más altas de la atmósfera se llaman CR primarios y están compuestos por 90 % protones, 9 % núcleos de helio y 1 % de electrones³.

Los CRs son estudiados ya que su energía y trayectoria se asocia a aspectos físicos de la fuente de origen como su dimensión, densidad de materia y campo magnético. Hoy se sabe que la mayoría de ellos se originan fuera del sistema solar.

El flujo integral correspondiente a diferentes umbrales de energía es:

$$F(> 10^9 \text{ eV}) \simeq 1,000 \text{ partculas/s } m^2 \quad (1)$$

$$F(> 10^{15} \text{ eV}) \simeq 1 \text{ partculas/ao } m^2 \quad (2)$$

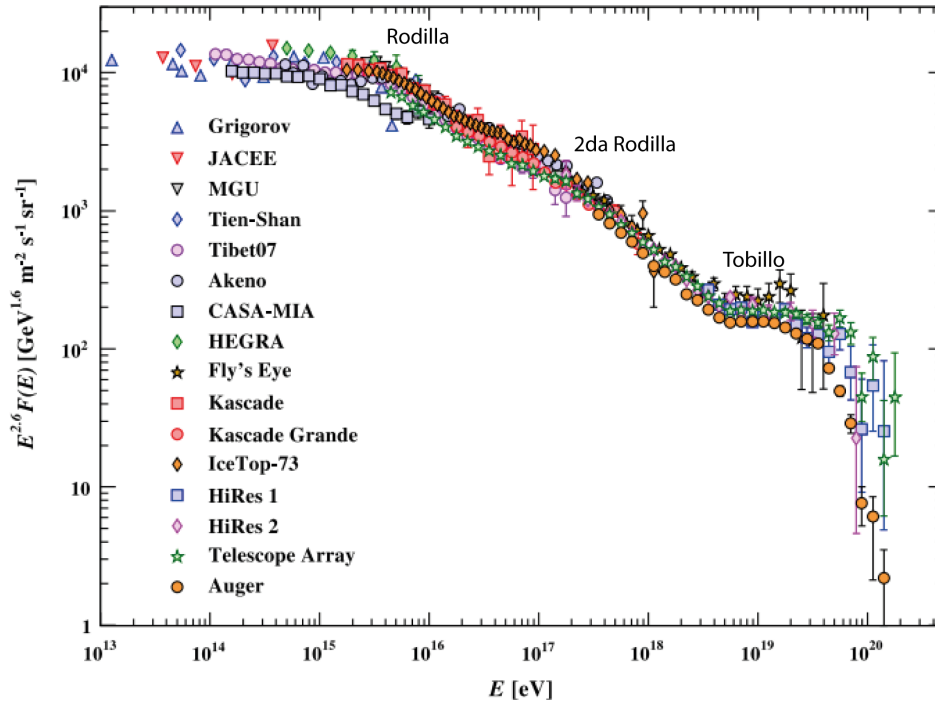
$$F(> 10^{20} \text{ eV}) \simeq 1 \text{ partculas/siglo } km^2 \quad (3)$$

En la Fig. 1 se observa el flujo diferencial de CR medido por experimentos directos e indirectos. La Eq. 2 y 3 definen dos punto de transición, el primero en $\sim 3 \times 10^{10}$ GeV (Rodilla) y el segundo en $\sim 10^{20}$ eV (Tobillo). Se cree que el flujo de CR con

² Spurio, ver n. 1.

³ Spurio, ver n. 1.

Figura 1. Flujo diferencial de CR en función de la energía estimado mediante las mediciones realizadas por experimentos a lo largo de 8 décadas. La primera y segunda rodilla indican el posible origen galáctico y para energías $> 10^{19}$ eV el origen extragaláctico de los CR.



Fuente. Silvia Mollerach y Esteban Roulet. “Progress in high-energy cosmic ray physics”. En: *Progress in Particle and Nuclear Physics* 98 (2018), págs. 85-118.

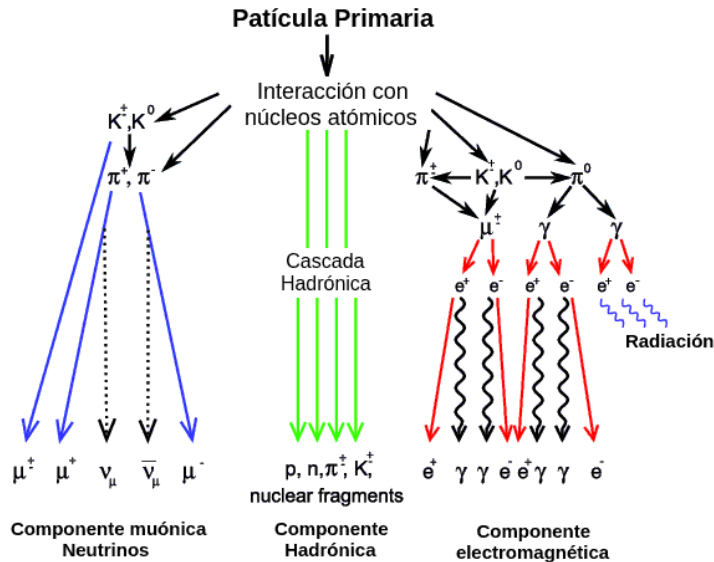
energía $> 10^{20}$ eV tiene origen extragaláctico⁴.

1.2. RAYOS CÓSMICOS SECUNDARIOS

Los CRs primarios interactúan con los núcleos atómicos de los gases al llegar a las capas más altas de la atmósfera, generando lo que se conoce como lluvia de partículas secundarias o lluvia aérea extendida (EAS, por su sigla en inglés) (Ver Fig. 2).

⁴ Spurio, ver n. 1.

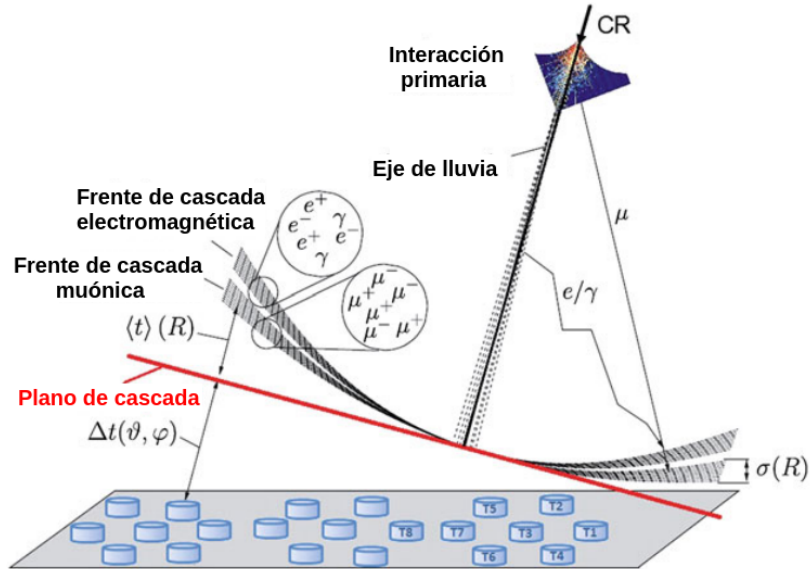
Figura 2. Cuando una partícula primaria choca con los núcleos de los átomos de la atmósfera se produce una reacción en cadena que genera partículas secundarias. En la parte izquierda se observa la componente muónica, en el centro la componente hadrónica y en la parte derecha la componente electromagnética.



Fuente: A Haungs y col. "The KASCADE Cosmic-ray Data Centre KCDC: granting open access to astroparticle physics research data". En: *The European Physical Journal C* 78.9 (2018), pág. 741.

Durante los años 1938-1939 Pierre Auger y sus colegas realizaron detecciones de rayos cósmicos a nivel del suelo usando detectores separados con una distancia de 200 m identificando coincidencias temporales, dando una primera aproximación a que las partículas en la atmósfera eran realmente partículas secundarias, producidas de una sola partícula primaria. Los CRs secundarios están compuestos de fotones, electrones y positrones que constituyen la componente electromagnética (EM), los muones y neutrinos constituyen la componente penetrante, y los mesones y bariones constituyen la componente hadrónica (como se puede ver en la Fig. 2).

Figura 3. Características de una EAS. Una vez se produce la primera interacción, se crean 2 frentes perpendiculares al eje de la lluvia, uno para la componente electromagnética y otro para la muónica. En la figura se puede ver dicho frente aproximándose a un grupo de detectores en el suelo



Fuente: M. Spurio. *Particles and Astrophysics*. Springer International Publishing, 2015. DOI: 10.1007/978-3-319-08051-2.

La cascada de partículas secundarias tiene un frente curvo que permite identificar el eje de la lluvia y en consecuencia la dirección de procedencia del CR primario que la desencadenó (ver Fig. 3).

1.2.1. Desarrollo longitudinal de la EAS La medición de la cascada con los detectores de superficie no permite analizar directamente la partícula primaria ni sus interacciones. Sin embargo, a partir del estudio de las partículas secundarias dispersadas a lo largo de la atmósfera y a nivel de suelo, se puede inferir la naturaleza de la partícula primaria.

La cascada generada por la interacción entre la partícula primaria y la atmósfera tie-

ne transversalmente la forma aproximada, de un disco centrado en el eje de la lluvia que va aumentando su diámetro a medida que esta avanza. Este disco se mueve prácticamente a la velocidad de la luz, y adquiere su máxima extensión cuando coexiste el mayor número de partículas secundarias, en el punto conocido como máximo de la lluvia. La profundidad atmosférica correspondiente a este máximo se denomina X_{max} . Tras alcanzar este desarrollo máximo de partículas, el número de partículas se atenúa ya que no tienen la suficiente energía para continuar la producción de nuevas⁵.

La atmósfera forma parte del sistema de detección de CRs, por lo tanto conocer su comportamiento y poder registrarlo en conjunto con los datos de los detectores es de vital importancia⁶.

1.3. DETECCIÓN DE RAYOS CÓSMICOS SECUNDARIOS

Mediante la medición directa de CRs no es posible detectar partículas de muy alta energía $> 10^{15}$ eV, cuyo flujo es de decenas de partículas por m^2 por año. Ya que el flujo de CR primario es muy pequeño y el área de los detectores instalados en satélites es de unos pocos metros la detección directa se hace ineficiente.

En el método de detección indirecto el detector no mide la partícula primaria, por el contrario, los instrumentos miden la cascada de partículas secundarias que desen-

⁵ Juan Cruz Moreno. "Estudio de rayos cósmicos ultraenergéticos en el Observatorio Pierre Auger: Nuevo modelo de profundidad atmosférica y su influencia en observables." Tesis doct. Facultad de Ciencias Exactas, Universidad Nacional de La Plata, 2012.

⁶ Silvia Mollerach y Esteban Roulet. "Progress in high-energy cosmic ray physics". En: *Progress in Particle and Nuclear Physics* 98 (2018), págs. 85-118.

cadena esta partícula primaria. Dichos observatorios cubren grandes extensiones de superficie ($>10 \text{ km}^2$) con el fin de aumentar su sensibilidad a CR de alta energía y de la misma manera el número de eventos registrados.

Para determinar la dirección de EAS, se usan los datos del tiempo de llegada de las partículas secundarias en los diferentes detectores. La energía del primario se estima mediante la densidad de partículas secundarias detectadas y a través de la componente muónica de la EAS se determina la masa del primario.

Existen 2 forma de medir las EAS: detectores que miden el contenido de la lluvia de partículas en el suelo (detectores Cherenkov de agua, detectores de centelleo) y detectores que miden la radiación electromagnética producida por la propagación de la EAS en la atmósfera (antenas, detectores de fluorescencia, Cherenkov en el aire (IACT)). Los dos últimos tienen la desventaja que sólo pueden tomar datos en noches oscuras sin Luna llena. Los detectores se organizan en cuadrículas separados por distancias que van desde decenas de metros hasta kilómetros⁷.

Para el estudio de CRs se usan gran variedad de detectores, con el objetivo de medir la mayor cantidad de variables y ajustar los modelos matemáticos. Los experimentos de EAS pueden medir flujos de CR en determinados rangos del espectro. Para CRs con energías del orden de 10^{15} eV, la separación óptima entre detectores deberá ser del orden de decenas de metros, para CRs con energías mayores a 10^{18} [eV] la separación deberá ser del orden de kilómetros.

Unos de lo primeros observatorios de CRs fue inaugurado en 1960 por J. Linsley,

⁷ Kaiser, ver n. 2.

L. Scarsi and B. Rossi en Volcano Ranch, New Mexico. Contaba con 20 centelladores de 3 m^2 cada uno con separaciones entre ellos de hasta 900 m cubriendo una superficie de hasta 8 m^2 . El Extensive Air Shower on Top (EAS-TOP) es un arreglo de detectores ubicado en Campolimpatore, Italia, a una altura de 2005 m, con una profundidad atmosférica de 820 g/cm^2 . El arreglo cuenta con 35 estaciones de centelladores de 10 m^2 cada uno separados por 20 m.

Los principales observatorios de CR en Alemania son el The Karlsruhe Shower Core and Array Detector (KASCADE) dedicado al estudio de CRs con energías entre los 10^{14} eV hasta 10^{17} eV y KASCADE-Grande. Los arreglos de detectores están ubicados normalmente en profundidades atmosféricas de alrededor de 800 g/cm^2 y a nivel del mar. Sin embargo, existen excepciones como el Tibet Air-Shower Array contruido en Yangbajing con una altitud de 4300 msnm donde la profundidad atmosférica es de 606 g/cm^2 .

El observatorio LHAASO (por sus siglas en inglés Large High Altitude Air Shower Observatory) es un observatorio de rayos cósmicos ubicado en la Prefectura Autónoma Tibetana de Garze en Sichuan, China. El observatorio esta a una altitud de 4.410 m sobre el nivel del mar y cubre un área de 1.45 km^2 . Los detectores de fase uno de LHAASO incluyen la matriz de detectores de agua Cherenkov No. 1 (WCDA-1) con un área activa de 2.25 hectáreas, así como dos telescopios Cherenkov de campo amplio, 80 detectores de muones (MD) y 180 detectores electromagnéticos (DE).

El observatorio Pierre Auger, ubicado en la ciudad de Malargüe-Argentina, es un observatorio que cuenta con 1600 detectores Cherenkov y 24 telescopios de fluorescencia abarcando una extensión de más de 3000 km^2 . En este observatorio se

miden partículas con energías entre 10^{19} y 10^{21} eV.

HAWC es un laboratorio ubicado en los flancos del volcán Sierra Negra, México, a una altitud de 4100 m. Esta instalación está diseñada para observar rayos gamma y rayos cósmicos entre 100 GeV y 100 TeV. HAWC está compuesto por 300 detectores de luz de Cherenkov en agua de 7 m de diámetro y 5 m de alto.

1.4. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO

Una de las características más importantes de los planetas es su atmósfera. La atmósfera del planeta Tierra esta compuesta en un 78 % de nitrógeno, 21 % oxígeno, seguido por concentraciones menores al 1 % de argón, dióxido de carbono, neón, helio y vapor de agua⁸.

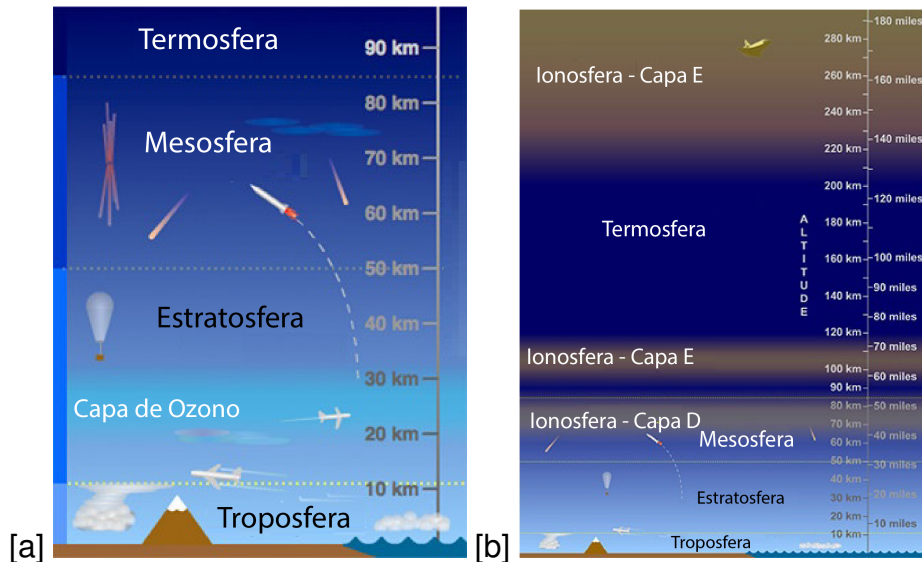
La atmósfera se encuentra categorizada en 5 grandes capas (ver Fig. 4). La tropósfera abarca desde el nivel del suelo hasta los 10 km de altura. En esta capa tienen lugar los procesos atmosféricos que definen el clima y donde se forman las nubes⁹.

La ionósfera abarca desde la Mesosfera hasta la Termosfera (Ver Fig. 4b). En esta capa existen procesos de ionización debido a la radiación ultravioleta del sol, que causan una abundancia de cargas positivas. Por otra parte, la superficie del planeta en condiciones climáticas normales contiene principalmente con cargas negativas (Ver Fig. 5).

⁸ NASA. *Earth Fact Sheet*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2019.

⁹ UCAR. *Layers of Earth's Atmosphere*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2015.

Figura 4. (a) Capas de la atmósfera. La tropósfera comprende alturas desde el nivel del mar hasta lo 10 km, la Estratosfera entre los 10 y 50 km, la Mesosfera entre 50 y 85 km y para alturas superiores a los 85 km la Termosfera. Adaptado de¹⁰, (b) Se muestran las diferentes zonas de la Ionosfera.

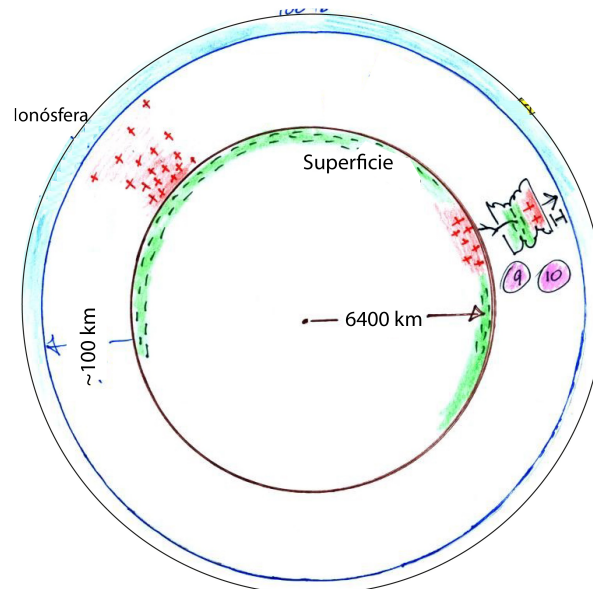


Fuente: UCAR. *Layers of Earth's Atmosphere*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2015

Al existir una abundancia de cargas positivas en la ionósfera y una abundancia de cargas negativas en la superficie del planeta se genera una diferencia de potencial y con ello un campo eléctrico. Dado la forma esférica del planeta Tierra y al ser la ionósfera una capa que rodea toda la superficie se podría ver el planeta como un capacitor esférico como se muestra en la Fig. 5. En condiciones climáticas normales se genera un campo eléctrico perpendicular a la superficie que ronda entre los 100 V/m y 300 V/m, sin embargo en condiciones de tormenta el campo eléctrico aumenta al orden de los miles de V/m¹¹.

¹¹ Universidad de Arizona. *Global Electrical Circuit*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2013.

Figura 5. Planeta tierra modelado como un gran capacitor esférico.



Fuente: Universidad de Arizona. *Global Electrical Circuit*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2013

1.5. INFLUENCIA DEL CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO EN LAS EAS

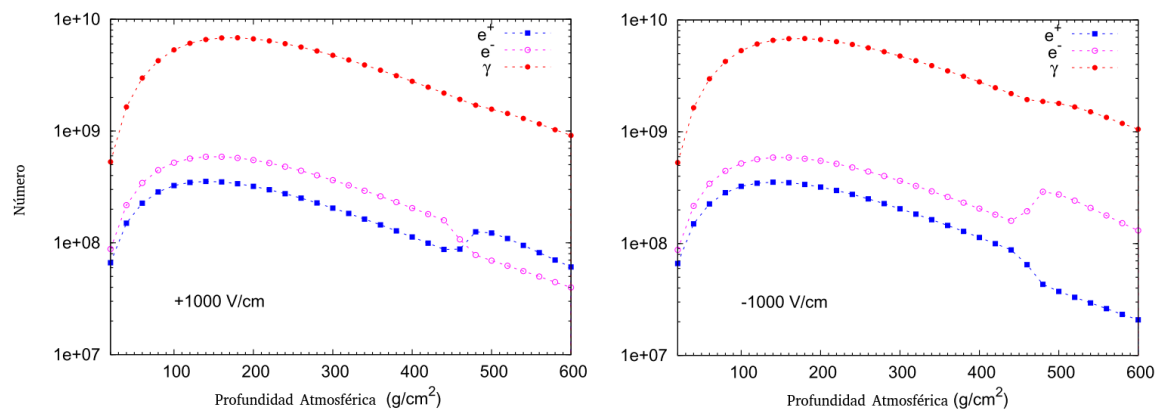
Los electrones y positrones de la componente electromagnética de las EAS son sometidos a procesos de aceleración y desaceleración debido al campo eléctrico atmosférico en episodios de tormenta. Bing Zhao et al.¹² desarrollaron simulaciones en las cuales sometieron positrones y electrones a diferentes campos eléctricos para observar su comportamiento. Se observaron procesos de aceleración y desaceleración en ambas partículas dependiendo la polaridad del campo generando avalanchas subsecuentes.

Bajo condiciones atmosféricas de tormenta, el campo eléctrico atmosférico puede llegar a alcanzar valores desde 1 kV/m hasta 150 kV/m, sin embargo, cuando ocu-

¹² Zhao, Huang y Zhou, ver n. 1.

En las descargas, el campo eléctrico alcanza valores de 3000 kV/m a 30000 kV/m¹³. Las partículas cargadas bajo la acción de un campo eléctrico son aceleradas al punto que logran arrancar partículas secundarias de los gases de la atmósfera. Para que esto suceda el valor de campo eléctrico debe ser mayor a 2500 kV/m¹⁴.

Figura 6. Número de e^+ (azul), e^- (rosado) y γ (rojo) como función de la profundidad atmosférica bajo la acción de un campo eléctrico de 1 kV/cm (izquierda) y -1 kV/cm (derecha).



Fuente: Bing Zhao, Daihui Huang y Zhou. “Effects of Thunderstorms Electric Field on Intensities of Positrons, Electrons and Photons at Daocheng”. En: *36th International Cosmic Ray Conference (ICRC2019)*. Vol. 36. 2019.

Como se puede apreciar en la Fig. 6, un campo eléctrico con polaridad negativa (donde las nubes tiene carga negativa y el suelo positiva), produce un aumento en el número de electrones y una disminución en los positrones. El aumento en los fotones ocurre debido al efecto Bremsstrahlung. Al invertir la polaridad del campo, el número de positrones aumenta y de electrones disminuye a una profundidad atmosférica $> 450 \text{ g/cm}^2$.

¹³ Thomas C Marshall, Michael P McCarthy y W David Rust. “Electric field magnitudes and lightning initiation in thunderstorms”. En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 100.D4 (1995), págs. 7097-7103.

¹⁴ Zhao, Huang y Zhou, ver n. 1.

Este aumento en las partículas secundarias producidas durante las alteraciones del campo eléctrico en condiciones atmosféricas de tormenta puede atribuirse erróneamente a la energía de la partícula primaria que desencadenó la cascada. Por ello es importante correlacionar el aumento de partículas secundarias a nivel de suelo con el campo eléctrico atmosférico y así llevar a cabo procesos de corrección en las mediciones.

2. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO LENTO

2.1. CARACTERÍSTICAS DE \vec{E} LENTO

Se define como la componente lenta del campo eléctrico atmosférico, a las variaciones que se dan entre 0.1 Hz a 1 kHz ¹⁵. Una de las principales fuentes de campo eléctrico en la atmósfera se debe a la acumulación de carga durante la formación de las nubes. Los cambios temporales en la carga de la nube producen variaciones lentas del campo eléctrico atmosférico ¹⁶.

Cuando la nube está en la etapa inicial del desarrollo, los procesos de generación de carga son por difusión y por deriva (Gunn, 1957) ¹⁷. A medida que la nube se desarrolla (espesor inferior a 3 Km) comienzan a actuar otros mecanismos como el de selección iónica (captura iónica por gotas polarizadas) (Wilson, 1929; Chalmers, 1967) ¹⁸ y ruptura (ruptura de gota polarizada por choque) (Matthews and Mason, 1964) ¹⁹.

Cuando la nube está totalmente desarrollada predominan los mecanismos de induc-

¹⁵ Universidad de Arizona. *Fast and slow electric field system*. [Web; accedido el 15-01-2020]. 2013.

¹⁶ Universidad de Arizona. *Global Electrical Circuit*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2013.

¹⁷ Ross Gunn y BB Phillips. "An experimental investigation of the effect of air pollution on the initiation of rain". En: *Journal of Meteorology* 14.3 (1957), págs. 272-280.

¹⁸ CD Stow. "Atmospheric electricity". En: *Reports on Progress in Physics* 32.1 (1969), pág. 1.

¹⁹ JH Matthews y BJ Mason. "Electrification produced by the rupture of large water drops in an electric field". En: *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society* 90.385 (1964), págs. 275-286.

ción (transferencia de carga entre gotas polarizadas) (Elster and Geitel, 1913) ²⁰, convección (captura iónica en corrientes de deriva) (Vonnegut, 1955) ²¹, termoeléctricos (transferencia de carga entre partículas con diferentes temperaturas) (Latham and Mason, 1961) ²² e interfaciales (transferencia de carga a través de la “interface”, por incorporación selectiva de iones, originados por las sales y gases disueltos en los cristales de hielo suspendidos) (Buser and Aufdermaur, 1977) ²³.

Una nube de tormenta contiene una carga acumulada tal que consigue ionizar el medio y producir una descarga eléctrica atmosférica ²⁴. En la Fig. 7 se observa el desarrollo de una descarga atmosférica que inicia con un líder escalonado que crea un camino de baja impedancia por el cual va transitar las cargas y finalmente ocurre la descarga de retorno. En la parte inferior de la gráfica se muestra el comportamiento del campo eléctrico lento en cada una de las etapas.

Un sistema de campo E lento es apropiado si se desea estudiar el comportamiento cuasi-estático del campo eléctrico atmosférico. Este se puede dividir en campo eléctrico de buen clima y perturbado. Se considera buen clima cuando no existe precipitación, hay menos de 3/8 de cielo cubierto, y además no existen condiciones

²⁰ Julius Elster y Hans Geitel. *Zur Influenztheorie der Niederschlagselektizität*. 1913.

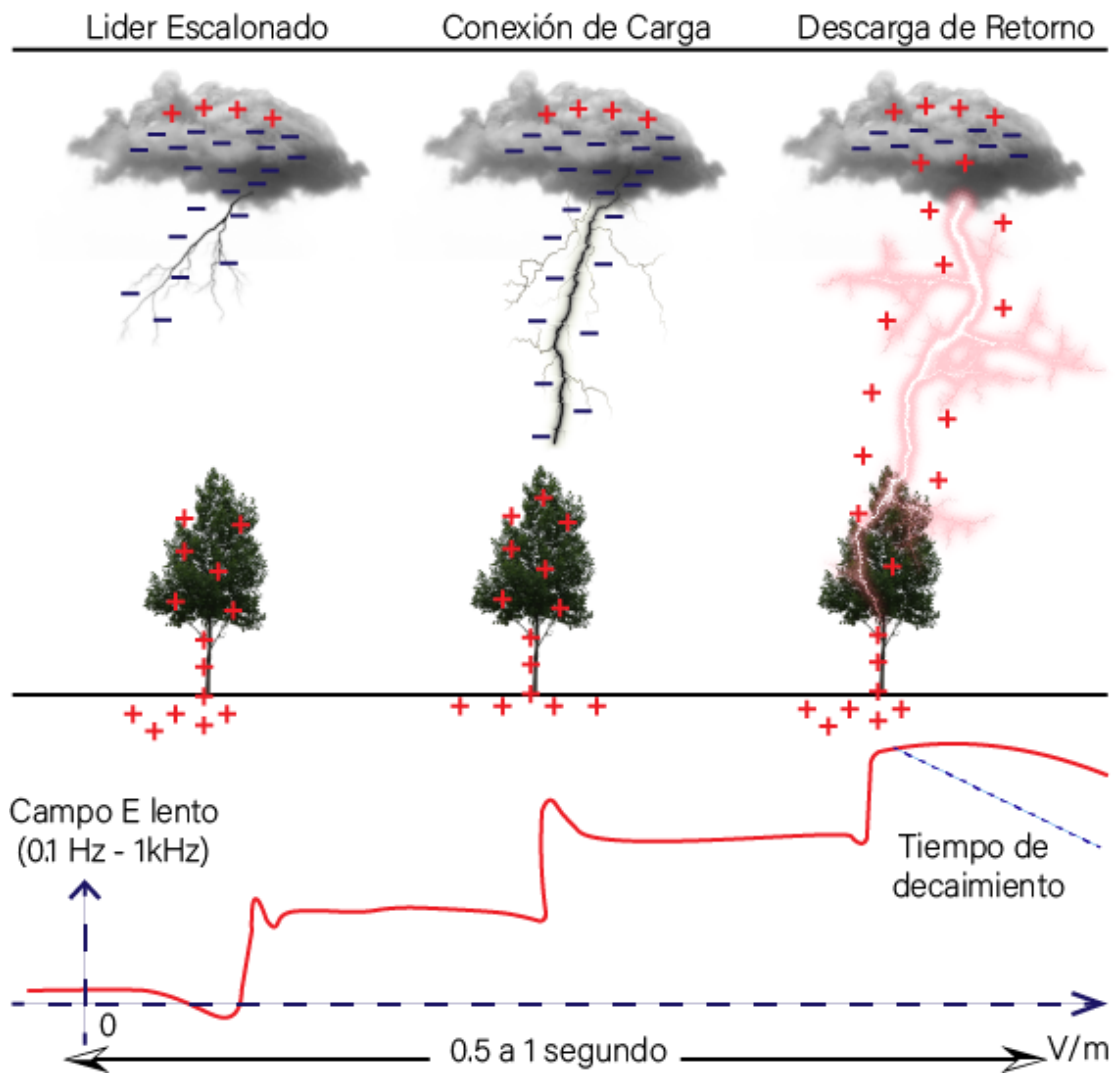
²¹ Bernard Vonnegut. “Possible mechanism for the formation of thunderstorm electricity”. En: *Proc. Conf. Atmos. Electr. Portsmouth*. 1955, págs. 169-181.

²² J Latham y Basil John Mason. “Generation of electric charge associated with the formation of soft hail in thunderclouds”. En: *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences* 260.1303 (1961), págs. 537-549.

²³ O Buser y AN Aufdermaur. “Electrical Processes in Atmospheres”. En: *D. Steinkopff, Darmstadt* (1977).

²⁴ Miguel Fernandez y et.al. “El campo eléctrico atmosférico y su variación”. Tesis doct. Universidad Complutense de Madrid, Servicio de Publicaciones.

Figura 7. Esquema del desarrollo de una descarga eléctrica, en donde se observa el comportamiento del campo lento en cada una de las fases de la descarga. Primero se da un líder escalonado que crea un camino de baja impedancia por el cual va a transitar la carga y finalmente ocurre la descarga de retorno.



Fuente. Universidad de Arizona. *Global Electrical Circuit*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2013.

extremas de visibilidad o viento ²⁵. El campo eléctrico de buen clima es de unos 120

²⁵ Julio Víctor Iribarne y H-R Cho. "Atmospheric physics". En: *Nature* 284.5751 (1980), págs. 88-88.

V/m, se dirige hacia el suelo y generalmente presenta una variación diurna, íntimamente ligada a la variación de la resistencia de las capas más bajas de la atmósfera²⁴. El campo eléctrico en condiciones perturbadas se genera por la carga en las nubes y por la concentración de gotas de agua con carga, o cristales de hielo suspendidos cargados²⁶.

2.2. MÉTODOS DE DETECCIÓN

Existen tres mecanismos principales para medir la intensidad del campo eléctrico de CC (Corriente Continua). Estos son las sondas de inducción, molinos de campo y métodos ópticos. Las sondas de inducción miden el potencial de una placa conductora que ha sido equilibrado con el potencial ambiental local con respecto a un plano de tierra de referencia. El molino de campo es similar a la sonda de inducción excepto que la señal de CC se convierte en una señal de CA (Corriente Alterna), ya sea cubriendo y descubriendo alternativamente una placa sensible expuesta a el campo eléctrico local o haciendo oscilar la placa superior de un condensador de placa paralela.

En los métodos ópticos el campo eléctrico cambia las propiedades birrefringentes de un cristal sujeto a ese campo, lo que induce un cambio físico en una fibra óptica, alterando así sus propiedades ópticas que luego se analizan²⁷.

²⁶ E Hernandez y col. "Pre dicción a través del filtro de Kaiman de las concentraciones diarias del aerosol Fe en la atmósfera". En: *An. Física, Ser. B* 83 (1987), págs. 358-364.

²⁷ R Miles, T Bond y G Meyer. *Report on non-contact DC electric field sensors*. Inf. téc. Lawrence Livermore National Lab.(LLNL), Livermore, CA (United States), 2009.

2.2.1. Sondas de inducción El principio fundamental de una sonda de inducción es permitir que una placa o antena conductora se cargue con el campo eléctrico local y luego medir el voltaje inducido en la placa como se observa en la Fig. 8a. Se necesita un circuito de alta impedancia de entrada para poder medir la carga inducida en la placa. El plato de inducción y la superficie sensible cargada forman un capacitor de placas paralelas, tal como se observa en la Fig. 8b²⁷. En este tipo de capacitores, la carga inducida (Q) se relaciona con la diferencia de potencial entre sus placas por medio de la Eq. 4.

$$C = \frac{Q}{V_{\text{Plato de inducción}} - V_{\text{Superficie sensible}}} \quad (4)$$

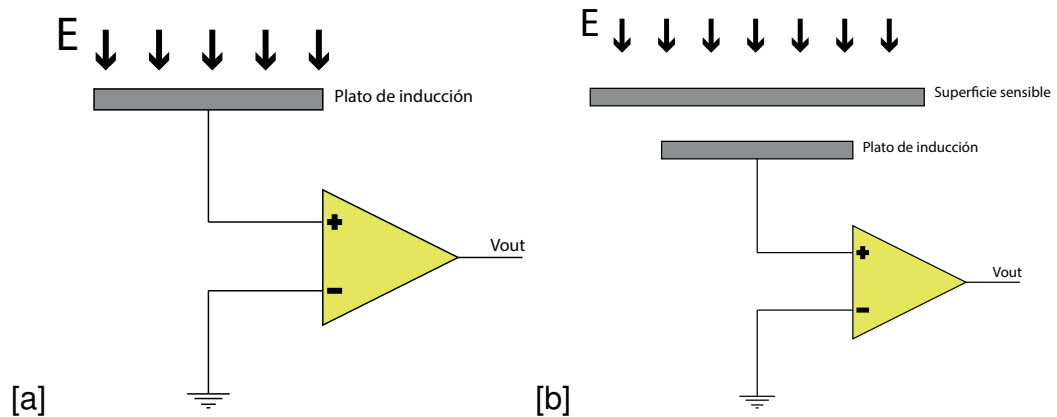
La capacitancia C es conocida y esta dada por la Eq 5, donde ϵ es la permitividad del aire, A es el área de los platos y d es la separación de las placas. La sonda se calibra con campos eléctricos inducidos controlados.

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (5)$$

Uno de los principales problemas de este sensor, es que no posee un sistema natural de descarga, por lo que se utilizan métodos electrónicos y mecánicos para descargar la superficie sensible.

2.2.2. Molino de placas Una técnica común para medir campos eléctricos de CC es mediante un obturador que gira sobre un condensador de medición generando una señal oscilante. En la Fig. 9 se muestra un esquema básico de un molino de campo. La conversión de la medición del campo eléctrico de un campo de CC a una señal de CA ayuda a minimizar los efectos de interferencias, deriva y carga espacial. Los molinos de campo son más complejos y costosos que los sistemas de

Figura 8. (a) En este esquema se muestra el plato en el que se induce carga por el efecto capacitivo, seguido del circuito de alta impedancia utilizado para medir las variaciones de carga, (b) Capacitor de placas paralelas utilizado para medir las variaciones de campo eléctrico, la carga que se induce en la superficie sensible se replica con polaridad inversa en el plato de inducción y esta es medida por el circuito de alta impedancia.



placa de inducción, pero exhiben mayor sensibilidad sin necesidad de implementar un sistema electrónico que permita descargar las placas sensibles.

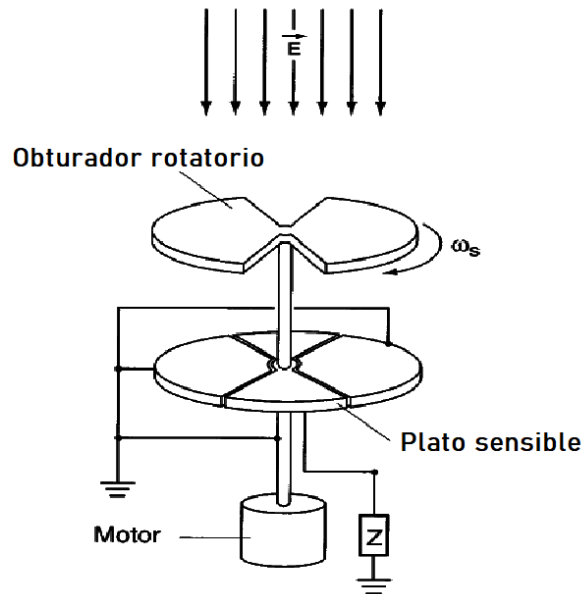
El campo eléctrico se obtiene de la Eq. 6,

$$I = \epsilon E \frac{dA}{dt} \tag{6}$$

donde ϵ es la permitividad del aire, E es el campo eléctrico inducido y A es el área sensible que depende del tiempo de exposición.

2.2.3. Molino cilíndrico Un segundo tipo de molino de campo es el molino cilíndrico el cual se muestra en la Fig. 10. Este molino gira sobre el eje perpendicular al campo impuesto. La corriente de CA resultante está relacionada con el campo

Figura 9. Esquema básico de un molino de campo eléctrico, donde se observa el campo incidente \vec{E} , que es bloqueado por la placa superior que gira a una velocidad ω_s , el plato sensible se carga y descarga en relación al giro de la placa.



eléctrico a través de la Eq. 7,

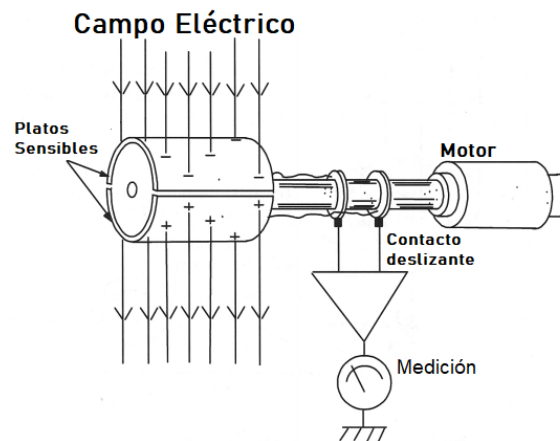
$$I = 4\epsilon_0 r L E \cos(\omega t) \quad (7)$$

donde r es el radio del cilindro y L es la longitud del cilindro que gira perpendicularmente al campo E , a una frecuencia angular ω . Los dispositivos cilíndricos tienen la ventaja de ser insensibles a pequeñas fugas de carga y puede medir campos con precisión. Estas sondas son direccionales y no pueden detectar campos paralelos a su eje midiendo de esta manera la orientación del campo.

JPL(Jet Propulsion Laboratory) ha utilizado sensores cilíndricos de campo eléctrico para estudios atmosféricos, pero no hay vendedores comerciales conocidos para

estos dispositivos. La versión actual tiene un rango de 0.05 V/m hasta 100 kV/m ²⁸.

Figura 10. Esquema básico del sensor de molino cilíndrico, donde se puede observar el mecanismo de inducción de carga que posee.

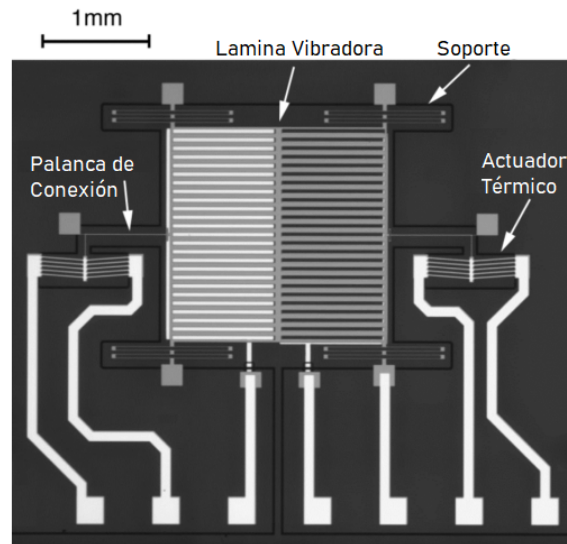


Fuente. Nilton O Renno y col. "A miniature sensor for electrical field measurements in dusty planetary atmospheres". En: *Journal of Physics: Conference Series*. Vol. 142. 1. IOP Publishing. 2008, pág. 012075.

2.2.4. Micro-sensor de campo eléctrico El micro-sensor mecánico es muy pequeño en comparación al convencional molino de campo, convencionalmente se fabrican de 10 mm² de área. Posee una serie de laminas de 1 mm² que vibran gracias a actuadores térmicos, eliminando así el desgaste asociado con la rotación y el movimiento de los electrodos del molino de campo.

²⁸ Alan R Johnston y Harold Kirkham. "A miniaturized space-potential DC electric field meter". En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 4.2 (1989), págs. 1253-1261.

Figura 11. Prototipo de micro sensor de campo eléctrico, el cual utiliza actuadores térmicos para hacer vibrar un conjunto de láminas que cubren y descubren placas sensibles que captan el campo eléctrico.



Fuente. Gayan Wijeweera y col. “Micromachined electric-field sensor to measure AC and DC fields in power systems”. En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 24.3 (2009), págs. 988-995.

El sensor requiere una potencia de funcionamiento mínima de $70 \mu\text{W}$. El micro-sensor de campo funciona a 4200 Hz, lo cual permite la medición de campo eléctricos rápidos (1 kHz a 1 MHz) y lentos (0.1 Hz a 1 kHz). No requiere un potencial de tierra de referencia ya que su medición es diferencial ²⁹.

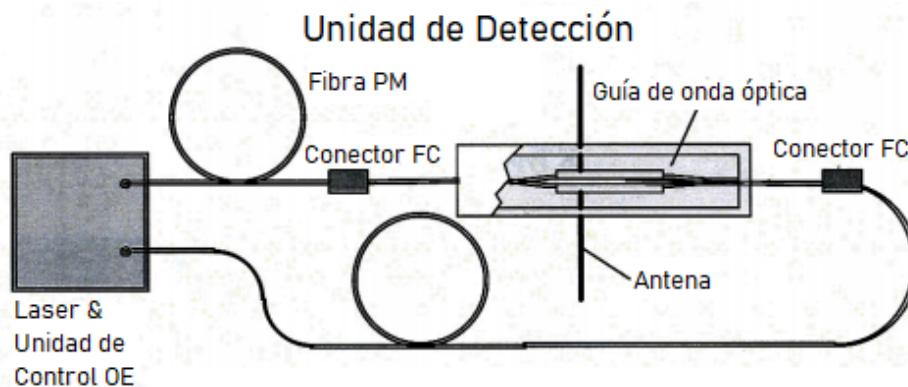
El sensor tiene una respuesta lineal a la amplitud del campo y ha demostrado ser capaz de medir un campo de CC tan pequeño como 42 V/m. En la Fig. 11 se observa el esquema eléctrico del sensor y una imagen del prototipo construido por el departamento de ingeniería eléctrica e informática, de la Universidad de Manitoba,

²⁹ Gayan Wijeweera y col. “Micromachined electric-field sensor to measure AC and DC fields in power systems”. En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 24.3 (2009), págs. 988-995.

Canadá.

2.2.5. Sensores Ópticos Una desventaja de los métodos de medición descritos anteriormente es que la presencia misma de los sensores metálicos perturba el campo eléctrico. Los sensores ópticos no afectan el campo que se mide. Estos sensores generalmente se basan en el efecto de Pockel's donde un campo eléctrico cambia las propiedades birrefringentes de un cristal sujeto a ese campo y el cambio resultante en la polarización de la luz láser que atraviesa el cristal es medido utilizando una variedad de arquitecturas de sistemas ópticos. Este tipo de sensores miden campos eléctricos de CC hasta unos 10 kV/m con resoluciones de 100 V/m²⁷. En la Fig. 12 se muestra el esquema de un sensor de campo óptico, compuesta principalmente por la antena, la fibra óptica y la unidad sensora.

Figura 12. Esquema general del sensor óptico compuesto principalmente por la antena, la fibra óptica y la unidad sensora.



Fuente. R Miles, T Bond y G Meyer. *Report on non-contact DC electric field sensors*. Inf. téc. Lawrence Livermore National Lab.(LLNL), Livermore, CA (United States), 2009.

2.3. DISEÑO DEL SENSOR DE \vec{E} LENTO

Teniendo en cuenta sus propiedades de medición y su bajo costo se optó por construir un sensor de campo tipo molino. La placa sensible de área A es expuesta a un campo eléctrico uniforme durante un tiempo T con cada giro del obturador, tal como se observa en la Fig. 9.

La ley de Gauss establece que el flujo eléctrico de una superficie cerrada es igual a la carga encerrada dividida por la permitividad ϵ_0 , es decir,

$$\phi = \oint \vec{E} \cdot dA = \frac{q}{\epsilon_0} \quad (8)$$

La carga q inducida en la placa sensible se puede expresar como,

$$q = \epsilon_0 EA \quad (9)$$

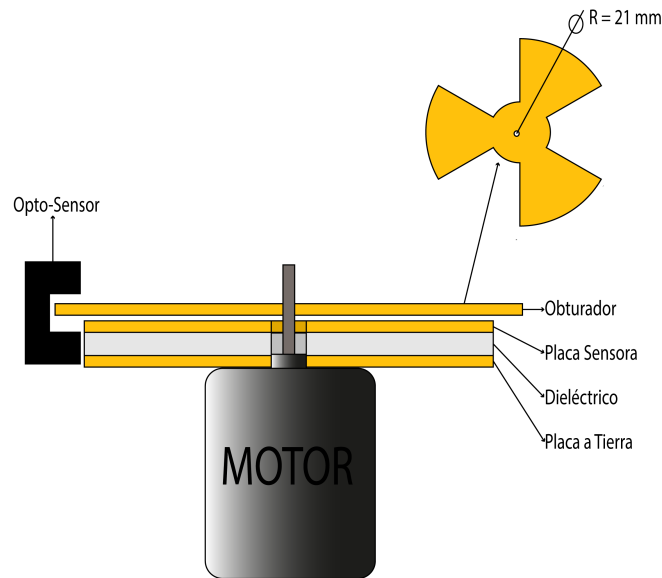
El campo eléctrico puede ser directamente determinado por la medición de la carga inducida. El sensor de campo de tipo molino, que se muestra en la Fig. 13, utiliza un rotor conectado a tierra que cubre y descubre periódicamente la superficie A del sensor del campo eléctrico. El número de aspas del molino define la frecuencia de la señal de salida en relación con la frecuencia de giro del motor. Por lo tanto, la superficie del sensor $A(t)$ en la que se induce la carga $q(t)$ varía linealmente con el tiempo, y se define como,

$$\frac{dq(t)}{dt} = i(t) = \epsilon_0 E \frac{dA(t)}{dt} \quad (10)$$

La variación $\frac{dA(t)}{dt}$, que representa al área expuesta al campo en función del tiempo,

depende de la velocidad angular del motor y de la cantidad de aspas del molino ³⁰.

Figura 13. Esquema del sensor de molino de campo eléctrico. El sensor esta compuesto principalmente por la placa sensible, obturador, el dieléctrico, la placa de tierra, un motor y un encoder que mide la fase de giro.

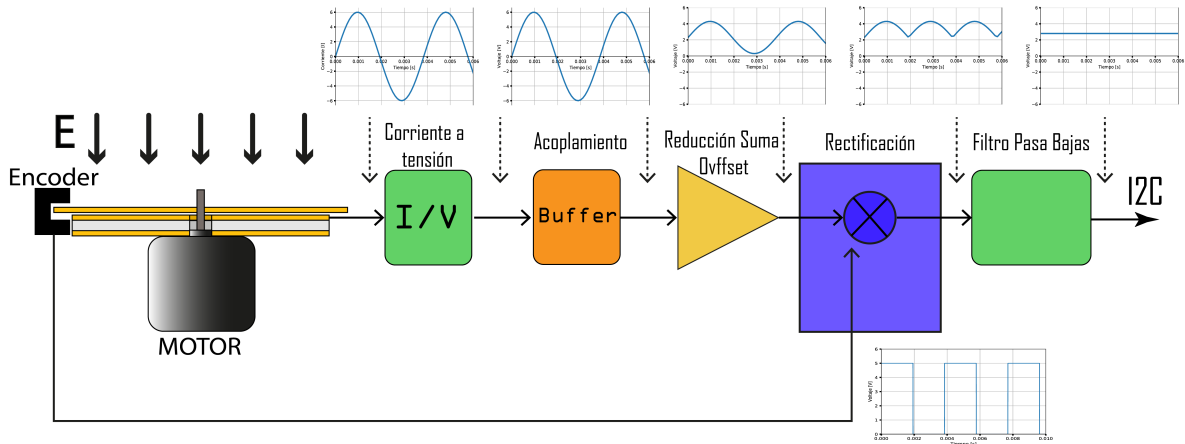


El diseño que se propuso se muestra en la Fig. 13, a diferencia de los modelos comerciales, posee una placa dieléctrica de acrílico, que aumenta la capacitancia y por ende, la carga que pueden almacenar las placas. En la Fig. 14 se encuentra el esquema completo del sensor donde se muestra cada una de las etapas por las que atraviesa la señal medida.

La señal de salida de la placa sensora es de naturaleza senoidal, esto debido a la carga y descarga que causa el obturador al pasar sobre los platos. La acumulación

³⁰ Peter Tant y col. "Design and application of a field mill as a high-voltage DC meter". En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 56.4 (2007), págs. 1459-1464.

Figura 14. Esquema completo del sensor, compuesto por la electrónica de acondicionamiento, adquisición y transmisión de datos.



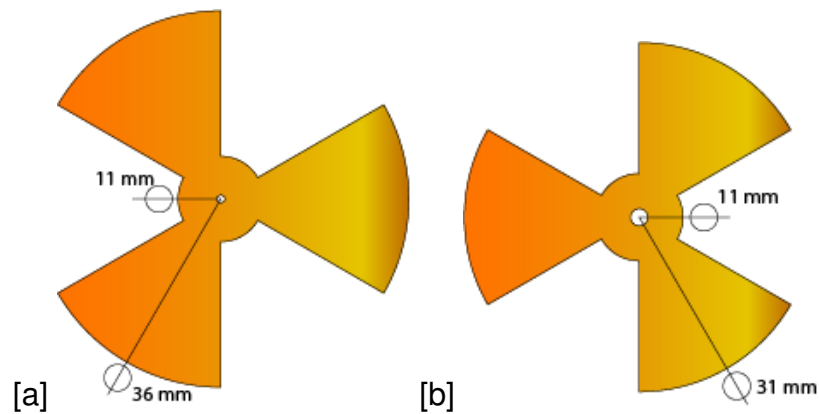
de carga en las placas, produce una corriente y una diferencia de potencial entre las placas que es medida utilizando un convertidor corriente a tensión, seguido de un divisor de tensión que reduce la amplitud de la señal aumentando el rango de medición. Luego un sistema de acondicionamiento rectifica la señal y un filtro pasa bajas pasivo extrae la componente DC la cual es digitalizada y transmitida mediante el protocolo I²C.

2.3.1. Fabricación del sensor tipo molino Para el diseño de un sensor de molino de campo eléctrico, es necesario seleccionar cuidadosamente los parámetros de fabricación, ya que estos afectan directamente la medición. Los parámetros a tener en cuenta son el área, la cantidad de aspas, velocidad de giro del motor y material de las placas.

En la construcción del sensor se utilizaron 3 placas de baquelita de 1.4 mm de espesor y un recubrimiento de cobre de 35 μm y para la placa dieléctrica se utilizó una lamina de acrílico de 2 mm de espesor. La placa sensible de 62 mm de diámetro y

un orificio de 4 mm en su centro, esta compuesta por 3 aspás separadas 120° entre sí (ver Fig. 15a), el obturador posee la misma geometría del plato sensible, con una reducción de 2 mm en el orificio central y un aumento de 5 mm en cada aspa para medir la fase de giro con un enconder (ver Fig. 15b). La placa de referencia a tierra y la placa dieléctrica tienen un diámetro de 62 mm y poseen un orificio de 4 mm en su centro por donde pasa el eje del motor el cual tiene un diámetro de 2mm.

Figura 15. (a) Obturador de cobre de 3 aspás con separación de 120° y un orificio central de 2 mm para el eje del motor, (b) Placa sensora de cobre, de radio 31 mm, el orificio central de 4 mm, para evitar el contacto con el eje del motor.



El acrílico posee una permitividad dieléctrica relativa $k = 4$. Añadir un pieza de acrílico aumenta un factor de 4 la cantidad de carga almacenada en el capacitor conformado por la placa sensible y la placa de referencia a tierra. En la Eq. 11 se puede observar la relación entre la carga almacenada y la permitividad dieléctrica del material,

$$Q = kC_0V_0 \quad (11)$$

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (12)$$

donde Q es la carga almacenada, k es la permitividad relativa del material, C_0 es la

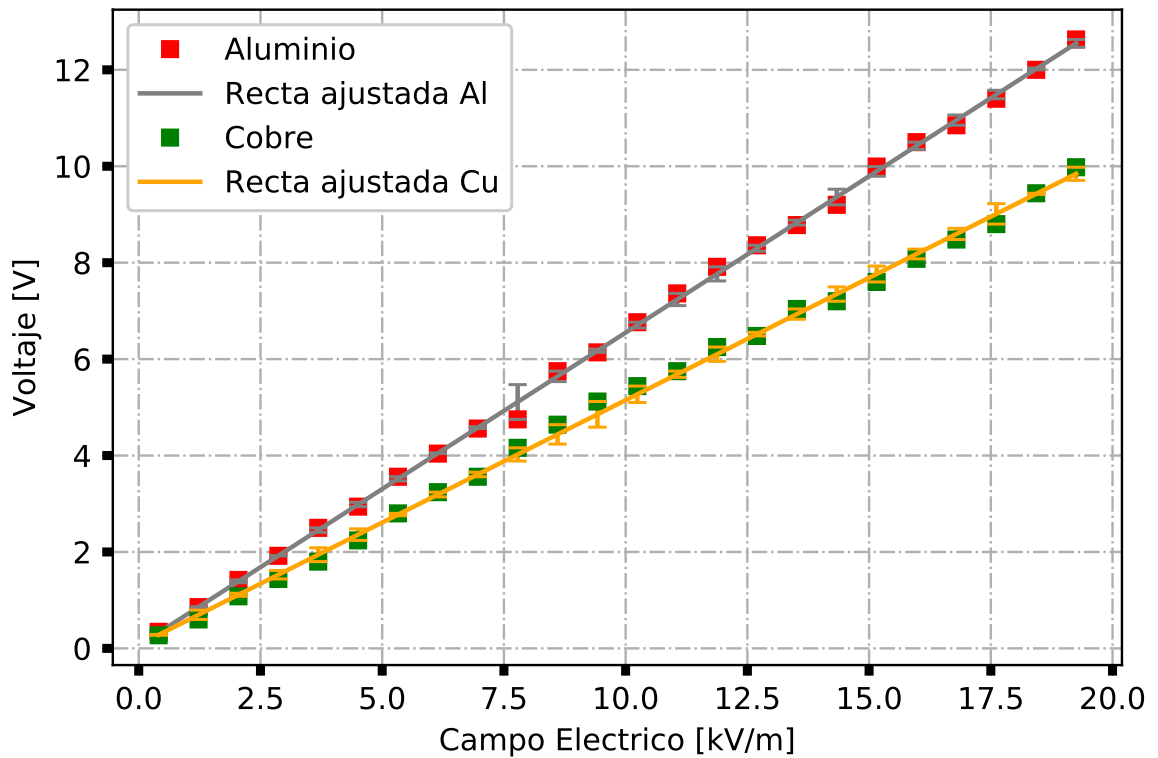
capacitancia de las placas en el vacío, V_0 es el voltaje de las placas, A es el área de las placas, d la separación entre ellas y ϵ_0 es la constante de permitividad del vacío. Con la Eq. 12 es posible estimar el valor de capacitancia del sensor, inicialmente se calcula el área de la placa sensible, la cual viene dada por la Eq. 13,

$$A = \frac{\pi}{2} [3R^2 - r^2] \quad (13)$$

el área estimada de la placa sensible es de $4,34 \text{ mm}^2$ y la distancia de separación d es de 3 mm, donde 1 mm corresponde al aire y 2 mm al dieléctrico. La capacitancia total estimada es de $24,45 \text{ pF}$.

A la hora de seleccionar el material de las placas, se encontró que los materiales usualmente utilizados son el cobre y el aluminio, por lo que se realizaron pruebas de laboratorio en donde se comparó dos sensores de cada material con una frecuencia de giro de 87 Hz expuestos a un campo eléctrico constante de 16 kV/m.

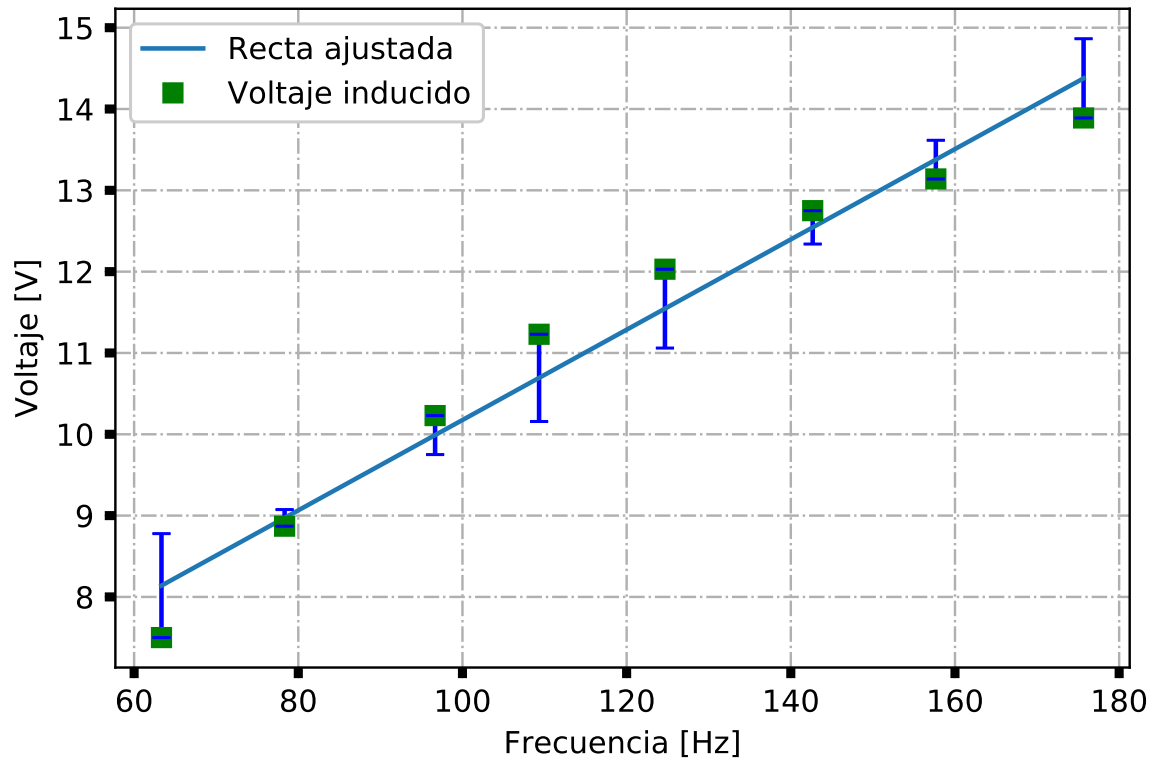
Figura 16. Gráfica del voltaje inducido en el sensor emill con electrodo de cobre (verde) y con electrodo de aluminio (rojo). Ambos electrodos de 62 mm de diámetro, el motor girando a 87 Hz y un campo eléctrico variable entre los 0 kV/m y 20 kV/m.



Los resultados se encuentran en la Fig. 16, en donde se observa que el aluminio posee mejor respuesta, sin embargo considerando la complejidad que conlleva trabajar con este material y haciendo notar que la diferencia en las respuestas es menor al 20%, se opta por trabajar con cobre.

Para seleccionar la velocidad de giro óptima se realizaron pruebas variando la velocidad del motor y observando el voltaje inducido en las placas del sensor. Los resultados de las pruebas arrojaron los resultados que se observan en la Fig. 17.

Figura 17. Gráfica del voltaje inducido en la placa sensora y la frecuencia de giro del motor para un campo eléctrico constante de 16 kV/m.



El motor tiene un límite de 9 V en la alimentación estableciendo así una frecuencia máxima de giro de 200 Hz. Para seleccionar la velocidad adecuada para el motor se tuvieron en cuenta el consumo de energía, la vibración y el ruido auditivo, por lo que se decidió trabajar con un frecuencia de giro del motor de 87 Hz, obteniéndose una señal sinusoidal en el plato sensor de 260 Hz aproximadamente la cual viene dada por la cantidad de aspas del plato sensor.

2.3.2. Conversión corriente a tensión y acople de impedancias El movimiento del obturador permite la carga y descarga de la placa sensible, y en consecuencia,

el área efectiva de la placa en la que se inducen cargas debido al campo eléctrico varía con el tiempo. Esta variación temporal de área genera una diferencia de potencial entre las placas y una corriente eléctrica que fluye desde las mismas, tal como se observó en la Eq. 10.

Debido a que la corriente que fluye desde la placa sensitiva es del orden de microamperios, es necesario implementar una topología que permita medir la carga inducida sin sufrir pérdidas. Se seleccionó un circuito divisor de voltaje de alta impedancia para convertir la señal de corriente a una señal en voltaje, a continuación se utilizó un seguidor de voltaje tipo buffer para acoplar la impedancia de con la siguiente etapa. El seguidor tipo buffer idealmente tiene una impedancia de entrada infinita, que en la práctica es del orden de teraohms. El circuito se muestra en la Fig. 18.

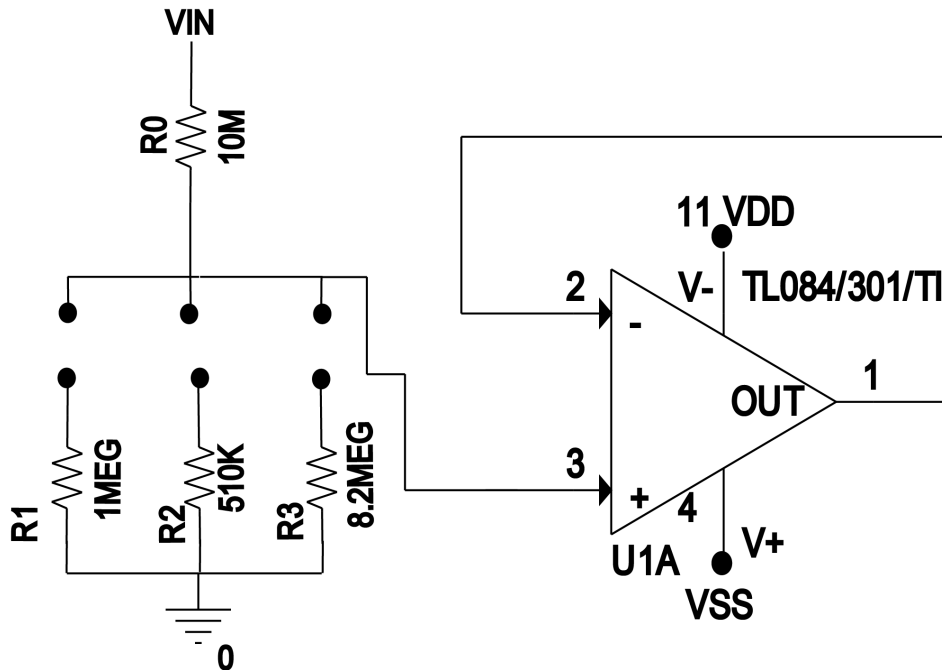
La relación de ganancia del divisor de voltaje viene dado por la Eq. 14, siendo R_0 de $10\text{ M}\Omega$, R_1 de $1\text{ M}\Omega$, R_2 de $510\text{ k}\Omega$ y R_3 de $8.2\text{ M}\Omega$, estableciendo tres escalas de ganancia $1/11$, $1/21$ y $1/2$.

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{R_x}{R_x + R_0} = \frac{1}{G} \quad (14)$$

la salida del divisor de voltaje esta condicionada por la cantidad de corriente que puede suministrar, así que se utilizó un seguidor de voltaje tipo buffer para acoplar la impedancia del divisor resistivo y de la etapa de acondicionamiento de la señal, tal como se observa en la Fig. 18.

2.3.3. Acondicionamiento de la señal Una de las propiedades más importantes del sensor de tipo molino, es que permite determinar la dirección del campo eléctrico comparando la fase de giro del obturador y la fase de la señal que se induce en el

Figura 18. Divisor de tensión que se encarga de convertir la corriente entregada por la placa a una señal de voltaje, a continuación se utiliza un seguidor de voltaje tipo buffer para acoplar la señal con la siguiente etapa, la impedancia del amplificador TL085 es del orden de teraohms.

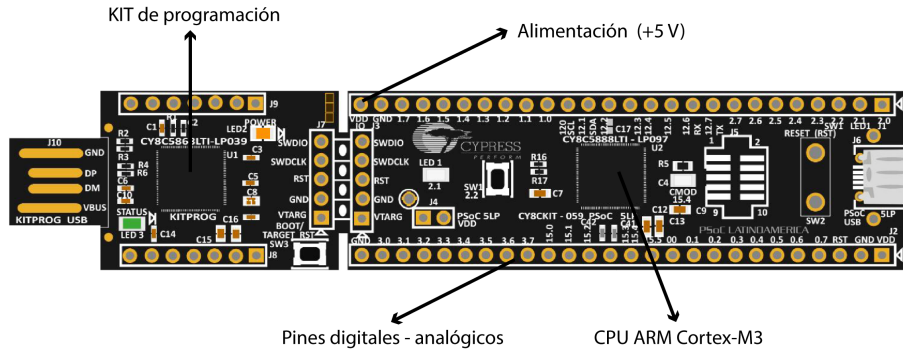


plato sensible. Para realizar esta comparación se utiliza el sistema embebido PSOC 5LP. Un PSOC (Programmable System on Chip) es un dispositivo conformado por módulos tanto analógicos como digitales en un solo chip, que posee la particularidad de reconfigurar dinámicamente las entradas y salidas de estos módulos.

El PSOC 5LP (ver Fig. 19), cuenta con un procesador CPU ARM Cortex-M3, coprocesador DFB de 24 bits, opamps, PGA, filtros, comparadores, ADC SAR y Delta-Sigma. Las entradas analógicas del PSOC 5LP, manejan rangos de voltajes que van desde 0 V a 5 V. Se implementó un circuito de acondicionamiento (ver Fig. 20), que reduce la amplitud de la señal que se obtiene de la etapa de acople de impedancias, la cual varía entre -12 V y 12 V. Además, se suma un nivel de DC de 2.45 V a la

señal de tal manera que se aproveche la totalidad del rango de medición.

Figura 19. Kit programable PSOC 5LP.



El rango de medición del sensor se escogió teniendo en cuenta el valor de campo eléctrico mínimo que logra desencadenar un RREA, el cual es de aproximadamente 286 kV/m^{31} . Para aumentar el rango de medición del sensor se utiliza un divisor de voltaje y un amplificador inversor, con lo que se consigue un ganancia en cascada.

La etapa amplificadora inversora, relaciona el voltaje de entrada y salida por medio de la Eq. 15, por lo que si se establece $R_4 > R_5$, se reduce la señal de entrada. Se escogió $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$ y $R_5 = 12 \text{ k}\Omega$ para aprovechar el rango completo del PSOC. La ganancia que se obtiene es de $G = -\frac{1}{3}$, si se tiene en cuenta la ganancia en cascada se establecen tres escalas de medición, la primera de 0 a 40 kV/m , la segunda de 0 a 220 kV/m y la tercera de 0 a 440 kV/m .

$$V_{out} = -\frac{R_5}{R_4} V_{in} \quad (15)$$

³¹ Alexander Broberg Skeltved y col. "Constraints to do realistic modeling of the electric field ahead of the tip of a lightning leader". En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 122.15 (2017), págs. 8120-8134.

La etapa anterior redujo la amplitud de la señal e invirtió la fase, por lo que es necesario invertir la señal y sumar un nivel de DC para establecer una línea base en el medio del rango de medición entre 0 y 5 V. Esta etapa se implementó mediante un amplificador restador.

En la Fig. 20, se observa la topología y los valores de resistencias que se utilizaron para la etapa amplificadora restadora. Si $R6 = R9$ y $R7 = R8$ la relación entre la entrada y salida viene dada por la Eq. 16, donde $V1$ es la señal que va a la entrada inversora y $V2$ a la entrada no inversora.

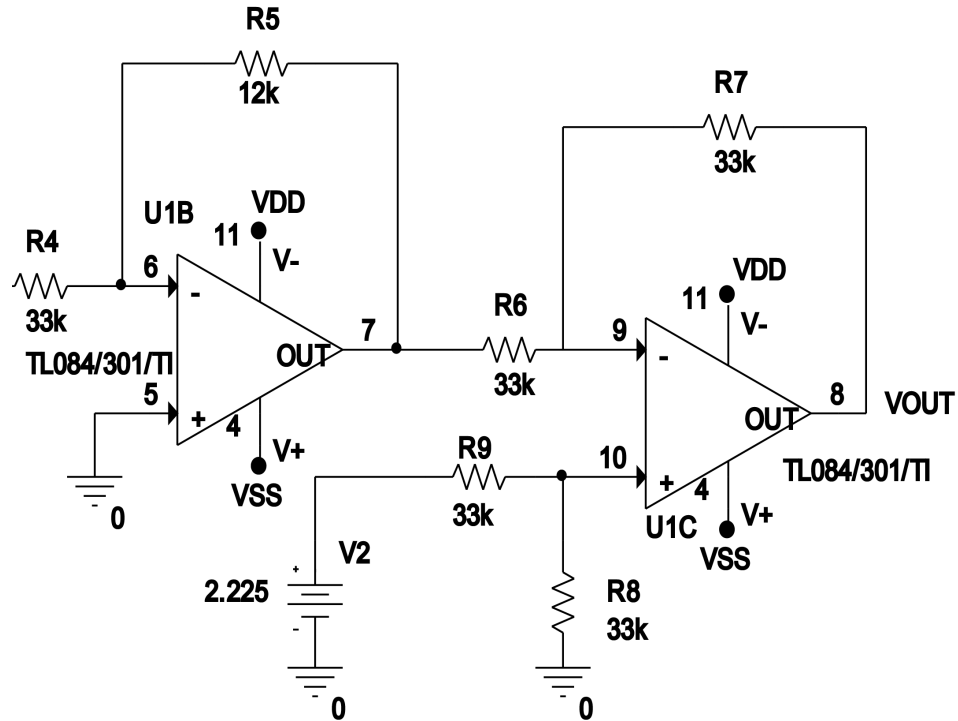
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (16)$$

En la Fig. 21 encontramos los resultados de la simulación en LTspice del circuito de la Fig. 20, donde la línea azul representa la señal que entrega la etapa de conversión corriente a tensión, y en naranja la señal después de aplicar la etapa de acondicionamiento, que redujo 9 veces la señal de entrada y sumo un nivel de DC de 2.45 V.

Los resultados de la implementación de la etapa de acondicionamiento se muestran en la Fig. 22, donde se observa la señal inducida en el sensor (azul), que corresponde a un campo eléctrico de 50 kV/m y la señal que se obtiene a la salida de la etapa de acondicionamiento (amarilla).

2.3.4. Etapa rectificadora de precisión Con el fin de obtener una señal de DC que sea proporcional a las variaciones de campo eléctrico atmosférico, se implementó una etapa rectificadora de precisión utilizando el sistema embebido PSOC 5LP. Este cuenta con el módulo MIXER (ver Fig. 23a) que permite aplicar la opera-

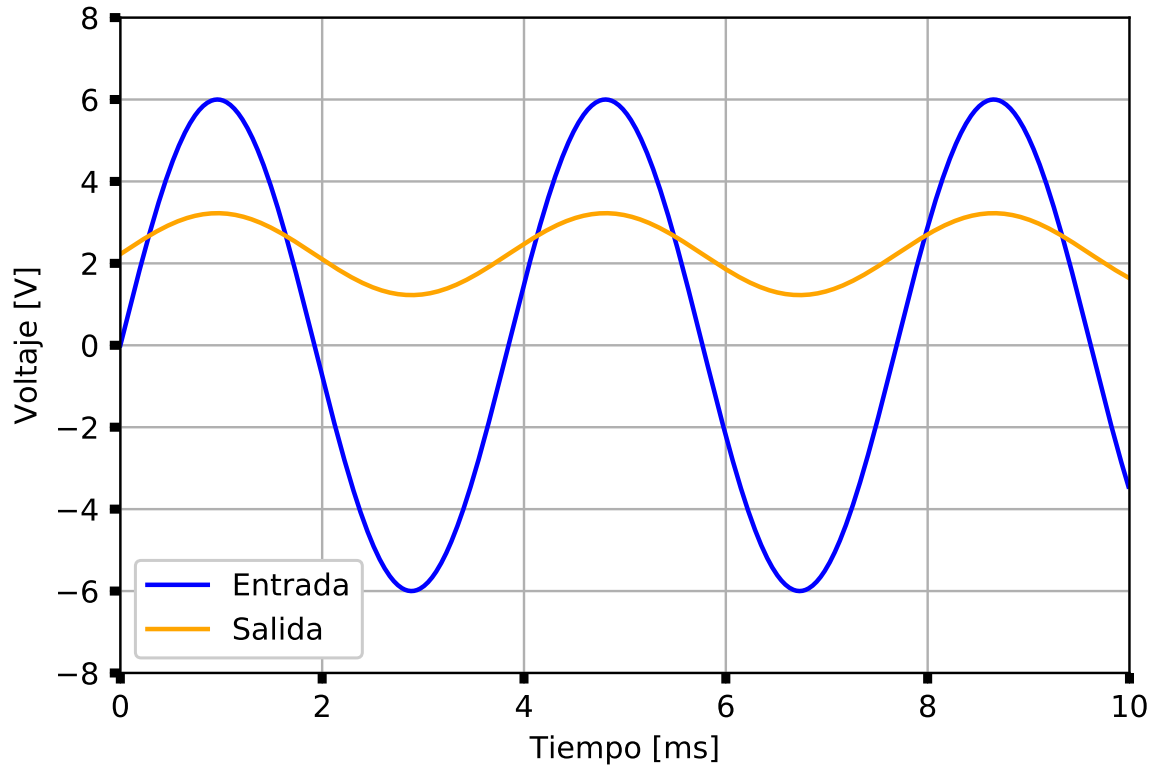
Figura 20. Etapa inversora de ganancia variable, seguida de un restador de ganancia unitaria, que revierte la fase y le suma un nivel de línea base.



ción de rectificación tomando como parámetros la señal de la etapa de acondicionamiento, la señal de la fase de giro del obturador que es medida con un encoder (EE-SJ3) y un voltaje de referencia que le indica al módulo el nivel de línea base.

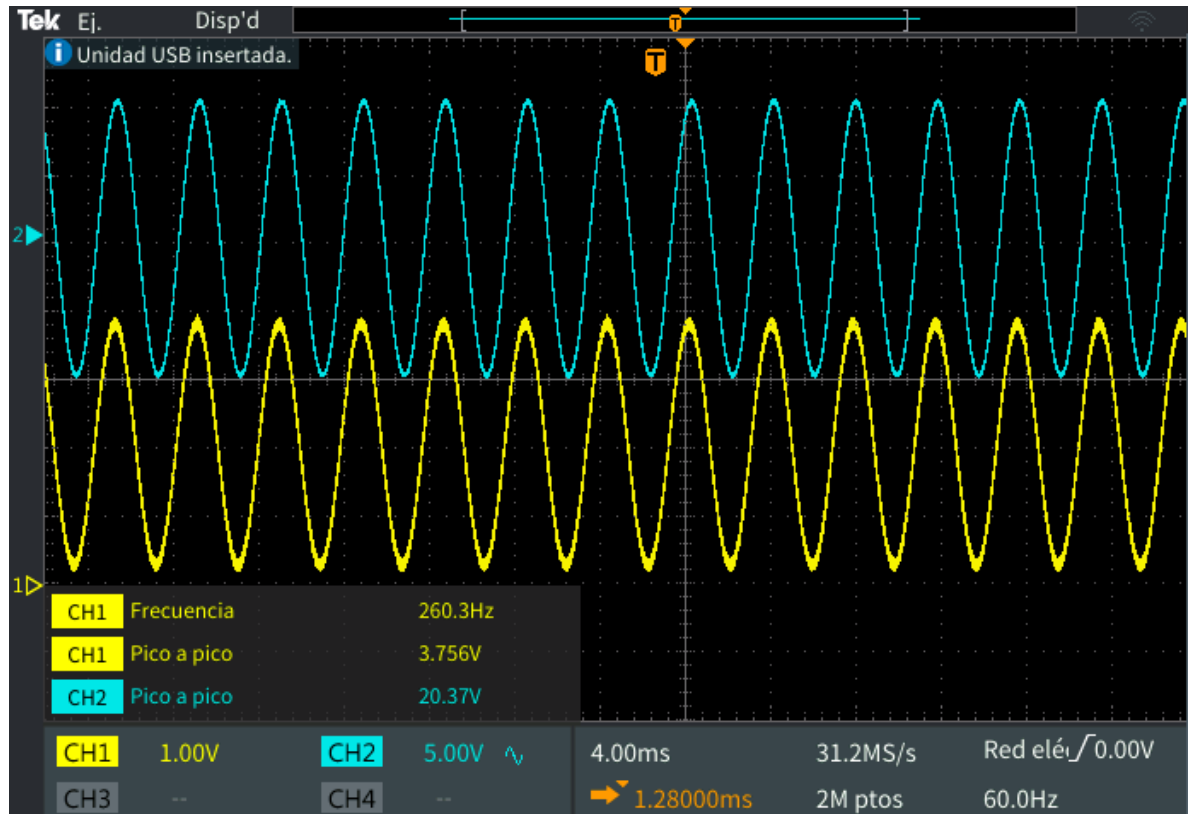
El módulo MIXER hace parte de un conjunto amplio de librerías que se encuentra disponibles en el software PSOC Creator de Cypress. En la Fig. 23b se observa la configuración del módulo, se estableció la frecuencia de entrada de la señal en 300 Hz debido a que el módulo opera sobre un rango de frecuencia que va desde 0 Hz hasta el valor de frecuencia que se establece en el parámetro, Se configuró una entrada de reloj externo donde se conecta la señal que se obtiene del encoder mide la fase de giro del obturador.

Figura 21. Gráfica de la simulación del circuito de la Fig. 20, La línea azul representa la señal que entrega la etapa de conversión corriente a tensión, y en naranja la señal de salida de la etapa de acondicionamiento.



El encoder envía una señal cuadrada digital de 1 o 0 que tiene la misma frecuencia de la señal del sensor y esta en fase con el giro del obturador. El módulo MIXER, invierte la señal cada vez que el encoder envía un 0 lógico, la señal que se obtiene es la misma que en un rectificador de onda completa. En el caso en el que la señal que entrega la etapa de acondicionamiento se encuentre en fase con la señal que se obtiene del encoder, va a rectificar únicamente los lóbulos negativos, lo que va a causar un aumento en el valor promedio respecto al valor de referencia, tal como se observa en la Fig. 24.

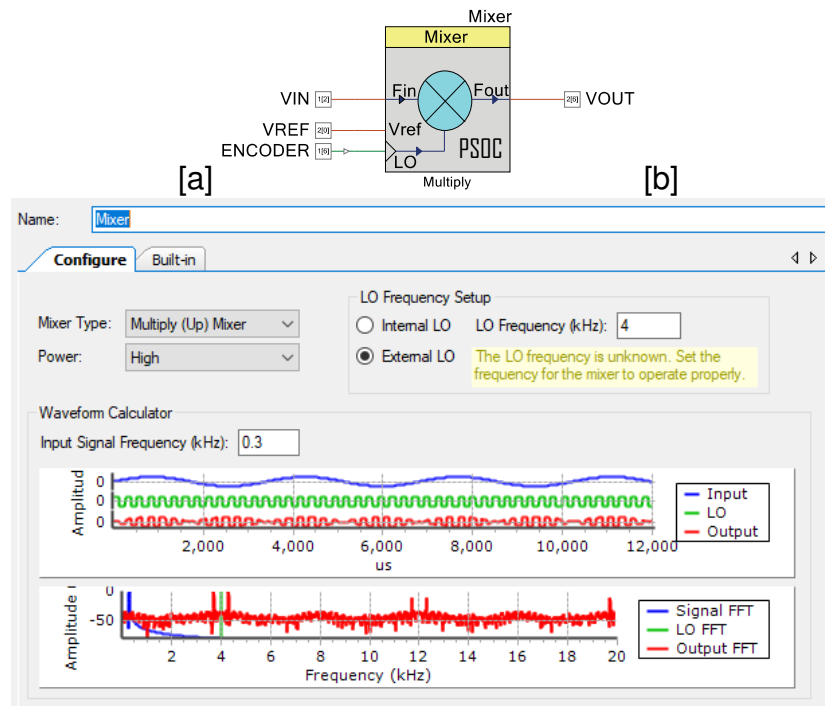
Figura 22. Resultados de la implementación de la etapa de acondicionamiento. La señal inducida en el sensor (azul) corresponde a un campo eléctrico de 50 kV/m y la señal que se obtiene a la salida de la etapa de acondicionamiento (amarilla) posee un nivel de DC de 2.45 V.



En el caso de que la señal de la etapa de acondicionamiento este desfasada 180 grados respecto a la señal del encoder, el módulo va a rectificar únicamente los lóbulos positivos de la señal, causando una disminución del valor promedio respecto al valor de referencia, tal como se observa en la Fig. 25.

En la Fig. 26 se observa la medición de la operación del módulo MIXER, el cual rectifica la señal de la etapa de acondicionamiento (azul), de acuerdo a la fase medida mediante un encoder (roja), obteniéndose una señal rectificada (amarilla) proporcio-

Figura 23. (a) Esquema del módulo MIXER, Las entradas son: la señal que entrega la etapa de acondicionamiento (VIN), la fase de giro del obturador (ENCODER) y la línea base (VREF). (b) Configuración del módulo hecha en el software de desarrollo PSOC Creator.

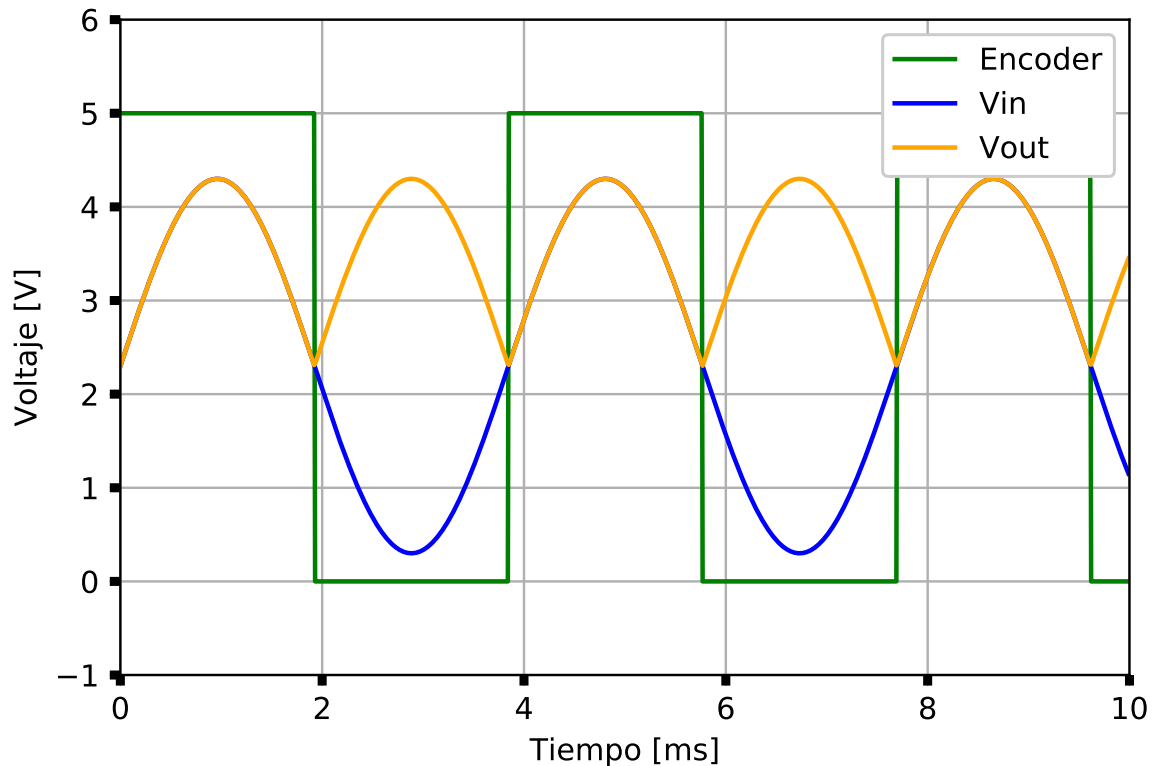


nal al campo eléctrico.

2.3.5. Filtro pasa bajas La señal obtenida del rectificador de precisión posee un rizado proporcional a la magnitud del campo eléctrico medido. El rizado se elimina mediante un filtro pasabaja pasivo. En este proyecto se utilizó un capacitor de 1000 μF el cual elimina completamente el rizado de la señal, posee un tiempo de establecimiento de ~ 1000 s y una frecuencia de corte es de 400 μHz , tal como se observa en el diagrama de bode de la Fig. 27b.

La señal que se obtiene al aplicar el filtro capacitivo, es una señal de DC propor-

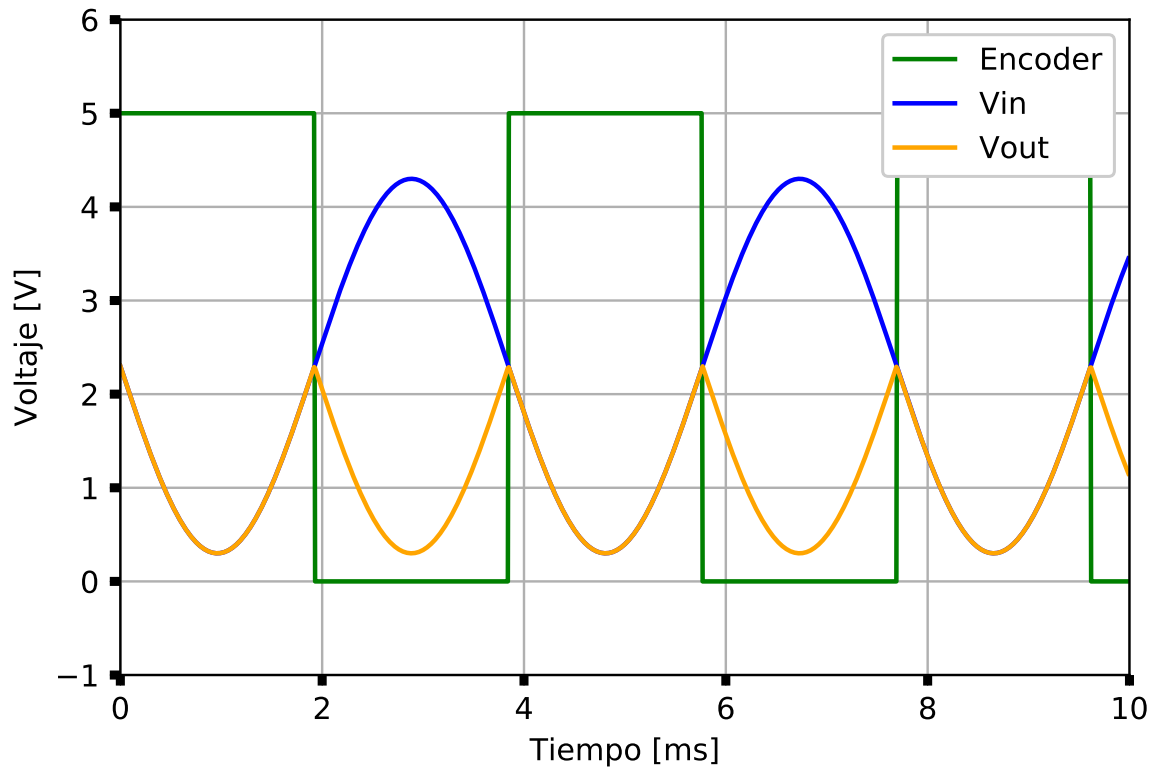
Figura 24. Gráfica de la operación del módulo MIXER en fase. La señal azul representa la salida de la etapa de acondicionamiento, la señal verde es la salida del encoder y la señal amarilla es el voltaje de salida del módulo. Cada vez que el encoder envía un 0 lógico la señal es rectificadada causando un aumento del valor medio de la señal respecto al valor de referencia.



cional al campo eléctrico atmosférico, con un rango entre 0 y 5 V. En la Fig. 28 se observa la señal proveniente de la etapa rectificadora (azul) y la señal de DC (amarilla) que se obtiene al aplicar el filtro capacitivo.

2.3.6. Digitalización La digitalización de la señal DC proveniente del filtro capacitivo se hizo con un ADC delta-sigma de 20 bits el cual está embebido en la tarjeta PSOC 5LP.

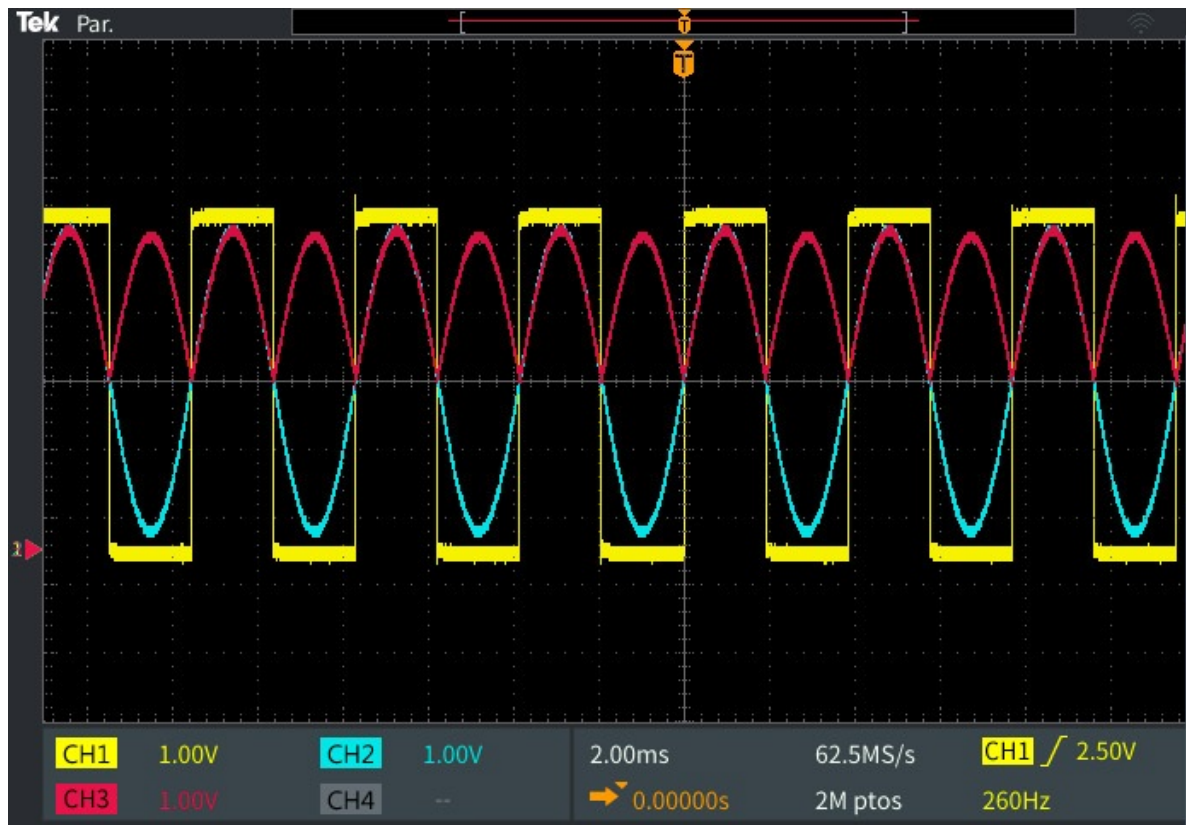
Figura 25. Gráfica de la operación del módulo MIXER en desfase. La señal azul representa la salida de la etapa de acondicionamiento, la señal verde es la salida del encoder y la señal amarilla es el voltaje de salida del módulo. Cada vez que el encoder envía un 0 lógico la señal es rectificadora causando una disminución del valor medio de la señal respecto al valor de referencia.



En la Fig. 29 se muestra el módulo del ADC y sus parámetros de configuración. Para la configuración del módulo se seleccionó la entrada tipo (Single ended) de 20 bits, una frecuencia de muestreo de 183 SPS, un rango de entrada de V_{ssa} (100 mV) a V_{dda} (4.75 V), el modo de conversión continuo, un buffer modo rail to rail y voltaje de referencia de $V_{dda}/4$ (1.1875 V).

La caracterización del ADC se realizó aplicando un voltaje en su entrada y obser-

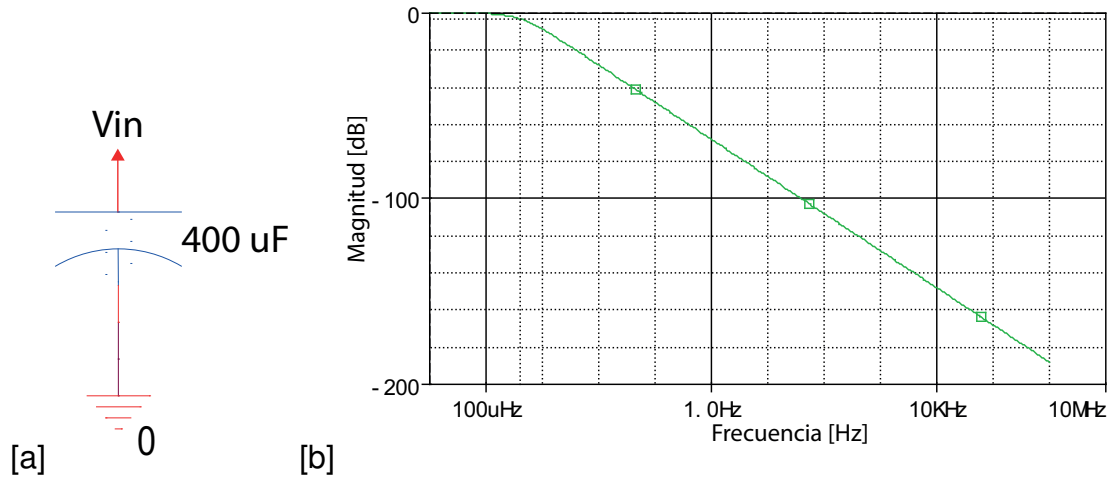
Figura 26. Medición de la operación del módulo MIXER. La señal del encoder (amarilla) determina la fase de rectificación (roja) sobre la señal proveniente de la etapa de acondicionamiento (azul).



vando el valor de conversión. En la Fig. 30 se muestra la gráfica de la calibración que se obtuvo, en donde podemos observar que 1 UADC equivale a aproximadamente $4,5 \mu\text{V}$ además del comportamiento lineal del convertor.

2.3.7. Transmisión de datos La transmisión se hizo con la tarjeta PSOC 5LP que cuenta con un módulo I²C. En la Fig. 31 se encuentra el módulo EZI2C y sus parámetros de configuración. Se seleccionó una velocidad de transmisión de 100 kbps, una dirección esclava y pines conexión predeterminados.

Figura 27. (a) Circuito filtro capacitivo, el cual reduce el rizado de la señal proveniente de la etapa rectificadora. (b) Diagrama de bode del filtro capacitivo, su frecuencia de corte es de alrededor de $400 \mu\text{Hz}$.



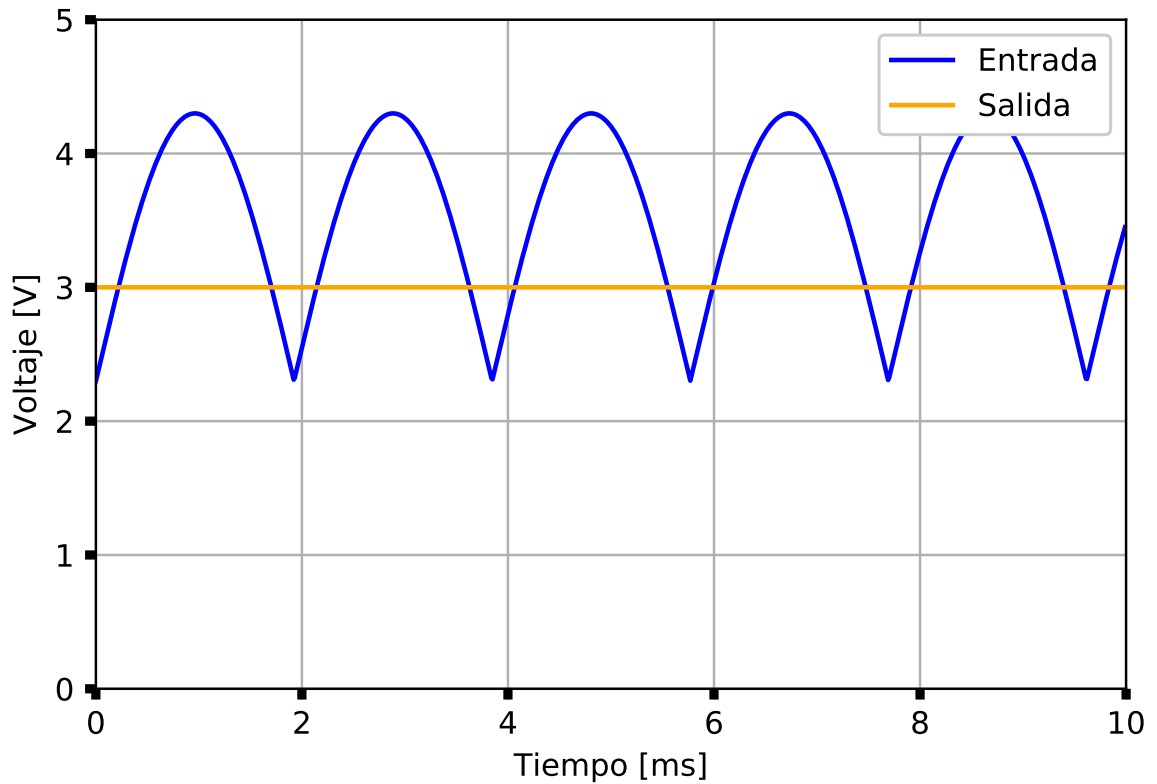
Para implementar el módulo se utilizó un código en lenguaje de programación C, el cual inicializa el módulo, define la dirección del módulo en y finalmente transmite los valores que se le asignan al buffer donde se almacenan los datos medidos por el ADC.

En la Fig. 32 se encuentra los pines del PSOC 5LP utilizados por el sensor de campo eléctrico. Se definieron los pines P12[1] (sda) y P12[0] (scl) para la transmisión I²C.

2.4. CALIBRACIÓN

2.4.1. Caracterización del generador de campo La calibración del sensor de campo eléctrico lento se realizó utilizando un generador de campo controlado. Dicho generador está compuesto por un capacitor de placas paralelas de $20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$ de área y 10 cm de separación, cuya capacitancia es de 3.54 pF . En la Fig. 33 se observa un esquema del montaje.

Figura 28. La entrada corresponde a la señal que entrega la etapa rectificadora (azul) y la salida del filtro capacitivo es la señal continua (amarilla).



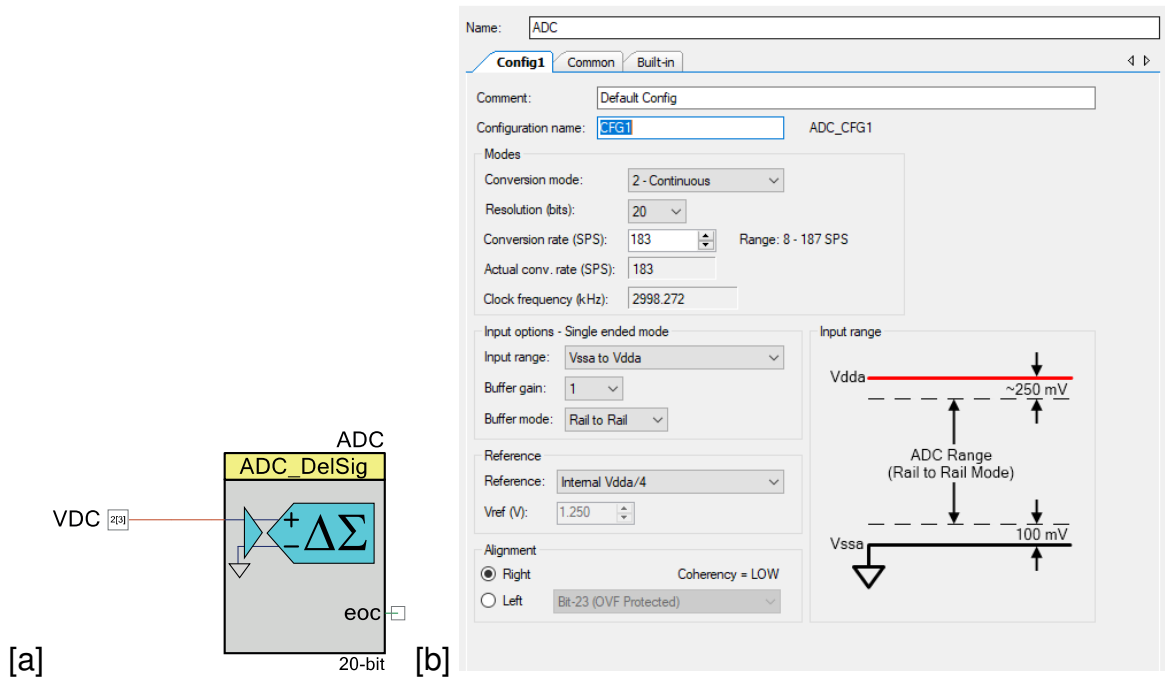
Para el proceso de calibración se tuvo en cuenta la metodología propuesta por Cui et. al.³². El campo producido por un capacitor de placas paralelas se puede describir por la expresión de la Eq. 17

$$E = \frac{V}{d} \quad (17)$$

donde E es el campo eléctrico, V es el voltaje entre las placas y d la distancia de

³² Cui y et. al. "Model, design, and testing of field mill sensors for measuring electric fields under high-voltage direct-current power lines". En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.1 (2017), págs. 608-615.

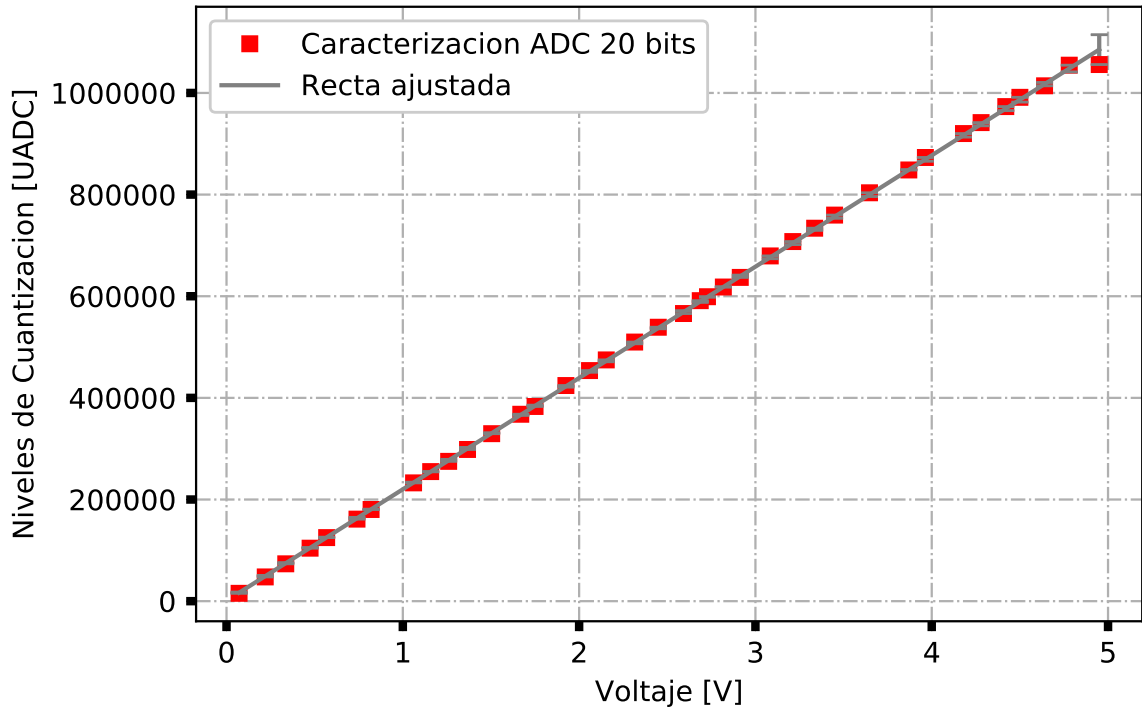
Figura 29. (a) Digitalización de la señal de CC con un ADC de tipo SAR embebido en la tarjeta PSOC 5LP. (b) Configuración del módulo ADC de la tarjeta PSOC 5LP.



separación. Se estableció una distancia fija de 10 cm con el fin de controlar el valor del campo inducido entre las placas regulando el voltaje aplicado. En este caso se utilizó una fuente DC/DC EMCO C20 programable de alta precisión. El control del generador de campo se hace mediante una señal de 0 a 5 V (V_{ctrl}), lo que produce en la fuente DC/DC un voltaje de salida de 0 a 2 kV y en el capacitor de placas paralelas campos eléctricos entre 0 y 20 kV/m.

En la Fig. 34 se muestra el esquema del banco de prueba implementado para el proceso de calibración. Mediante una interfaz creada en Python se configura el campo eléctrico aplicado a las placas del capacitor. Para ello se utiliza el DAC MCP4725 de 12 bits obteniéndose una resolución de ~ 5 V/m. El DAC es controlado por una interfaz I²C desde una Raspberry Pi conectada vía ethernet a un servidor.

Figura 30. Calibración del ADC tipo SAR embebido en la tarjeta PSOC 5LP. Una UADC equivale a aproximadamente $4,5 \mu\text{V}$



Antes de calibrar el sensor de campo lento es necesario caracterizar el generador de campo eléctrico, para ello se aplicaron voltajes en un rango de 0 a 5 V con pasos de 0.1 V desde una interfaz en Python. Los resultados obtenidos se muestra en la Fig. 94 donde se observa que la curva obtenida se ajusta a una recta que varia 4.095 V/m por cada mV en el V_{ctrl} .

2.4.2. Calibración del sensor Para la calibración del sensor de campo eléctrico lento se tuvo en cuenta la norma de calibración presentada en la guía IEEE para la

Figura 31. (a) Transmisión de los valores en memoria mediante el módulo I²C, embebido en la tarjeta PSOC 5 LP . (b) Configuración del módulo I²C.

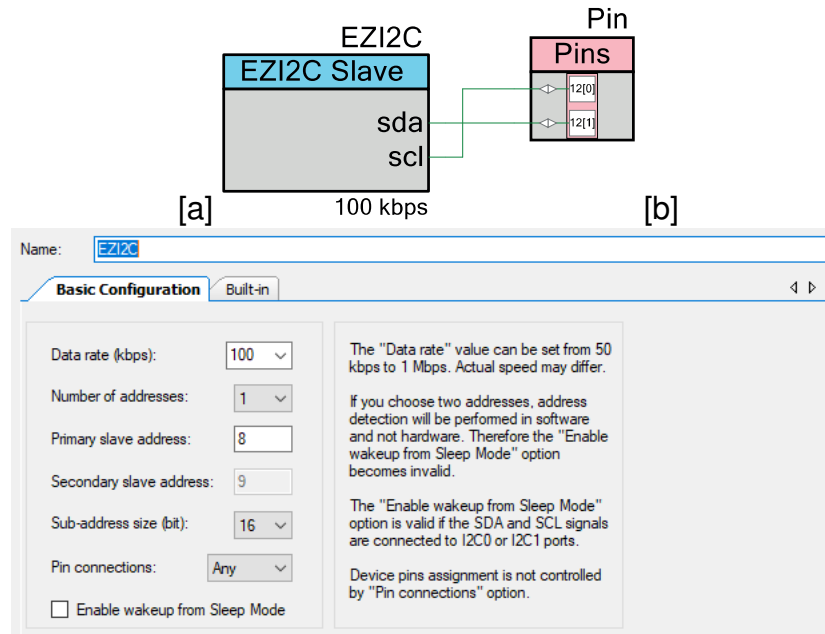


Figura 32. Pines utilizados por la tarjeta PSOC 5LP

	Name	Port	Pin	Lock
<input type="checkbox"/>	\Pin[1:0]\ (1:sda, 0:scl)	P12[1:0]	39,38	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	ENCODER	P1[6]	18	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	VDC	P2[3]	65	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	VIN	P1[2]	13	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	VOUT	P2[6]	1	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	VREF	P2[0]	62	<input checked="" type="checkbox"/>

medición de la intensidad de campo eléctrico de CC³³³². Se ubicó el sensor entre las

³³ IEEE. "Guide for the Measurement of DC Electric-Field Strength and Ion Related Quantities". En: (jun. de 2010). DOI: 10.1109/IEEESTD.1990.101059.

Figura 33. Fuente de campo eléctrico controlado que genera de 0 V/m a 20 kV/m, por medio de una fuente programable de alto voltaje DC/DC EMCO C20.

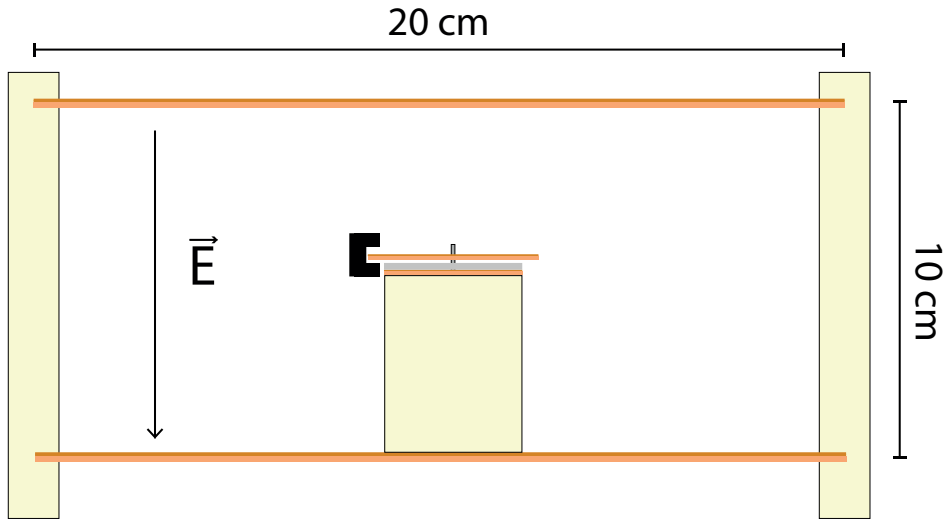
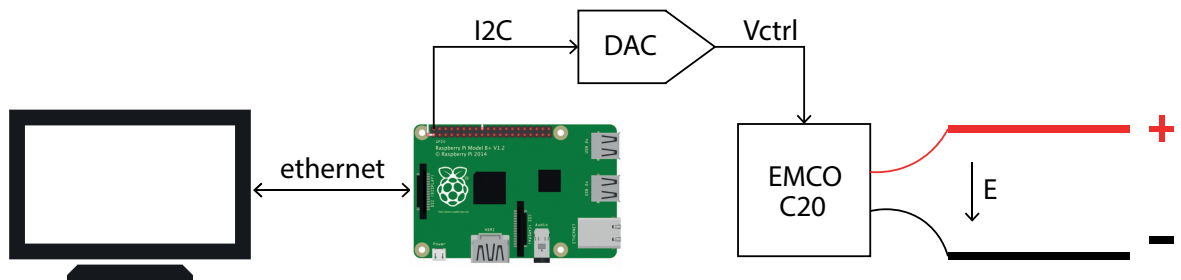


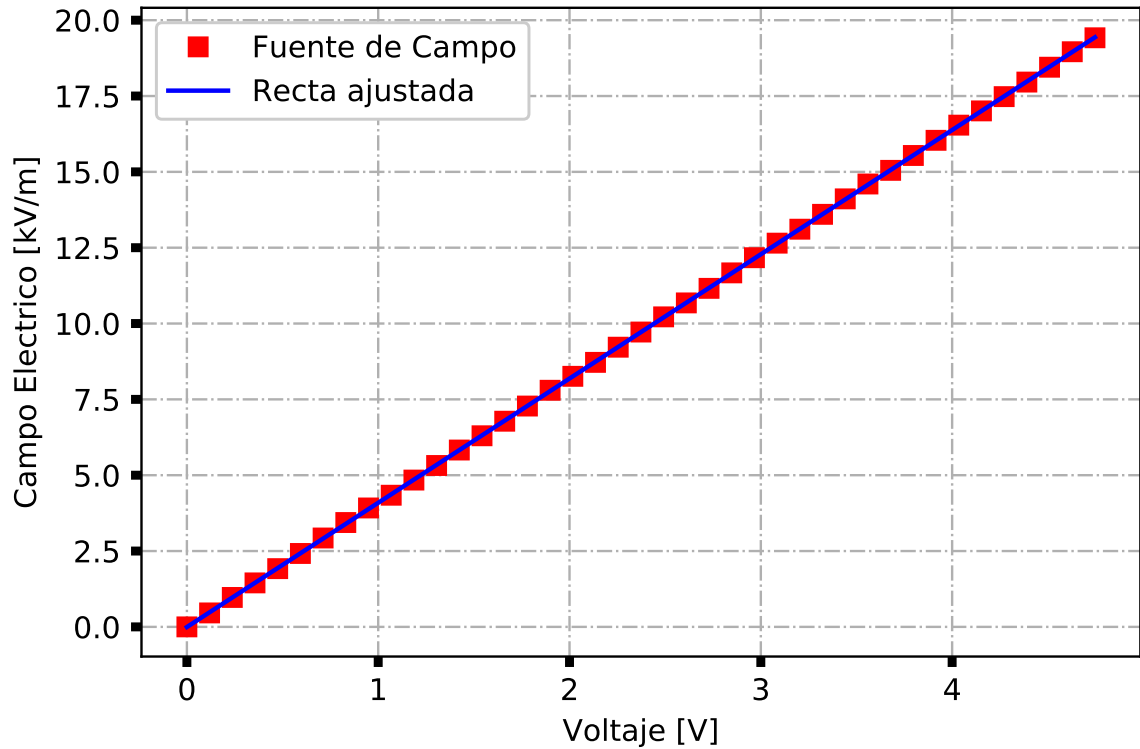
Figura 34. Esquema general del generador de campo eléctrico. Una interfaz en Python programada en una Raspberry Pi configura los valores de voltaje de control vía ethernet desde un servidor. La fuente EMCO C20 genera voltajes entre 0 y 2 kV lo que establece un campo eléctrico entre la placas en un rango de 0 a 20 kV/m.



placas del capacitor tal como se muestra en la Fig. 33, a continuación se generaron campos entre 0 y 20 kV/m con pasos de ~ 500 V/m. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 36, donde se observa que la curva obtenida se ajusta a una recta que varía a razón de 90.6 mV por cada kV/m aplicado.

Las placas del sensor son de baquelita de 1.4 mm de espesor y un recubrimiento de

Figura 35. Calibración del generador de campo eléctrico programable.



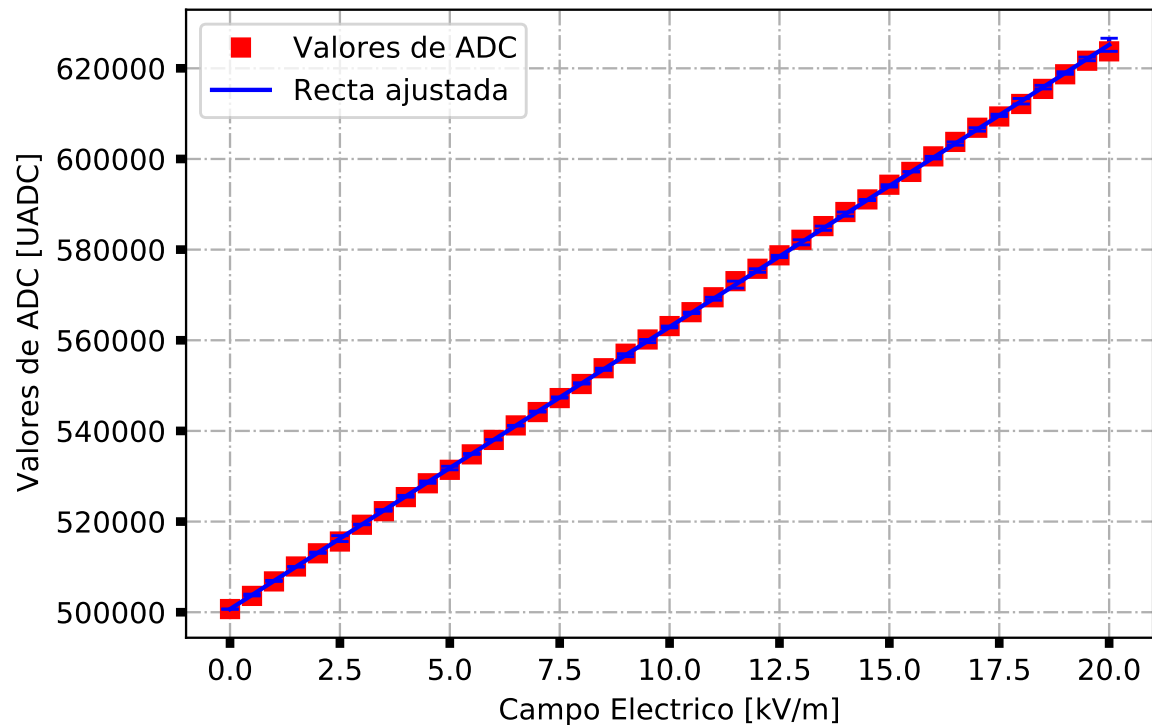
cobre de $35 \mu\text{m}$, este prototipo se diseñó para medir campos eléctricos de -30 a 30 kV/m, con una resolución de ± 50 V/m y una frecuencia de muestreo 1 Hz.

2.5. PRIMERAS MEDICIONES

El prototipo de sensor de campo eléctrico lento se instaló en una plataforma elevada a 3 m del suelo. Su estructura modular fue diseñada en tubos de PVC por su resistencia a condiciones de intemperie (lluvia y radiación solar) tal como se observa en la Fig. 37.

Las primeras mediciones del sensor se realizaron los días 08, 09 y 10 de Noviembre

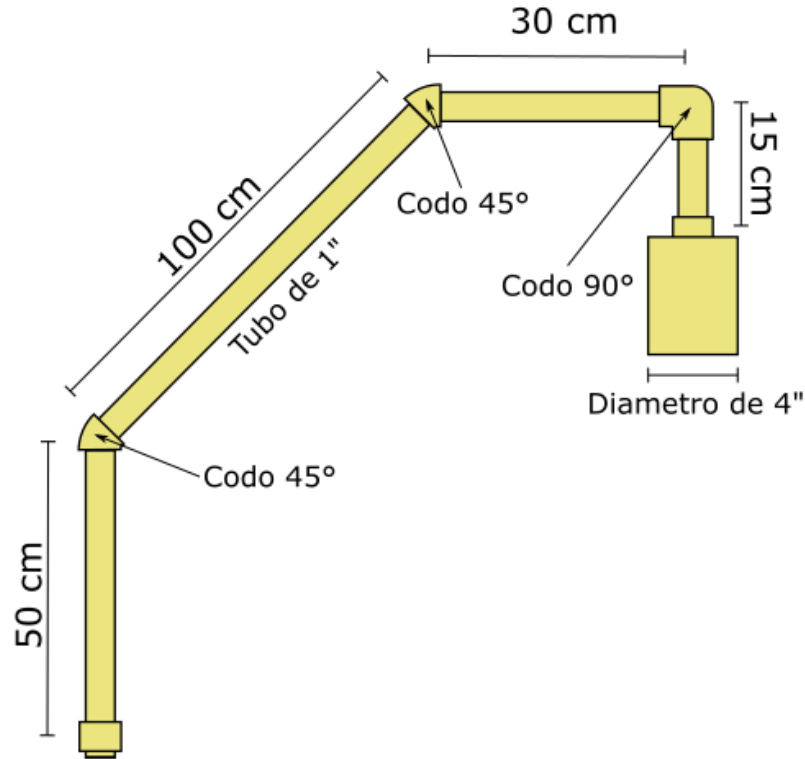
Figura 36. Calibración del sensor de campo eléctrico. Los cuadros rojos son los datos registrados y la línea azul la recta ajustada.



del año 2019 en la ciudad de Bucaramanga en el observatorio del grupo Halley de la Universidad Industrial de Santander. En la Fig. 38 se puede observar los datos del campo eléctrico registrado. El campo eléctrico diurno en condiciones normales (fairweather) varía entre 50 y 220 V/m³⁴ concordando con las mediciones realizadas por el prototipo. El campo eléctrico nocturno durante los días de registro mostraba un aumento debido a la acumulación de nubes sobre la ciudad por la disminución de temperatura ambiente.

³⁴ Bin Xu y col. "Periodic variations of atmospheric electric field on fair weather conditions at YBJ, Tibet". En: *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* 97 (2013), págs. 85-90.

Figura 37. Estructura mecánica hecha en PVC, que soporta al sensor de campo eléctrico lento.



En una tormenta eléctrica el campo eléctrico atmosférico varía debido a descargas atmosféricas y acumulación de carga en las nubes ³⁴. En la Fig. 39 se observa el comportamiento del campo eléctrico atmosférico el día 09 de Noviembre del año 2019 entre las 3 am y 5 am en la ciudad de Bucaramanga durante un episodio de tormenta.

El evento dura aproximadamente 2 horas registrando un pico de campo eléctrico de -15 kV/m. El campo eléctrico atmosférico recupera el estado estable después de al menos media hora de actividad continua de rayos. Durante este evento ocurrieron varias descargas que liberaron una gran cantidad de la carga almacenada dentro de las nubes de tormenta. En la figura 39 se muestra 4 eventos de rayos, con variaciones de hasta 8.5 kV/m en menos de 1 minuto.

Figura 38. Registro de campo eléctrico atmosférico hechas con el prototipo de sensor tipo molino los días 08, 09 y 10 de Noviembre del año 2019. Se resalta el campo eléctrico en un día con condiciones normales, campo eléctrico nocturno y los eventos registrados para un día de tormenta.

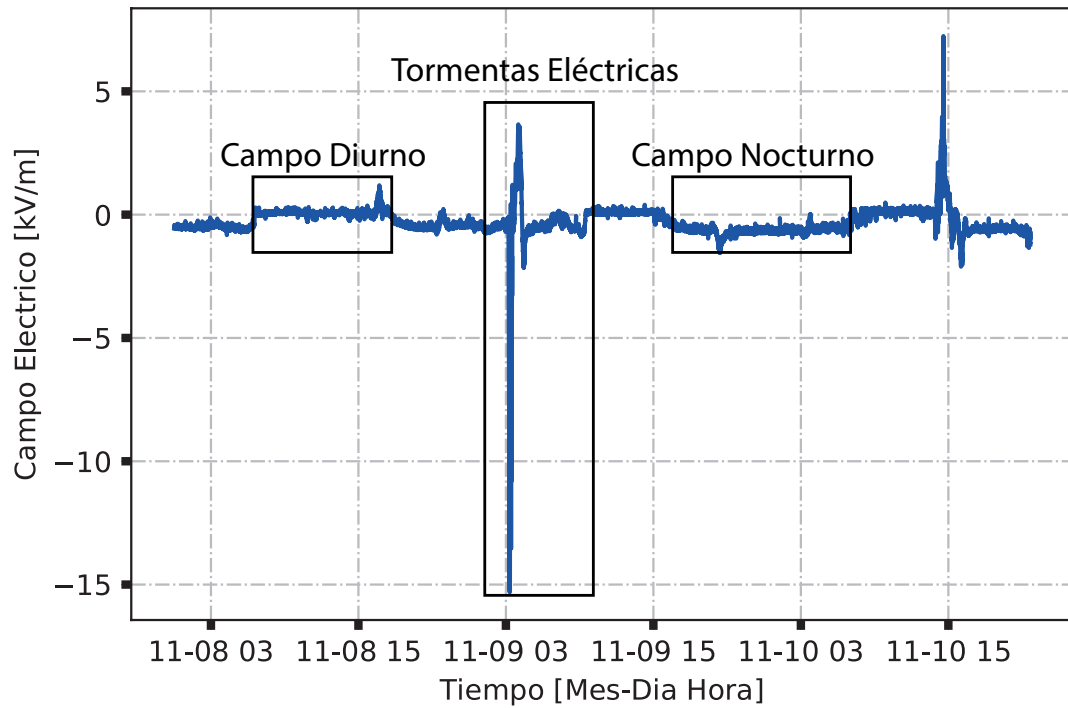
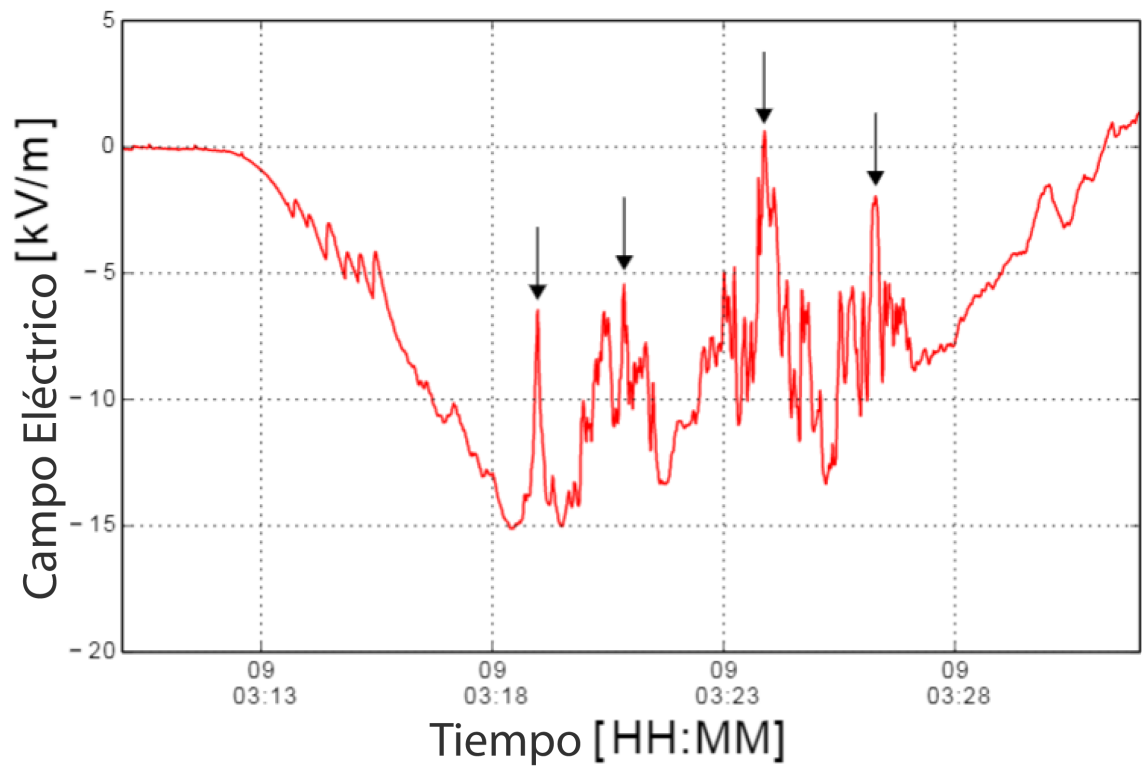


Figura 39. Registro de campo eléctrico atmosférico durante un evento de tormenta el día 09 de Noviembre del año 2019. Las flechas indican las descargas de la nube a lo largo del periodo de tormenta.



3. CAMPO ELÉCTRICO ATMOSFÉRICO RÁPIDO

La componente rápida del campo eléctrico atmosférico se compone de las variaciones que se dan entre 1 kHz a 1 MHz³⁵. Una de las principales fuentes de campo eléctrico rápido en la atmósfera son las descargas eléctricas. Estas son el resultado del incremento de la carga en las nubes, elevando la diferencia de potencial entre dos puntos, hasta romper el dieléctrico del aire. La descarga de un rayo generalmente ocurre en menos de un segundo y hay algunos procesos relacionados con los rayos que ocurren en escalas de tiempo de microsegundos y nanosegundos³⁶.

3.1. CARACTERÍSTICAS DE \vec{E} RÁPIDO

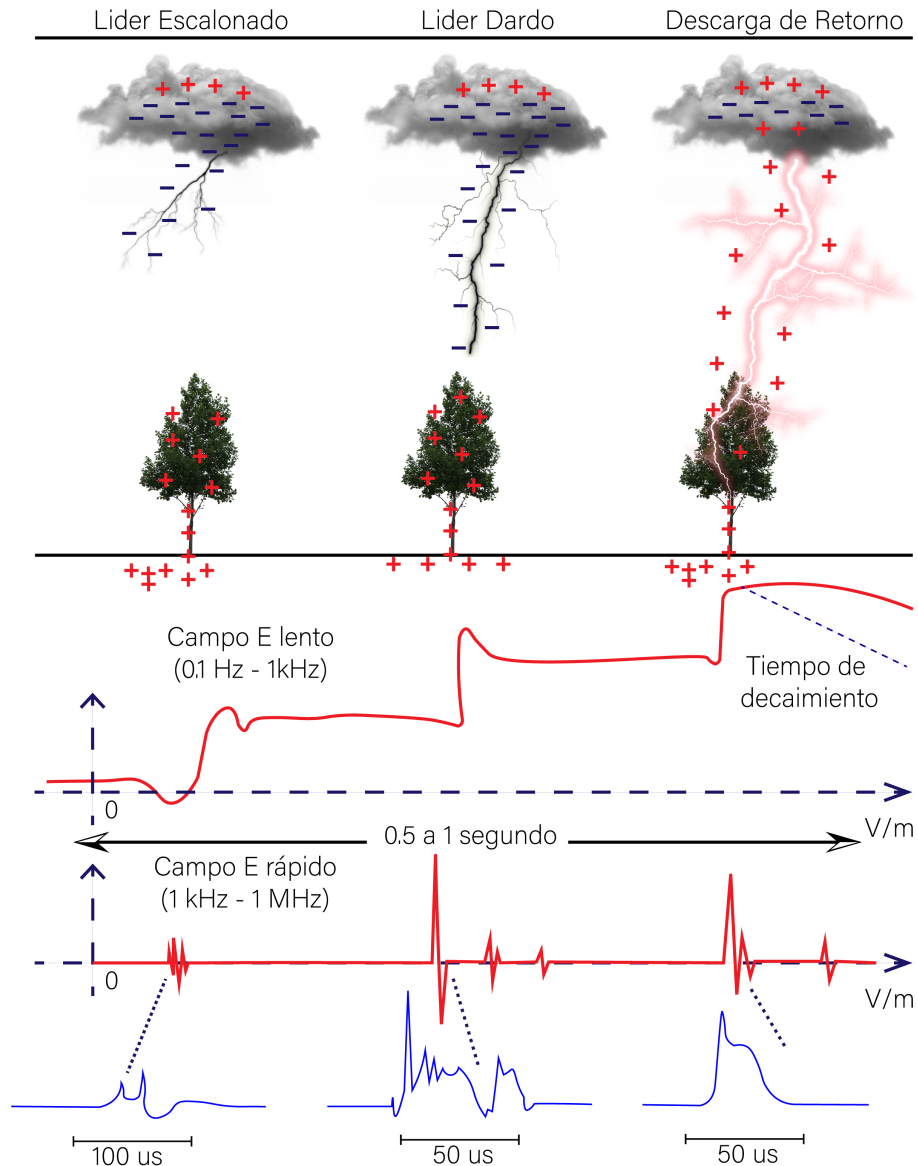
En el momento en que ocurre la descarga eléctrica, se rompe la resistencia nube-suelo, el aire se ioniza liberando gran cantidad de luz en un período de tiempo entre 0.5 a 1 s. Los rayos se pueden clasificar de dos maneras: los que ocurren entre la nube y la tierra, y los que no. Los primeros se conocen como descargas de nube a tierra, denotadas como CG (del inglés cloud to ground) y representan el 25% de todas las descargas. Los segundos se dividen dependiendo del lugar donde se producen: dentro de la nube IC (Intracloud), entre dos nubes CC (Cloud to cloud) y de la nube al aire CA (cloud to air). Este grupo representa el 75% de todas las descargas de rayos, siendo las IC las más comunes de todas las formas, seguidas de las CC y de las CA³⁷.

³⁵ Universidad de Arizona. *Fast and slow electric field system*. [Web; accedido el 15-01-2020]. 2013.

³⁶ Arizona, *Global Electrical Circuit*, ver n. 16.

³⁷ Adriana Carolina Vásquez Ramírez. "ELVES: Fenómenos Luminosos Transitorios de la alta Atmósfera". Tesis doct. Escuela de Física, Universidad Industrial de Santander, 2020.

Figura 40. Desarrollo de una descarga eléctrica y comportamiento del campo (lento y rápido) en cada una de las fases de la descarga. Primero se da un líder escalonado que crea un camino de baja impedancia por el cual transitan las cargas para dar paso a la descarga de retorno.



Fuente. Universidad de Arizona. *Fast and slow electric field system*. [Web; accedido el 15-01-2020]. 2013.

En la Fig. 40 se puede observar el desarrollo de una descarga CG. En rojo se representa el comportamiento esperado de las componentes del campo eléctrico lento y rápido, en azul se resalta la duración típica del líder escalonado, el líder dardo y la descarga de retorno.

Existen otros fenómenos asociados a tormentas eléctricas que pueden generar campos eléctricos rápidos. Entre la alta tropósfera y la ionósfera se encuentra la mayor cantidad de eventos luminosos transitorios (TLE). Estos eventos son emisiones cortas de luz que ocurren encima de las tormentas eléctricas³⁸. Hasta ahora se han reportado los siguientes tipos de TLE: Sprites, Blue Starters o Glimpses, Blue Jets, Jets Gigantes, ELVES y Halos.

Tabla 1. Características de los eventos luminosos transitorios (TLE).

Sprites	Blue Jets	ELVES	Halos	TGF
Plasma ramificado rojizo (L~40 km)	Rayos hacia arriba (L~40 km)	Disco de luz roja de rápida expansión (d~300 km)	Disco de luz difusa (d~25 km)	Emisiones breves de gammas
+CG	$V = 10^5$ m/s	EMP de un -CG ó IC con $I > 80$ kA	-CG solos +CG con Sprites	Radiación de Bremsstrahlung de e^- acelerado en los E de las tormentas
~1 MR	>1 MR	~1 MR	0.5 - 1 MR	~MeV
1-10 ms	~300 ms	~1 ms	~1 ms	~1 ms

Fuente: Adriana Carolina Vásquez Ramírez. “ELVES: Fenómenos Luminosos Transitorios de la alta Atmósfera”. Tesis doct. Escuela de Física, Universidad Industrial de Santander, 2020

En la Tabla. 1 se muestran las características de los TLE. Se describen características como la distancia recorrida de los eventos (L), el diámetro del evento (d), la corriente eléctrica producida por pulsos electromagnéticos (I) de diferentes tipos de descarga (\pm CG, IC y CC), velocidad de propagación de los eventos (V), la lumino-

³⁸ Devendraa Siingh y col. “Lightning and middle atmospheric discharges in the atmosphere”. En: *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* 134 (2015), págs. 78-101.

sidad nocturna atmosférica medida en Rayleigh (R) y la duración aproximada del evento en (s).

3.2. MÉTODOS DE DETECCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO RÁPIDO

Existen principalmente dos formas de medir el campo eléctrico rápido: las antenas y los métodos ópticos. Las antenas (sondas y los platos paralelos) inducen carga eléctrica proporcional al campo eléctrico transitorio; la variación de esta carga a lo largo del tiempo es integrada y luego medida por un sistema de adquisición de alta velocidad.

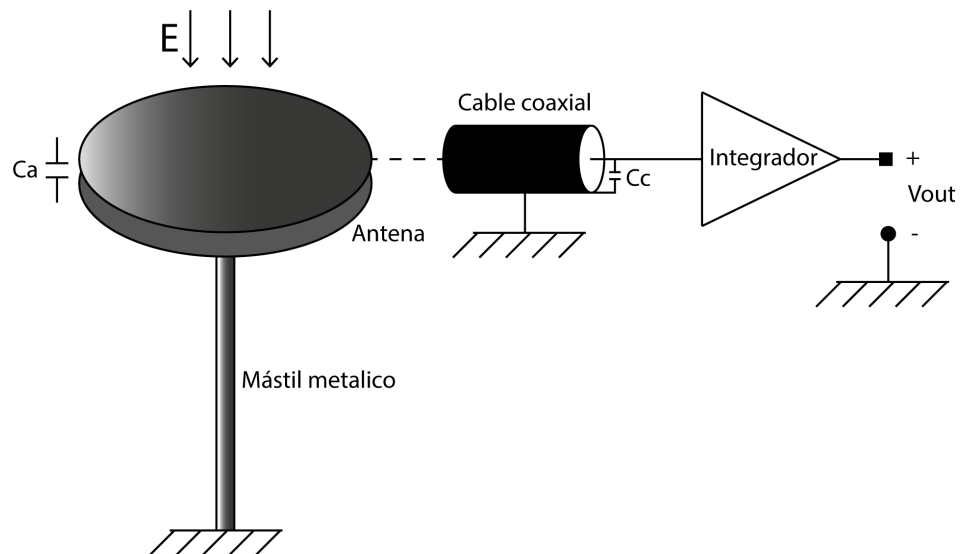
Los métodos ópticos se basan en la medición de las alteraciones físicas de un haz de luz que viaja en una guía óptica (fibra óptica). Estas alteraciones son causadas por un voltaje inducido entre dos electrodos que funcionan como una antena de placas paralelas.

3.2.1. Antenas Las antenas de placas paralelas (Fig. 41) se basan en el fenómeno de inducción de carga eléctrica debido a un campo eléctrico transitorio. Este tipo de sistemas mide únicamente las variaciones rápidas del campo eléctrico, ya que solo en estos casos hay una inducción de carga significativa en entre las placas.

La sonda de campo eléctrico, a diferencia del sensor de placas paralelas, posee una esfera conductora que interactúa con el campo eléctrico transitorio induciendo dos zonas de carga. Por medio de un resorte conductor delgado se transporta la carga hacia un circuito electrónico de acondicionamiento y adquisición³⁹.

³⁹ Herbert Enrique Rojas y col. "New circuit for the measurement of lightning generated electric

Figura 41. Esquema de detección de la antena de placas paralelas. Las variaciones de campo eléctrico inducen cargas eléctricas en entre las placas. Al integrar esta señal de carga se obtiene un voltaje proporcional al campo eléctrico. El voltaje es medido por un sistema embebido de alta velocidad.



El ancho de banda de estas antenas es del orden de MHz, y tienen la capacidad de medir campos eléctricos de hasta 4000 kV/m. Estas características vienen limitadas a su vez por el sistema de adquisición del sensor ya que este define la frecuencia de muestreo y rango de medición⁴⁰.

3.2.2. Sensor óptico Existen diferentes configuraciones para los sensores ópticos de campo eléctrico dadas por: el tipo de material de recubrimiento, tipo de fibra

fields". En: *2017 International Symposium on Lightning Protection (XIV SIPDA)*. IEEE. 2017, págs. 188-194.

⁴⁰ Rojas y col., ver n. 39.

óptica, cantidad de guías ópticas y longitud de onda del haz de luz⁴¹. Este tipo de sensor se usa principalmente en ambientes de alta interferencia, ya que no contiene materiales metálicos como se muestra en la Fig. 42.

Cuando el sensor recibe una señal de campo eléctrico, se induce un voltaje proporcional a la intensidad del campo en los electrodos de modulación. Luego, el haz de luz, que viaja a través de la guía de onda óptica, es modulado por el voltaje inducido basado en el efecto Pockels ⁴². La información del campo eléctrico se extrae utilizando un foto-detector⁴³.

Este tipo de sensor puede medir picos de campos eléctricos de hasta 4000 kV/m con frecuencias entre DC y 1000 MHz. Su desventaja principal es la complejidad y costo.

3.3. DISEÑO DEL SISTEMA DE CAMPO ELÉCTRICO RÁPIDO

En este trabajo se usó un sistema de detección basado en una antena de placas paralelas debido a la facilidad de construcción y costo de materiales. La antena deberá ser capaz de detectar variaciones del campo eléctrico durante descargas de tormenta.

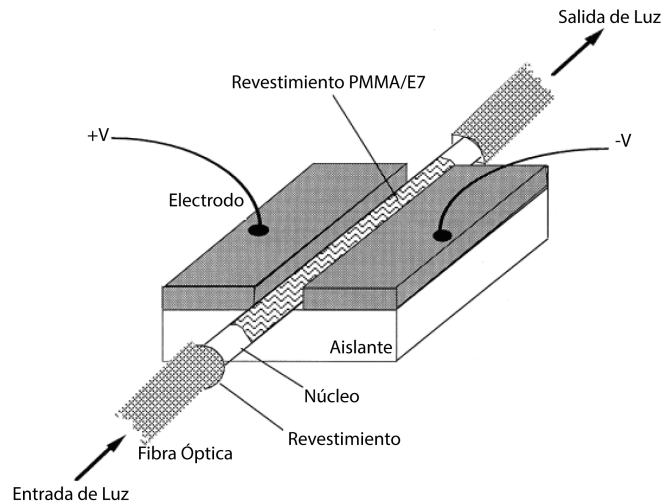
La antena detecta las variaciones del campo eléctrico atmosférico. Un circuito analó-

⁴¹ Jiahong Zhang y col. "3D integrated optical E-field sensor for lightning electromagnetic impulse measurement". En: *IEEE Photonics Technology Letters* 26.23 (2014), págs. 2353-2356.

⁴² Que es un efecto electro-óptico que consiste en el cambio del índice de refracción de un medio cuando sobre éste actúa un campo eléctrico

⁴³ Zhang y col., ver n. 41.

Figura 42. Sensor óptico de campo eléctrico. Posee 2 electrodos sobre un aislante y separados por la fibra óptica. Este sensor posee un rango amplio de medición y un ancho de banda de hasta 1000 MHz.



Fuente: Jiahong Zhang y col. "3D integrated optical E-field sensor for lightning electromagnetic impulse measurement". En: *IEEE Photonics Technology Letters* 26.23 (2014), págs. 2353-2356

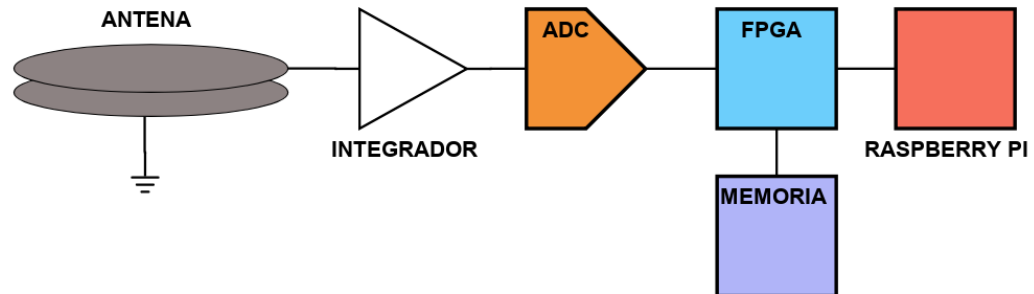
gico integra la señal con el fin de obtener un voltaje proporcional al campo inducido. Posteriormente la señal es digitalizada y guardada en una memoria tipo flash hasta completar el evento, luego se envía a una Raspberry Pi. Los eventos son almacenados y transmitidos si superan el umbral de detección.

En la Fig. 43 se muestra el esquema general de adquisición de campo rápido.

3.4. DISEÑO DE LA ANTENA

La antena de placas paralelas se compone de 2 láminas circulares separadas por un dieléctrico (aire). La placa inferior se conecta a tierra y la superior mide el campo

Figura 43. Sistema de adquisición de campo eléctrico rápido. La señal adquirida por la antena pasa a través de un integrador analógico, luego se digitaliza. La FPGA determina si la señal corresponde a un evento para ser almacenada en la memoria y posteriormente enviada a la Raspberry Pi.



inducido. Cuando ocurre una descarga eléctrica se producen cambios en el campo eléctrico atmosférico de alta frecuencia. Estas variaciones del campo originan pequeñas fluctuaciones en la carga del plato superior de la antena causando un pequeño flujo de corriente.

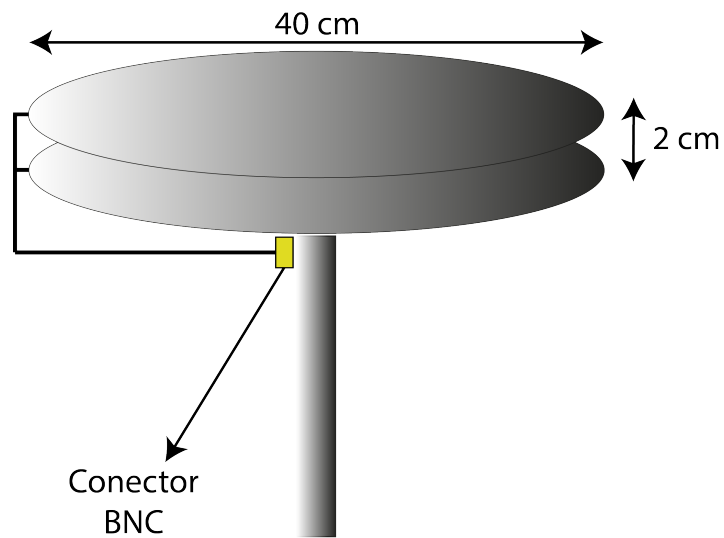
La corriente medida es proporcional a la derivada del campo eléctrico atmosférico según la ecuación 18:

$$I = \epsilon_0 A \frac{dE}{dt} \quad (18)$$

donde A es el área de las placas y ϵ_0 es la permitividad del vacío. Los platos de la antena son de aluminio (0.8 mm) debido a sus características eléctricas, fácil manipulación y costo. Las dimensiones para la construcción de la antena, fueron en base

al trabajo *New Circuit for the Measurement of Lightning Generated Electric Fields*⁴⁴.
En la Fig. 44 se muestran las dimensiones del diseño.

Figura 44. Dimensiones de la antena de campo rápido. Dos láminas circulares de 40 cm de diámetro separadas 2 cm. La placa superior se conecta a un cable coaxial y la inferior se conecta a tierra.

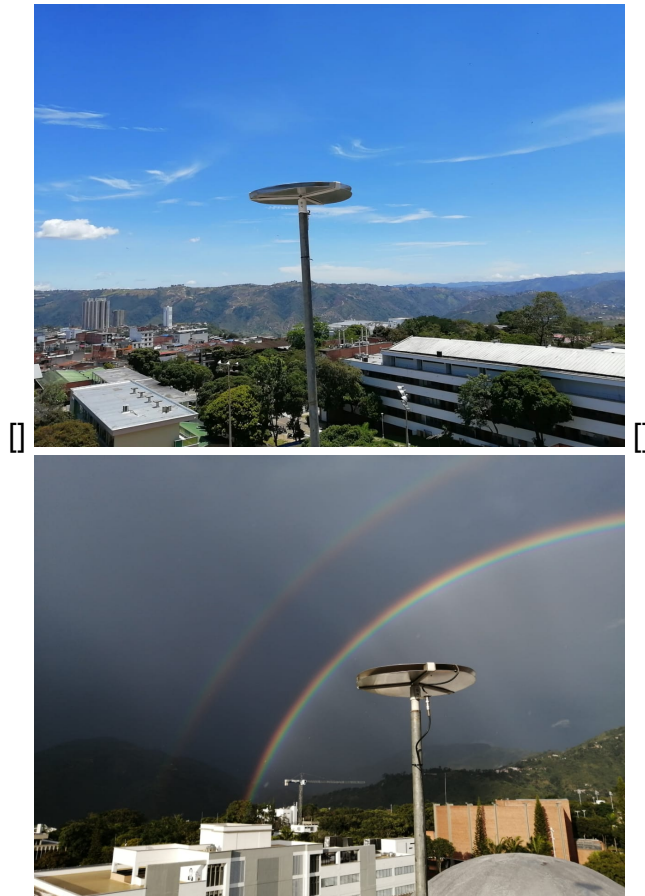


Las placas tienen un diámetro de 40 cm y están separadas 2 cm. La placa inferior se conecta a tierra y la superior a un cable coaxial en cuyo extremo hay un conector BNC. La antena se ubicó en las instalaciones del grupo Halley a 2 m por encima de cualquier estructura⁴⁵ como se puede ver en la Fig. 45.

⁴⁴ Rojas y col., ver n. 39.

⁴⁵ Rojas y col., ver n. 39.

Figura 45. Montaje de la antena de campo eléctrico rápido en las instalaciones del grupo Halley. Durante condiciones climáticas normales y durante condiciones de tormenta.



3.5. INTEGRADOR

Según la ecuación 18 la señal entregada por la antena corresponde a las fluctuaciones de carga en el plato superior con respecto al plato inferior, las cuales son proporcionales a los cambios de alta frecuencia del campo eléctrico atmosférico. La antena es un capacitor cuya corriente (I_c) es modelada como:

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (19)$$

donde C es la capacitancia del capacitor y V_c el voltaje del capacitor. El voltaje en el capacitor es entonces:

$$V_c = \frac{1}{C} \int I_c dt \quad (20)$$

Reemplazando la ecuación 18 en 20 obtenemos:

$$V_c = \frac{A\epsilon_0}{C} \int \frac{dE}{dt} dt \quad (21)$$

Resolviendo 21 encontramos que la medida del campo eléctrico atmosférico es proporcional a V_c :

$$V_c = \frac{A\epsilon_0 E}{C} \quad (22)$$

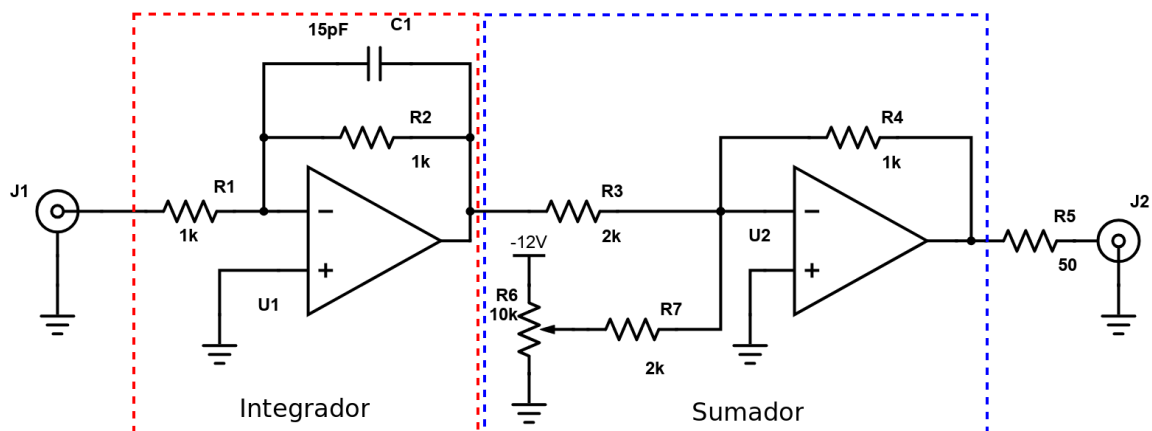
Despejando el campo eléctrico E de 22, obtenemos:

$$E = \frac{CV_c}{A\epsilon_0} \quad (23)$$

La ecuación 21 implica que la señal entregada por la antena debe ser integrada. En este caso se implementa un integrador con amplificadores operacionales. La etapa de integración tiene ganancia negativa, lo que implica que la señal integrada debe ser invertida posteriormente.

Debido a que la señal de campo eléctrico presenta oscilaciones negativas, se ajustó la señal sumando un valor de DC de voltaje, ya que el conversor analógico-digital (ADC) no admite voltajes negativos. El ADC tiene un rango de voltaje de entrada de 0 a 2 V, por lo cual, es necesario que la etapa final del circuito de acondicionamiento ajuste la señal a este rango. El diseño del circuito debe tener en cuenta el comportamiento en frecuencia ($< 1 \text{ MHz}$).

Figura 46. Circuito de acondicionamiento de campo eléctrico rápido. La señal pasa a través de un integrador y por un sumador que hace un corrimiento de la línea base



En la Fig. 46 se observa la etapa integradora (rojo) con una ganancia en DC unitaria y magnitud negativa. La frecuencia de corte de la etapa de integración es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR_2} = \frac{1}{2\pi(15pF)(1k\Omega)} = 10,6MHz \quad (24)$$

La etapa sumadora (azul) agrega el offset de la señal y la invierte. La reducción de la señal del integrador está dada por las resistencias R_4, R_3 (R_4/R_3).

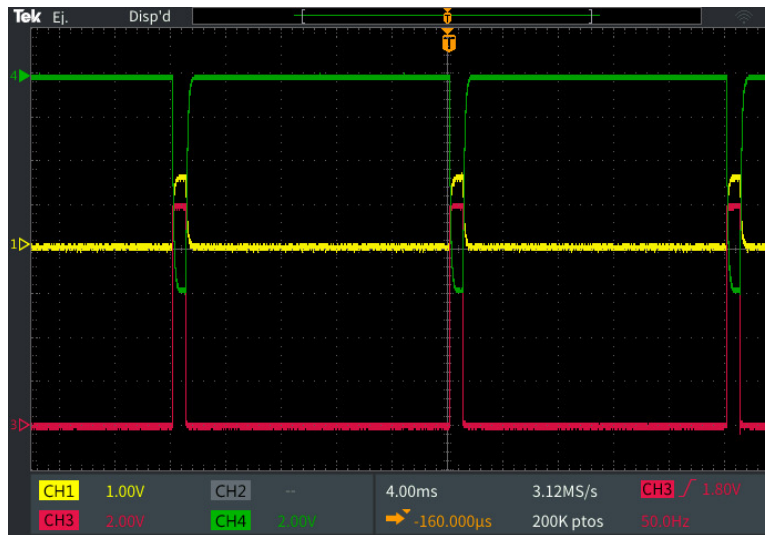
Para la selección del amplificador operacional se tuvo en cuenta un alto CMRR (tasas de rechazo en modo común) y ancho de banda. El OPA4228 tiene un CMRR de mínimo 120 dB y un ancho de banda de 33 MHz, 3 veces mayor a la frecuencia de corte de la antena. Una resistencia de 50 ohm a la salida del sistema de acondicionamiento acopla las impedancias con el cable de transmisión (coaxial RG58).

Figura 47. Circuito integrador ubicado en caja para intemperie. Cuenta con entradas y salidas tipo SMA y un cable para alimentación externa.



El circuito se instaló en la caja plástica para intemperie (ver Fig. 47). El integrador se probó con señales conocidas para determinar su buen funcionamiento. Se usaron pulsos cuadrados de ciclo útil del 10 % y de una frecuencia de 50 Hz, los cuales generan picos de ~ 4 ms de ancho como se puede apreciar en la Fig. 48.

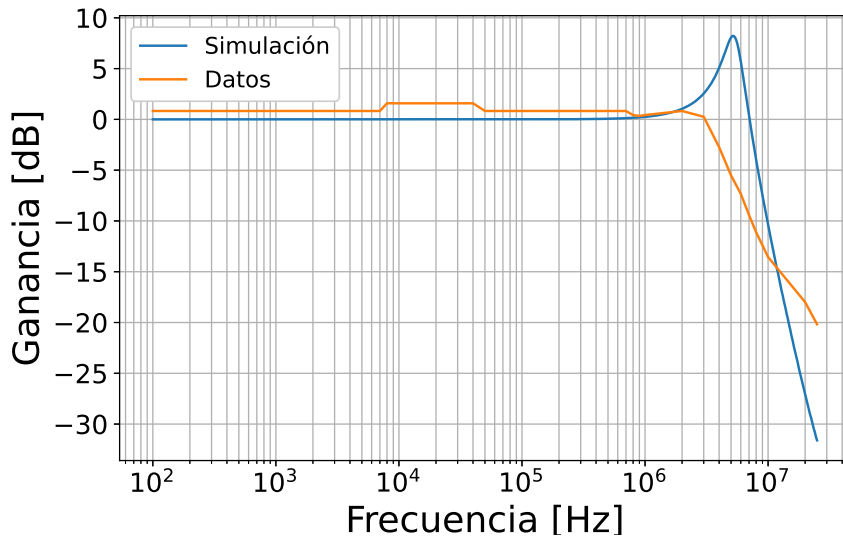
Figura 48. Funcionamiento del circuito integrador. La línea roja muestra la entrada a la tarjeta integradora, en color verde la señal de salida del integrador y en amarillo la salida del sumador.



El pulso de entrada (rojo) tiene una amplitud de 10 V. La salida de la etapa de integración (verde) se reduce a 9.4 V, finalmente la señal se reduce y se invierte (amarillo) a 1.6 V.

3.5.1. Análisis en frecuencia El análisis en frecuencia del circuito se evaluó ingresando una señal sinusoidal sin offset y con amplitud de 1 Vpp. La frecuencia de la señal se varió desde una frecuencia inicial de 100 Hz hasta ~ 20 MHz. El diagrama de Bode resultante se muestra en la Fig. 49 :

Figura 49. Análisis en frecuencia del integrador para la antena de campo rápido. En color azul se muestran los datos obtenidos de una simulación en Pspice y en color naranja los datos obtenidos de las mediciones.



La simulación del circuito integrador se realizó en el software Pspice utilizando los valores de resistencias y capacitancias del circuito. Adicionalmente se incluyó en la simulación el modelo del amplificador OPA4228. La frecuencia de corte del integrador se ubica ~ 4 MHz (-3dB). El circuito no atenúa la señal hasta frecuencia alrededor de 3 MHz.

3.5.2. Ganancia del circuito La señal eléctrica generada por la antena sufre cambios en su amplitud debido a las ganancias de las diferentes etapas. El circuito integrador tiene una ganancia dada por la ecuación:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + 2\pi fCR_2} \quad dB \quad (25)$$

donde R_2 , R_1 y C , son las resistencias y capacitor del circuito integrador, f es la frecuencia de la señal.

Desde los 100 Hz hasta ~ 1 MHz el sistema funciona con una ganancia unitaria, permitiendo asumir como constante la ganancia A_v para frecuencias menores a 1 MHz.

$$A_v = -\frac{1k\Omega}{1k\Omega} \cdot \frac{1}{1 + (2\pi \cdot (1MHz) \cdot (15pF) \cdot 1k\Omega)} = -0,99 \text{ dB} \quad (26)$$

El anterior resultado se encuentra en decibelios, para obtener su valor en magnitud se utiliza la siguiente ecuación 27:

$$A = 10^{\left(\frac{-0,99}{20}\right)} = 0,89 \quad (27)$$

Lo anterior significa que la señal de la antena es atenuada por el integrador en un 11%. El circuito sumador mostrado en la Fig. 46 tiene una ganancia dada por la ecuación 28:

$$V_O = -\frac{R_4}{R_3}V_{Integrador} - \frac{R_4}{R_7}V_{Trimmer} \quad (28)$$

Al aplicar la ecuación 28 al circuito de la Fig. 46 obtenemos:

$$V_O = -0,5(V_{Integrador} + V_{Trimmer}) \quad (29)$$

donde $V_{Trimmer}$ es el valor de la línea base establecido en 0.2 V. La tensión entre los platos de la antena es por lo tanto:

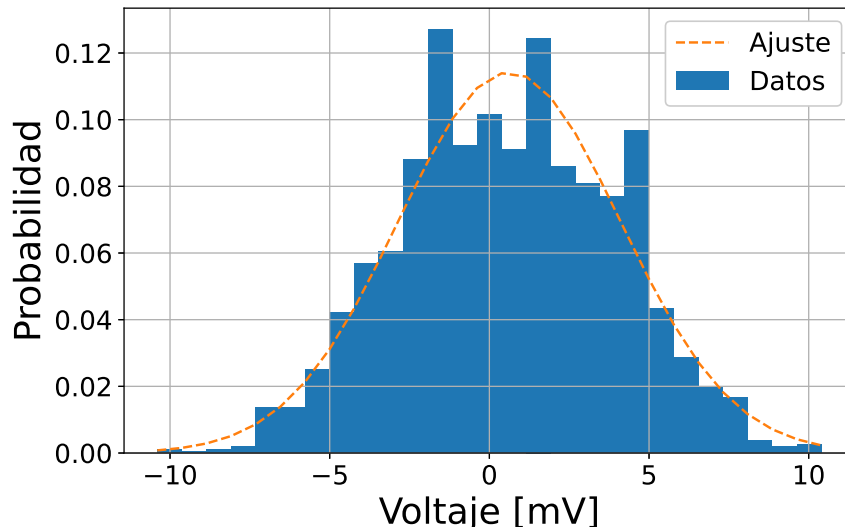
$$V_{Antena} = \frac{V_O + 0,1}{0,445} \quad (30)$$

donde V_o es la salida del circuito de acondicionamiento. Con el valor de V_{Antena} es posible determinar el campo eléctrico rápido visto por la antena según la ecuación 22.

3.5.3. Análisis de ruido Para el realizar el análisis del ruido del circuito la tarjeta se realizó la medición de la salida sin señal de entrada como se muestra en el histograma de caracterización de ruido de la Fig. 50.

La desviación estándar de la señal es $\sigma = 3,49 \text{ mV}$. Este valor determina el umbral sobre el cual la señal de entrada se considera una descarga eléctrica (3σ). Teniendo en cuenta el offset de la línea base, el umbral es:

Figura 50. Histograma de ruido del circuito de acondicionamiento. Los datos se ajustan a una distribución gaussiana de media 0 y desviación estándar 3.49 mV



$$Umbral = Offset + 3\sigma \quad (31)$$

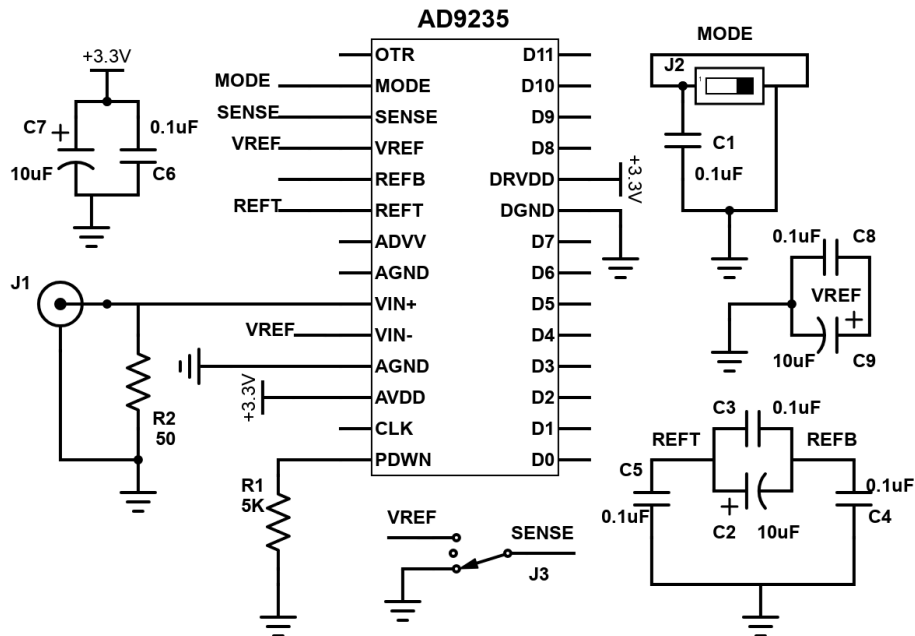
donde el *Offset* de $200mV$, dando como resultado un tensión de umbral de $210,47mV$ o 431 unidades de ADC.

3.6. DIGITALIZACIÓN

En la etapa de digitalización se usa el ADC AD9235 de 12 bits, 65 MSPS (millones de muestras por segundo) y una frecuencia de muestreo variable desde 1 MHz hasta 65 MHz.

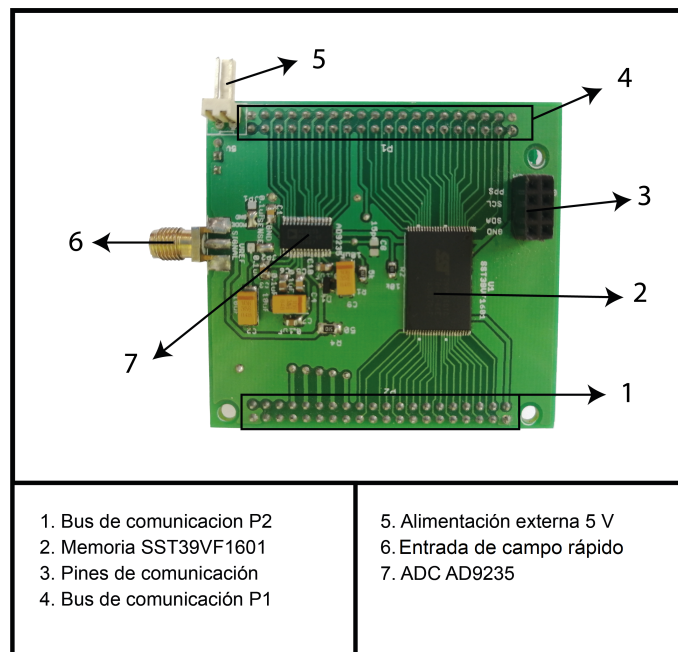
3.6.1. Funcionamiento del ADC Este ADC permite seleccionar el rango del voltaje a la entrada mediante configuraciones de hardware entre las cuales, se seleccionó un rango de operación de 2 V. Primeramente se diseñó una PCB con el montaje básico mostrado en la Fig. 51, teniendo en cuenta las recomendaciones del fabricante mostradas en su respectiva hoja de datos.

Figura 51. Circuito implementado para el uso del ADC AD9235 según las recomendaciones del fabricante y con un rango de entrada de 2 V.



El nodo **SENSE** permite la configuración del voltaje de entrada y los pines desde **D0** hasta **D11** son las salidas digitales. Para su normal operación se debe energizar e ingresar la señal de reloj que va desde 1 MHz hasta 65 MHz. En la Fig. 52 se observa el diseño del circuito impreso.

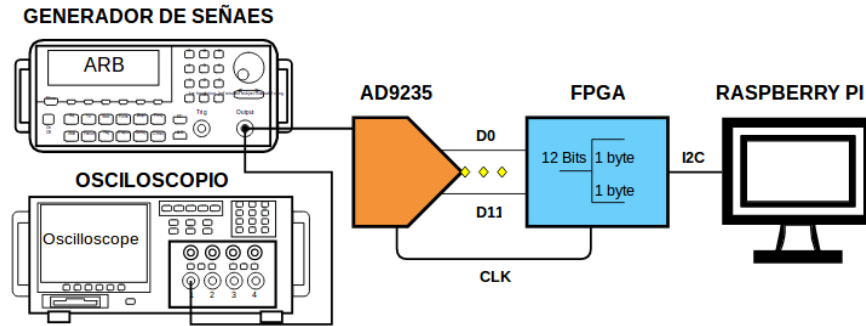
Figura 52. Circuito de detección de campo rápido. Este se compone del ADC AD9235 y la memoria SST39VF1602C.



Para verificar el funcionamiento del ADC se realizó una prueba de adquisición de una señal tipo senoidal. La señal fue generada usando el generador **Tektronix AFG1022**. La señal se conectó en paralelo al osciloscopio y el sistema de adquisición. La FPGA realizó varias funciones: la generación de la señal de reloj para el ADC (1 MHz) y la concatenación de los 12 bits entregados por el ADC como se muestra en la Fig. 53:

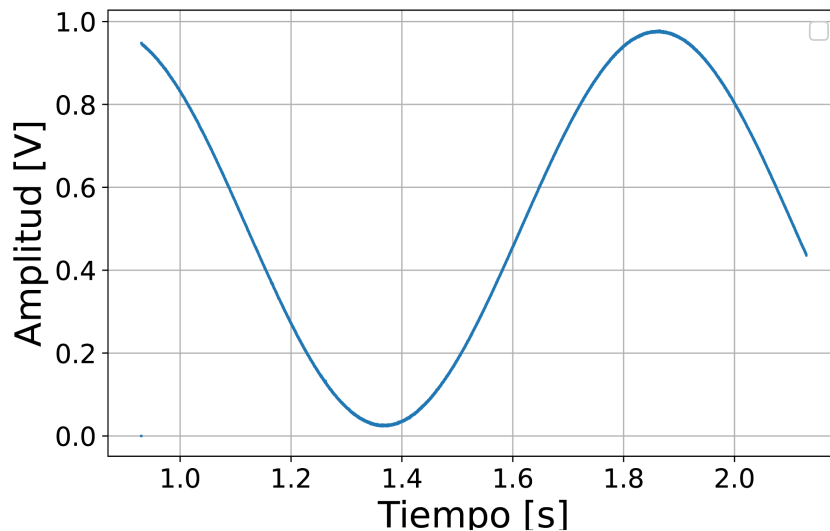
La señal de 12 bits concatenada es luego separada en 2 tramas de 1 byte para ser enviados de forma ordenada hacia la Raspberry Pi usando el protocolo I2C, implementando en la FPGA en modo esclavo. Los datos recibidos por la Raspberry, fueron organizados nuevamente para ser guardados en un archivos de texto plano

Figura 53. Esquema implementado para realizar la prueba de funcionamiento del ADC. Se generó una señal senoidal, se digitalizó y envió desde la FPGA hasta la Raspberry Pi.



y posteriormente visualizados en la Fig 54:

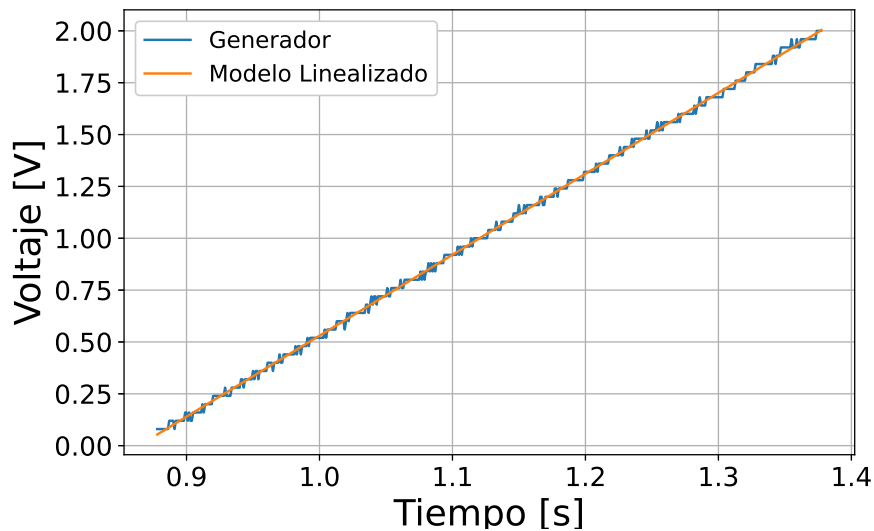
Figura 54. Prueba de funcionamiento del AD9235. El sistema de estímulo con una señal senoidal de 1 Hz.



3.6.2. Caracterización del ADC El AD9236 es un ADC de 12 bits, por lo que cuenta con $2^{12} = 4096$ niveles de cuantización o UADC (unidades de ADC). Para conocer el valor real de tensión se hace un simple proceso de conversión de unidades, sabiendo que 2 V corresponde a 4096 UADC.

Lo anterior es válido siempre y cuando el ADC presente un comportamiento lineal. Para estudiar esta característica del AD9235, generamos una señal triangular con una frecuencia de 1 Hz. La señal fue muestreada mediante un osciloscopio y comparada con la señal triangular adquirida por el ADC, como se puede ver en la Fig. 55.

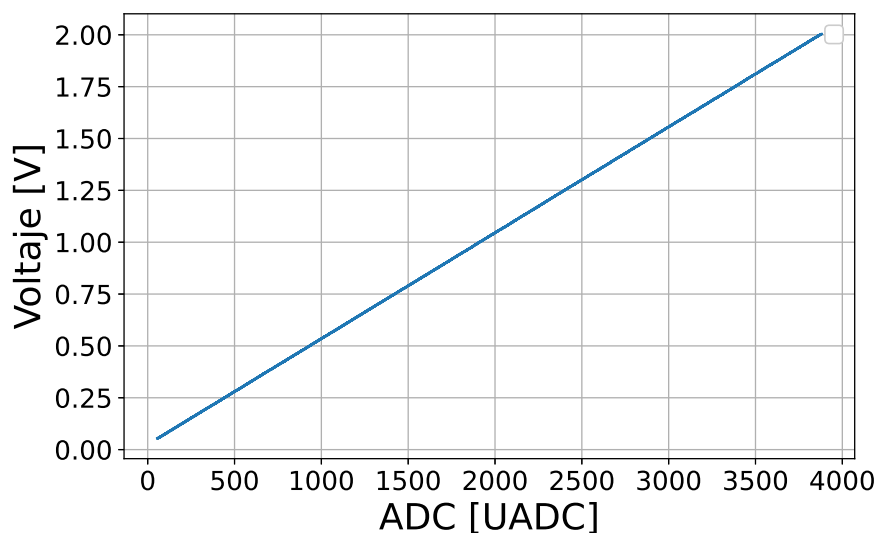
Figura 55. Porción de señal triangular empleada para realizar la caracterización de AD 9235. La señal varía desde 0 a 2 V describiendo la recta de pendiente 3.9.



En la figura se observa la rampa muestreada (azul) por el osciloscopio y el ajuste lineal (naranja) obtenido a partir de esos datos. Con los parámetros de la recta m y b (pendiente e intercepto), se genera un modelo con el mismo número de muestras

que de la seña obtenida por el ADC. Al graficar los datos del ADC vs los datos generados por el modelo, obtenemos la gráfica presentada en la Fig. 56.

Figura 56. Caracterización del AD9235 mediante los datos muestreados por el ADC vs Señal adquirida por el osciloscopio. Una UADC equivale a $488,2 \mu V$



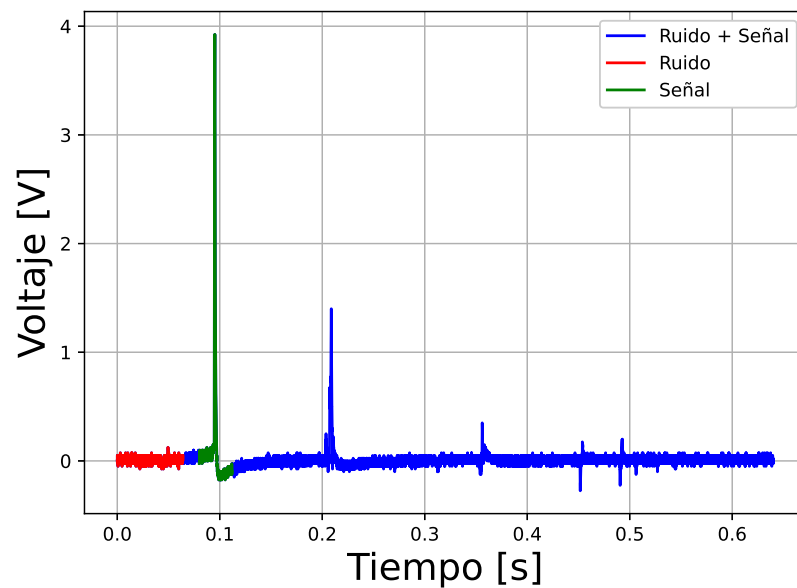
Con lo anterior se verifica el comportamiento lineal del AD9235, razón por la cual utilizamos el factor de conversión:

$$\frac{1}{2048} \frac{V}{UADC} \quad (32)$$

para obtener la tensión real de la muestras entregadas por ADC. Lo que conlleva a que 1 UADC es $488,2 \mu V$.

3.6.3. Análisis frecuencial Para determinar la frecuencia de muestro adecuada para el sistema, se emplearon varias de las señales captadas por la antena sin el circuito integrador. Los pulsos mostrados en la Fig. 57 corresponden a una tormenta eléctrica en la ciudad de Bucaramanga el día 2 de marzo del año 2020. El la Fig. 57.

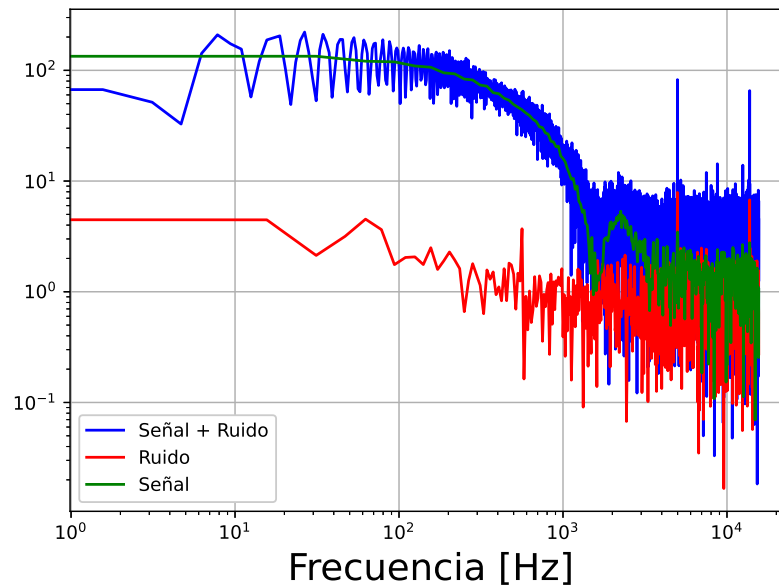
Figura 57. Descarga eléctrica registrada con la antena durante la tormenta del 02/03/2020. Se observa la componente de ruido (rojo), el pico de tensión a causa de la descarga (verde) y la totalidad del evento (azul).



El pulso observado fue registrado usando el osciloscopio **TECTRONIX TDS 2002B**. En la gráfica se observa el ruido (rojo) y el pico de tensión en las placas de la antena ocasionado por la descarga eléctrica (verde). Al aplicar la transformada de Fourier de la señal mencionada se obtiene la Fig. 58.

Al observar el espectro identificamos las componentes frecuenciales de la señal.

Figura 58. Transformada de Fourier de la señal obtenida con la antena durante una descarga eléctrica.



Observamos frecuencias máximas cercanas a los 10 KHz en la señal de descarga así como componentes frecuenciales del ruido > 10 KHz. Para poder reconstruir la forma de los pulsos registrados se determinó una frecuencia de muestreo de 100 KHz.

3.7. REGISTRO DE EVENTOS

En este punto del proyecto se diseñó y construyó la antena de campo eléctrico rápido, se diseñó e implementó el circuito integrador y de procesamiento de la señal de la antena y también se logró operar el ADC. El siguiente paso fue diseñar e implementar la lógica de adquisición de señales.

El sistema debe ser capaz de identificar una descarga eléctrica y registrar el evento en una memoria externa. Esta memoria externa debe ser de rápida escritura y acceso, con entrada y salida paralela y capacidad debe ser superior a los 1.2 Mb (100K muestras x 12 bits).

Se usó el chip **SST39VF1602C** como memoria principal para el almacenamiento de los eventos en tiempo real. Este es un dispositivo económico, de 16 bits, con 70 ns de tiempo de acceso para lectura, 16 Mbits de almacenamiento y permite hasta 100.000 ciclos de escritura. Existen 3 procesos importantes para el manejo de este dispositivo: la escritura, lectura y borrado, los cuales se controlan según la tabla 2.

Tabla 2. Modos de operación de la memoria SST39VF1602C controlada por 5 señales.

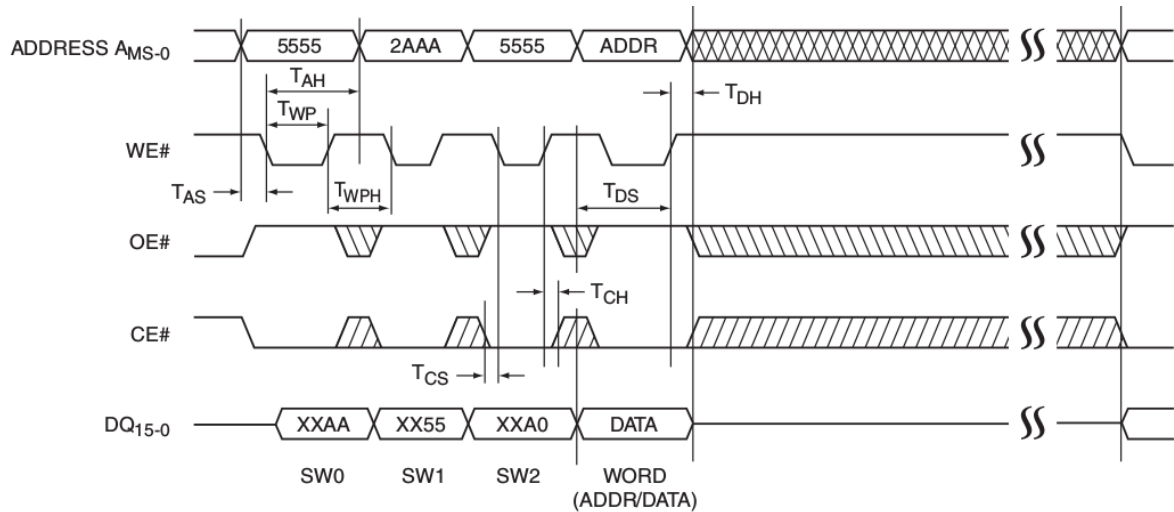
Modo	CE#	OE#	WE#	DQ	DIR
Lectura	0	0	1	D_{OUT}	A_{IN}
Escritura	0	1	0	D_{IN}	A_{IN}
Borrado	0	1	0	X_C	Tipo
Espera	1	X	X	Z	X

Los valores con **X** indican que no importa el valor que tenga para ese determinado modo. X_C indica una serie de números que se deben ingresar según la hoja de datos, para realizar la tarea de borrado según el **Tipo** de borrado, ya que son 3 modos como se explicará más adelante.

3.7.1. Escritura Las memorias son una matriz en la cual podemos guardar información, en este caso organizada por bloques de $2^{20} = 1048576$ direcciones de memoria y 16 columnas en la cuales se registra la información. Para escribir un número en una dirección de memoria se realizar una serie de pasos de control, uti-

lizando 5 señales llamadas: WE, OE, CE, DQ y ADDRESS (DIR).

Figura 59. Flujo de señales de control para el proceso de escritura de un dato (DATA) en una dirección de memoria específica (ADDRESS).

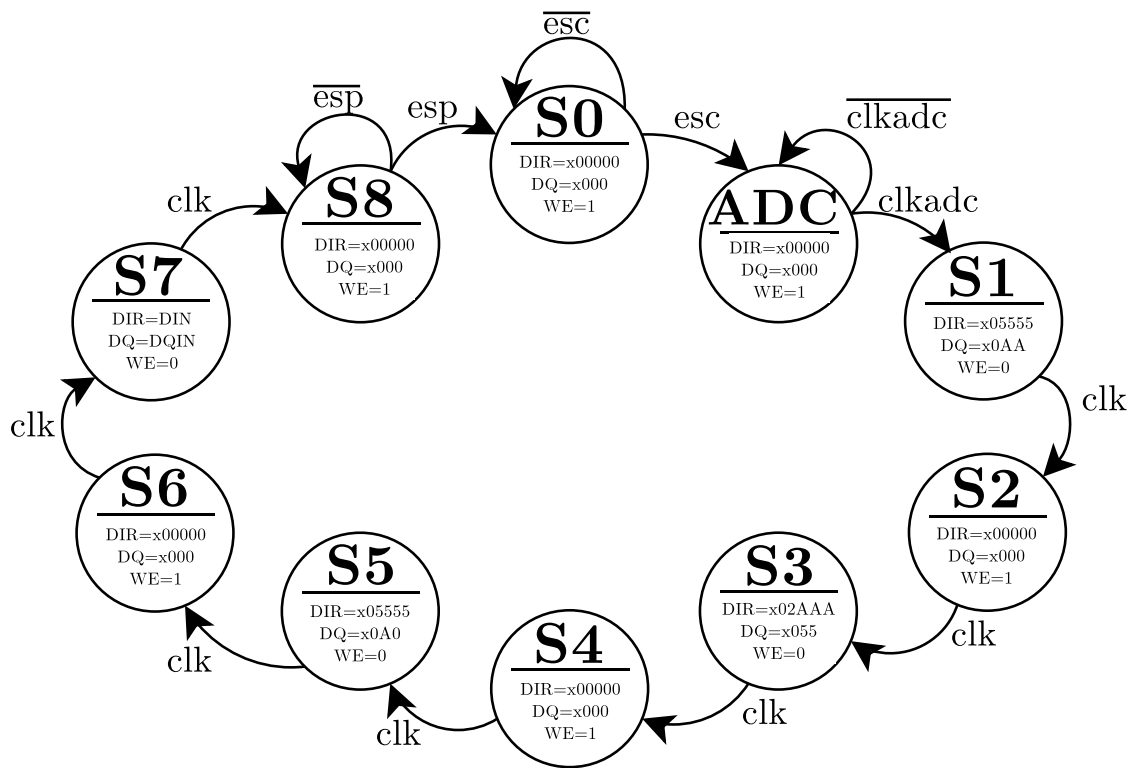


La Fig. 59 muestra el procedimiento para realizar un ciclo de escritura en la memoria. Para tal fin las señales $OE\#$ y $CE\#$ son constantes. Estas señales al igual que las 3 restantes $WE\#$, DQ y DIR (ADDRESS) se controlan con la tarjeta de desarrollo Mimas Spartan 6 FPGA, bajo la cual, usando el lenguaje VHDL se implementó la máquina de estados mostrada en la Fig. 59).

La máquina funciona con el reloj principal de la FPGA (100 MHz), sin embargo, en su descripción de VHDL se reduce su frecuencia a 50 MHz. Por otra parte, el reloj que controla el ADC (**clkadc**) tiene una frecuencia de 1 MHz, mínimo requerido para el funcionamiento del ADC.

La máquina cuenta con 10 estados, siendo S_0 el estado inicial. Para hacer una operación de escritura se envía un pulso en alto llamado **esc**, para pasar al siguiente

Figura 60. Máquina de estados para la escritura de la de memoria.



estado llamado *ADC*, en donde se espera a que la señal **clkadc** se encuentre en alto. Lo anterior se hace con la finalidad sincronizar la escritura de tal forma que el valor que se escriba en la memoria sea la lectura actual del ADC y no el valor de lectura del ciclo anterior de reloj.

En el estado *S1* se programa el envío de las 5 señales de control. Éstas son declaradas como salidas de la FPGA y conectadas a la memoria como se muestra en el circuito mostrado en la Fig. 46. Se programan los pines $OE\# = 1$ y $CE\# = 0$ y las señales restantes tomaran su valor dependiendo del estado en que se encuentren.

Los estados *S1*, *S3*, *S5* y *S7* son los estados en los cuales se hace la escritura y

las señales DIR , DQ y $WE\#$ toman sus respectivos valores como se muestra en la máquina de estados. Las transiciones entre estados se dan cada vez que el reloj (clk) tiene un flanco ascendente. Los estados $S2$, $S4$, $S6$ y $S8$ son de pausa durante el cual se desactivan las señales DIR , DQ y $WE\#$. Estos estados son claves para lograr una escritura correcta de un dato en la memoria.

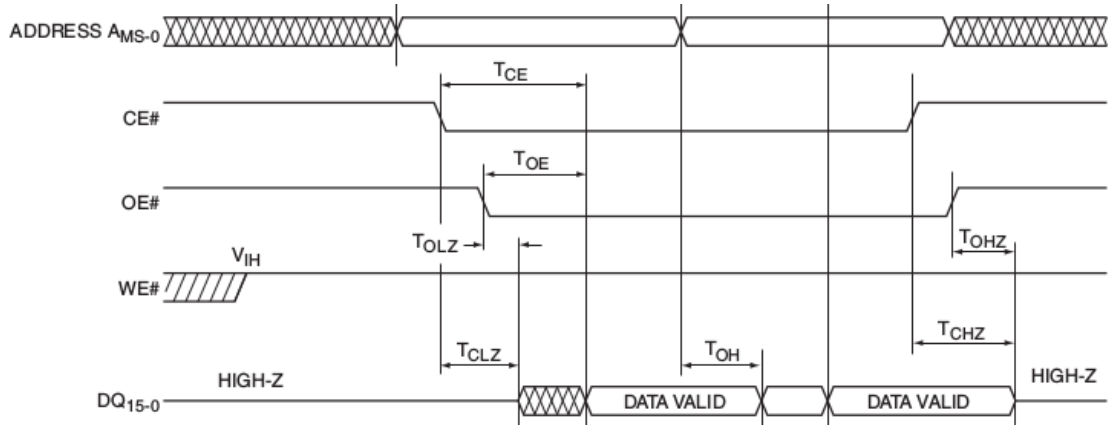
Durante el estado $S7$, los valores de DIR y DQ toman el valor de del número deseado a escribir en la dirección de memoria que se indique. Durante el próximo ciclo de reloj la máquina entra al estado $S8$ donde hace una espera de ~ 9.8 us, para un total de 10 us por escritura.

El ADC funciona a 1 MHz (1 millón de muestras por segundo), pero sólo escribimos 1 de cada 10 muestras, reduciendo la frecuencia de muestreo en un factor de 10 (100 KHz). Lo anterior se debe a que la memoria tiene un tiempo de escritura mínimo de ~ 7 us. Adicionalmente si la frecuencia de muestreo es 1 MHz la transmisión de datos a través del protocolo I2C desde la memoria a la Raspberry a través de la FPGA tomaría ~ 4 minutos, aumentando el tiempo muerto de detección. Empleando una frecuencia de 100 KHz, el tiempo envío de datos a la Raspberry es ~ 40 s. Finalmente una vez termina la espera, se entra nuevamente al estado $S0$, donde queda a espera de otra escritura.

3.7.2. Lectura Para la lectura de los datos escritos en la memoria el procedimiento mantiene el uso de las 5 señales mencionadas anteriormente con algunas variaciones. En el procedimiento de lectura la señal $WE\#$ toma un valor constante y varían $CE\#$ y $OE\#$ según se muestra en la Fig. 61.

La lectura de los datos almacenados se hace desde la Raspberry Pi. La FPGA se

Figura 61. Flujo de señales de control para el proceso de lectura de un dato (DQ) en una dirección de memoria específica (ADDRESS).

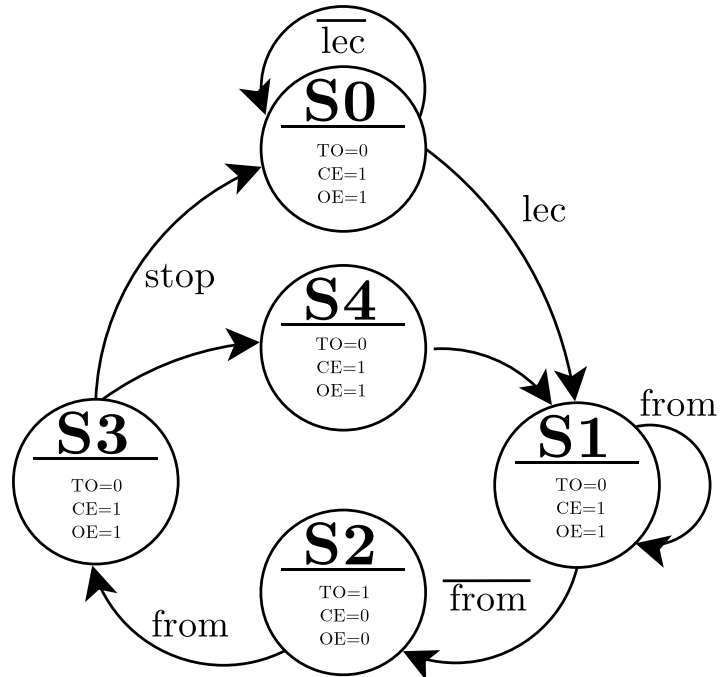


comunica con la Raspberry Pi mediante el protocolo I2C. La FPGA es esclavo y la Raspberry maestro puesto que es ella quien solicita que se le envíe un dato. Teniendo en cuenta lo anterior se propone el diseño de la máquina de estados mostrada en la Fig. 62:

Esta máquina cuenta con 5 estados, opera de igual forma que la escritura con una frecuencia final de 50 MHz. En su estado inicial denominado S_0 una señal **lec** inicia el proceso de lectura de una dirección determinada. Una vez la señal **lec** toma el valor de alto, se pasa al siguiente estado S_1 . Cuando la señal **from**, enviada desde la Raspberry hacia la FPGA, toma el valor de bajo se hace la transición al estado S_2 .

Es ese estado la señales $OE\#$ y $CE\#$ se establece en bajo, indicándole a la memoria que debe hacer una lectura en la dirección especificada. Las salidas de la memoria estarán conectadas directamente a la FPGA, la cual toma ese número, lo organiza y divide en 2 bytes que son enviados a la Raspberry. La Raspberry responde dicha acción indicando que recibió los datos y evitando múltiples lecturas de una

Figura 62. Máquina de estados para el proceso de lectura de memoria.



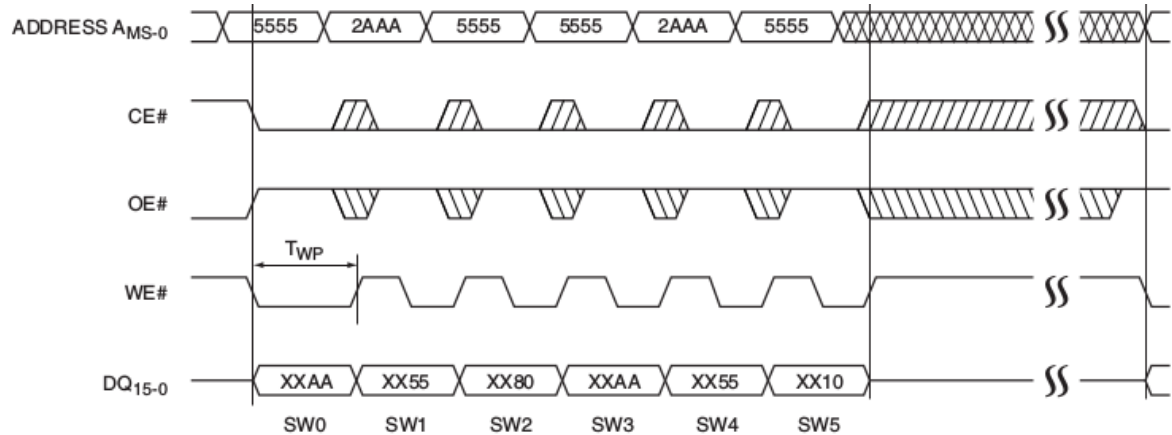
misma dirección.

En el estado *S3* la señal **stop** indica la finalización de la lectura de datos. Esta señal es controlada por un contador que trabaja en paralelo con la máquina.

3.7.3. Borrado El borrado de la memoria se hace de bajo la misma estrategia empleada en la escritura. El fabricante ofrece tres formas diferentes de borrado: por sectores, por bloques o un borrado total. Para este trabajo se implementó un borrado total de la memoria siguiendo el esquema presentado en la Fig. 63.

Para realizar el borrado de memoria se implementa la máquina de estados que se muestra en la Fig. 64. La máquina inicia en el estado *S0* y pasa al estado *S1* cuando

Figura 63. Flujo de señales de control para el proceso de borrado total de la memoria



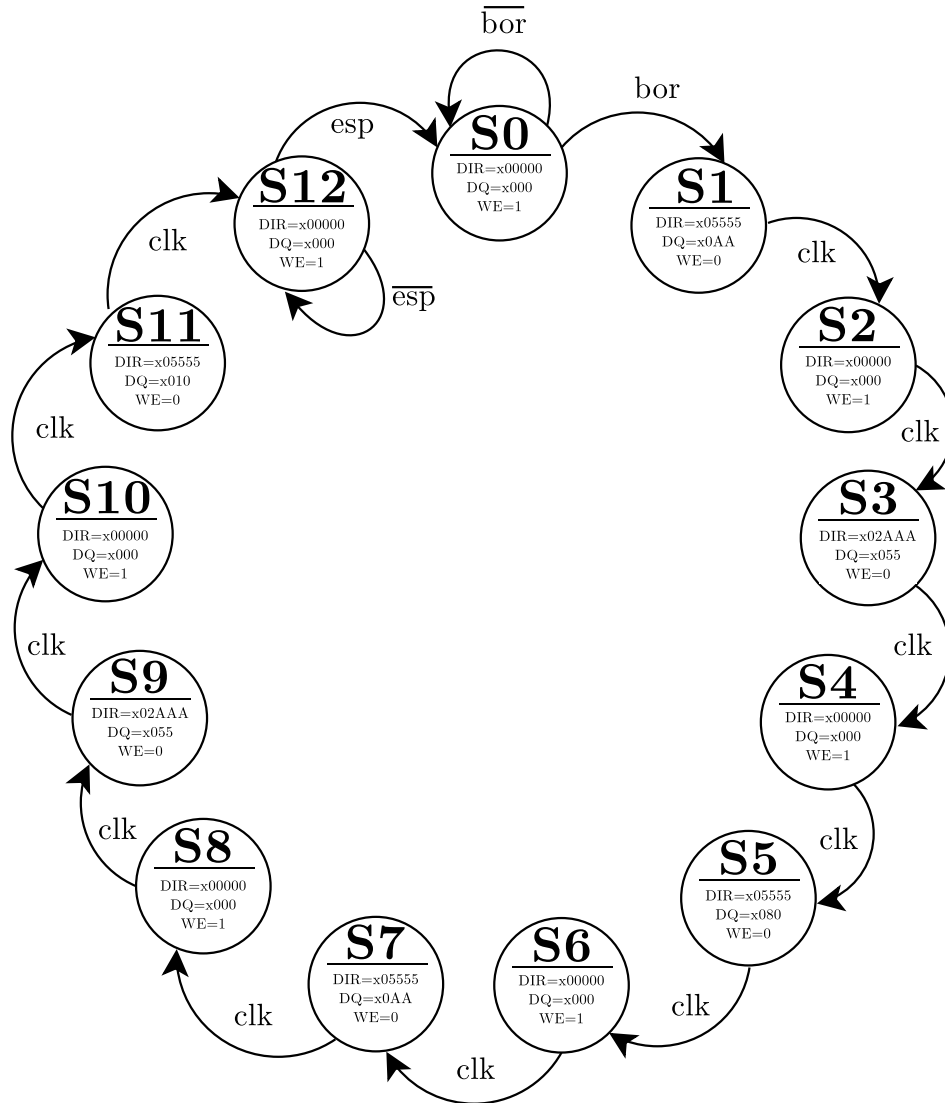
se activa la señal **bor**. En este estado se envía la primera trama de datos compuesta de 6 palabras de control, tanto para las direcciones (5555,2AAA,5555,5555,2AAA,5555) como para la *DQ* (XXAA, XX55, XX80,XXAA,XX55,XX10). Dicha escritura de *DIR* y *DQ* se hace en los estados impares ($S_1, S_3, S_5, S_7, S_9, S_{11}$) y los estados pares (S_2, S_4, S_6, S_8 y S_{12}) forman parte de los estados de pausa, en los cuales las palabras enviadas son ceros, excepto por *WE#* que cambia su estado a un valor de alto.

Finalmente, en el estado S_{12} se hace una pausa, controlada por un contador. Esta pausa bloquea cualquier otro proceso que genere un conflicto.

3.8. SISTEMA DE ADQUISICIÓN

La integración de todo el sistema de adquisición debe ser capaz de identificar un evento, muestrearlo con un período de 10 us y escribirlo en la memoria. Una vez ocurre la descarga eléctrica, se muestrean y almacenan temporalmente ~ 1.2 s de la señal y comienza la transferencia de la información hacia la Raspberry Pi, donde

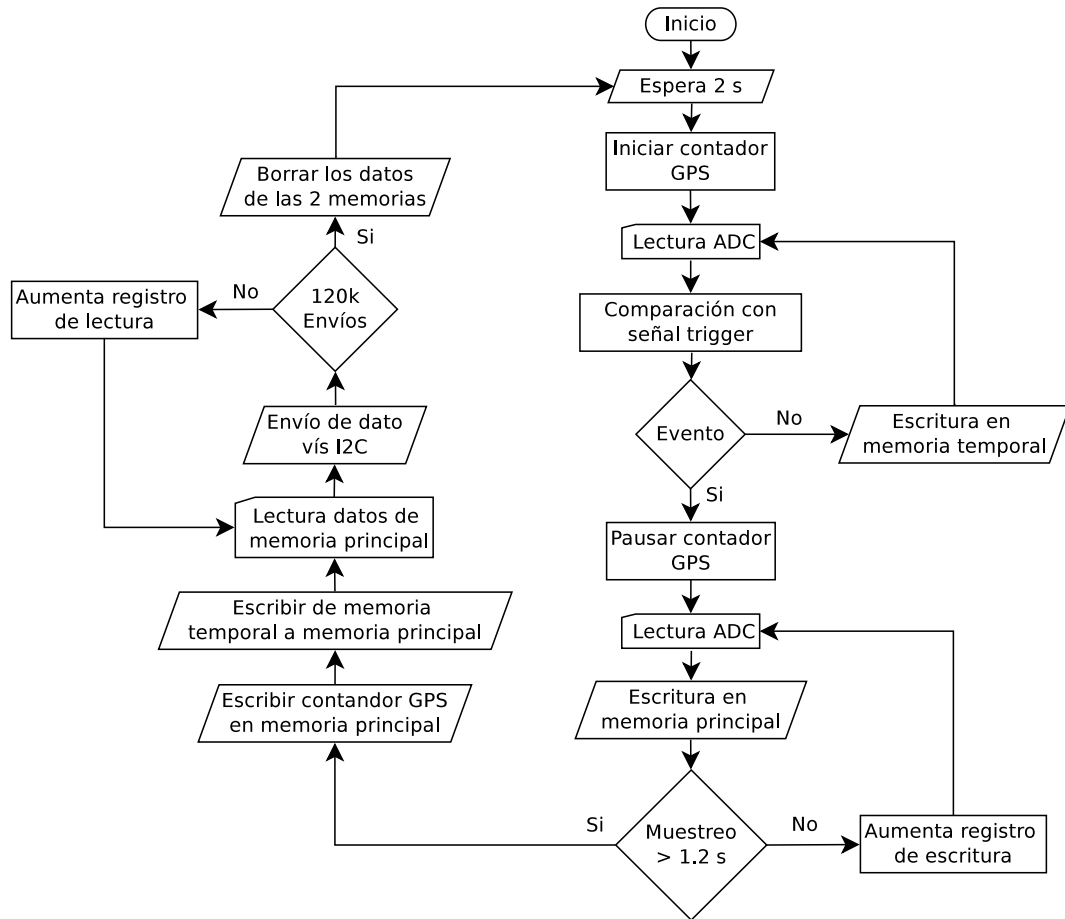
Figura 64. Diseño de máquina de estados para el borrado completo de la memoria



la señal es organizada y guardada en un archivo de texto plano con sus respectivos metadatos como se ve en la Fig. 65. El sistema de adquisición debe ser capaz de identificar la ocurrencia del evento con una precisión de 10 ns.

Apenas el sistema es energizado, inicia una pausa de 2 s, después del cual entra en

Figura 65. Diagrama de flujo del funcionamiento del sistema de adquisición de campo eléctrico rápido.



modo adquisición. Primeramente se inicia un contador con pasos de 10 ns sincronizado (sección 3.8.6) con la señal **PPS** (pulso por segundo) entregada por el GPS de la estación. Luego las lecturas entregadas por el ADC del sistema ingresan a la FPGA donde se comparan con el nivel umbral establecido en ~ 500 mV. Cuando la lectura actual del ADC supera el umbral, registra una descarga eléctrica, de lo contrario, siempre estará esperando un evento. En dicho modo, se guarda constantemente datos en una memoria auxiliar de 180 bits con la finalidad de reconstruir las 12 muestras previas al evento y evitar el uso de la memoria principal de manera

excesiva.

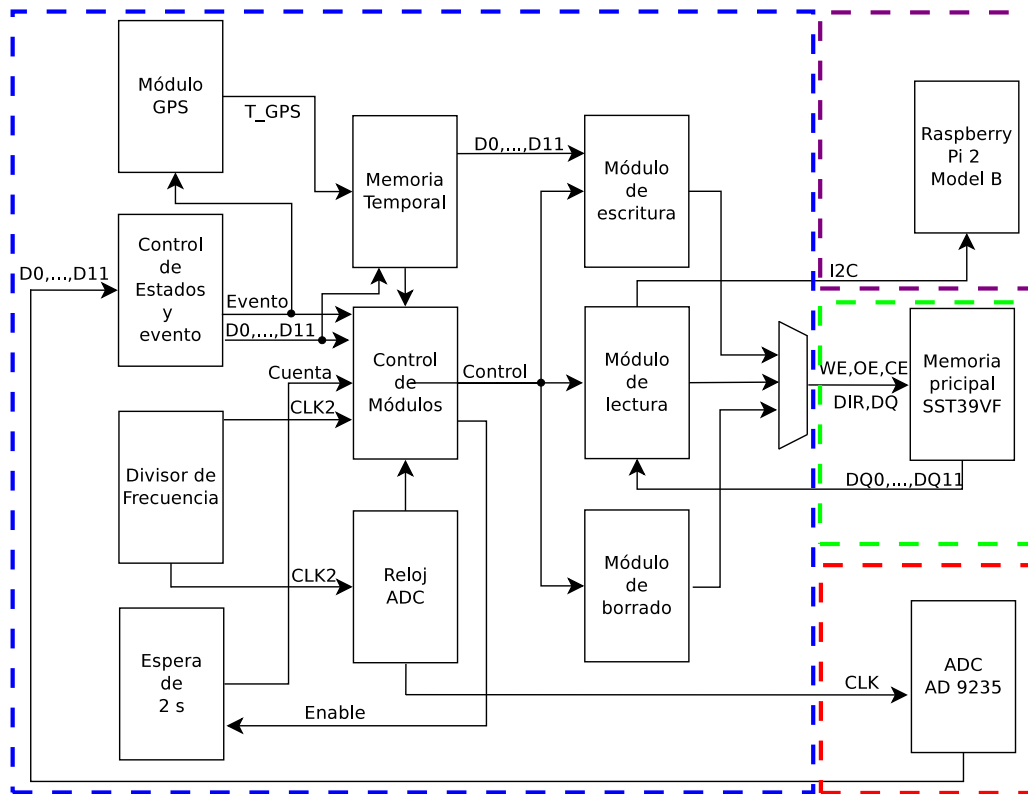
Una vez se detecta un evento, se pausa del contador con el cual se obtiene el tiempo de ocurrencia. Inmediatamente las lecturas del ADC se escriben en la memoria principal (SST39VF1602C) hasta que se hayan muestreado 1.2 s del evento. Una vez finaliza este proceso, se mueve la información del contador y las muestras previas al evento a las últimas direcciones de la memoria principal.

Finalmente se hace la lectura de la memoria, el envío de los datos a la Raspberry Pi y las 120.000 muestras (1.2 s) son eliminadas en su totalidad de la memoria principal. A continuación se muestra en la Fig. 66 los bloques, módulos o subsistemas empleados en el sistema de adquisición de campo rápido.

3.8.1. Divisor de frecuencia La señal de reloj principal de la FPGA es de 100 MHz, demasiado rápida para operar los módulos mostrados en la Fig. 66, por lo que surgen la necesidad de reducir la frecuencia. Para ello se emplea el módulo divisor de frecuencia, el cual genera una señal cuadrada de 50 MHz. Sobrepasar este valor podría generar procesos de escritura o lectura errónea en la memoria principal. La división frecuencial se logra mediante la implementación de un contador que aumenta con cada ciclo de reloj (10 ns), como se puede ver en la Fig. 67.

Siempre que se inicia el contador, se establece su valor en 0, posteriormente, se compara el valor establecido como límite **N** con el valor actual del contador. En caso de ser mayor a **N** el contador se reinicia automáticamente, sino se aumenta en una unidad del valor del contador. Gracias a que el aumento del contador con cada unidad es constante (10 ns), es posible generar señales con períodos múltiplos de 10 us.

Figura 66. Diagrama de bloques del sistema de adquisición implementado en la FPGA. Se muestran todos los módulos y submódulos diseñados en VHDL. Dentro del cuadro azul se muestra el diseño en la FPGA, en morado la Raspberry Pi, en verde la memoria principal y en el rojo el ADC.



3.8.2. Señal de reloj ADC Para generar la señal de reloj del ADC, se debe emplear en cascada al reductor de frecuencia de 50 MHz, otro reductor de frecuencia para ajustar la señal de salida a 2 MHz como se muestra en la Fig. 68.

El bloque divisor de frecuencia entrega un pulso de 50 MHz que actúa como habilitador del siguiente bloque reductor de frecuencia 2 MHz. La señal de 50 MHz habilita el contador 50 millones de veces en un segundo (50 MHz). Al limitar el valor de contador a un número fijo, se genera una señal de menor frecuencia, en este

Figura 67. Funcionamiento del contador para la implementación del divisor de frecuencia en la FPGA.

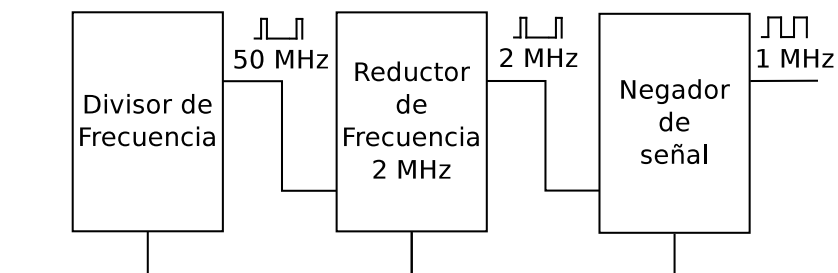
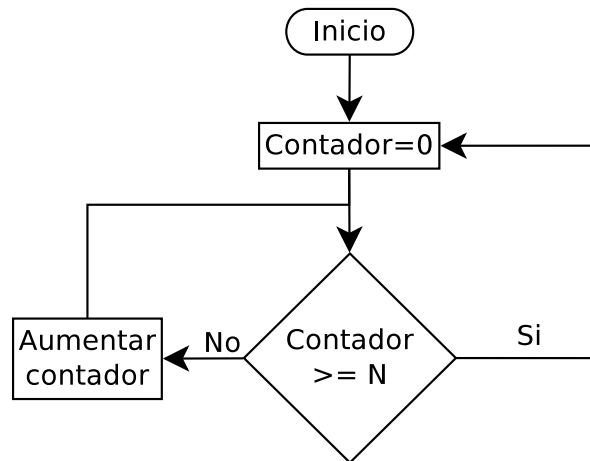


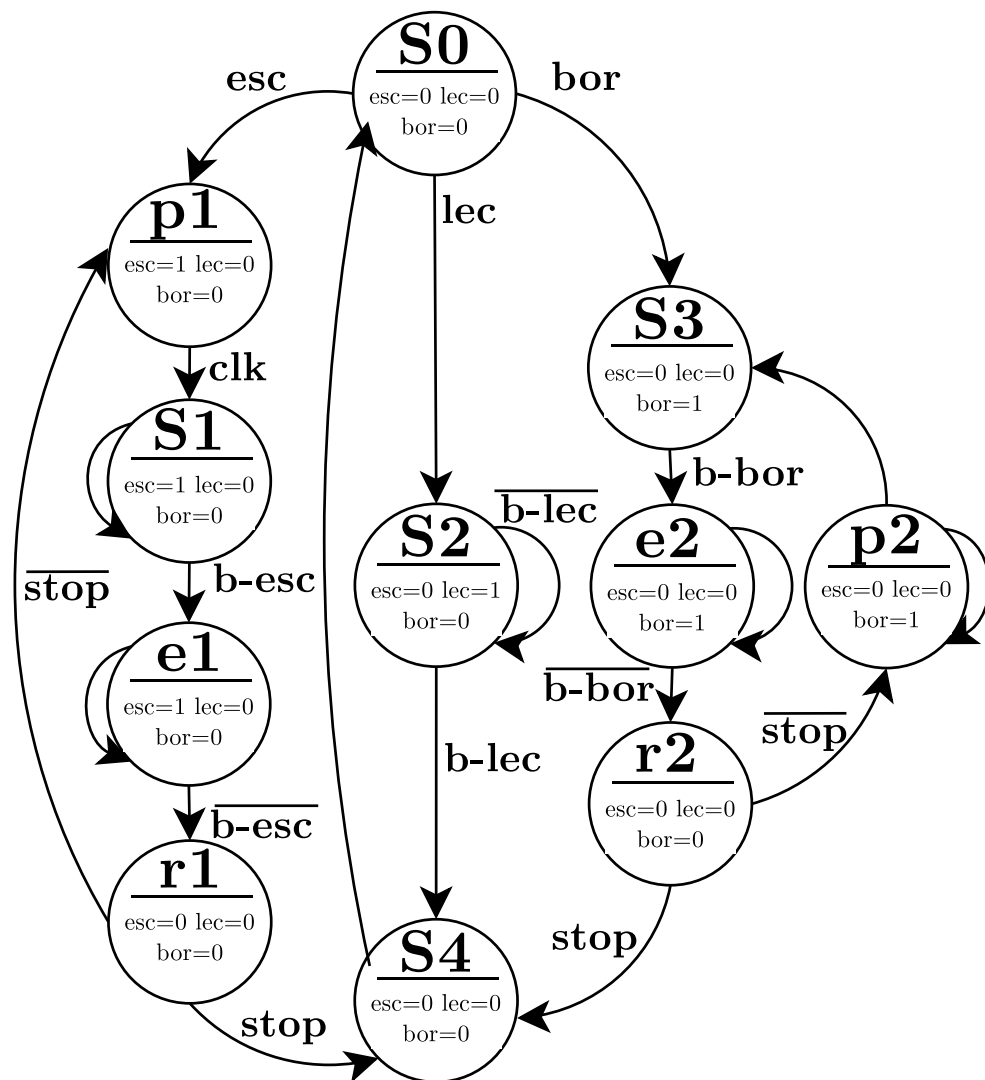
Figura 68. Divisor de frecuencia. La señal del reloj de la FPGA es reducida de 100 MHz a 2 MHz y después a 1.04 MHz.

caso ~ 2 MHz.

De igual forma, se utiliza la señal de 2 MHz como habilitador del siguiente módulo negador de señal, cuya función es invertir un pulso cada vez que sea habilitado, generando una señal cuadrada de ~ 1 MHz con la cual opera ADC AD9235.

3.8.3. Máquina de control de módulos Una parte importante del diseño es automatizar los procesos de escritura, lectura y borrado de memoria. La máquina de estados implementada se muestra a continuación en la Fig. 69.

Figura 69. Máquina de estados para el control de los procesos de escritura, lectura y borrado.



El estado inicial de esta máquina es S_0 del cual se dividen 3 ramas, a la izquierda

los estados $p1$, $S1$, $e1$, y $r1$ correspondientes al proceso de escritura, en el centro el estado $S2$ hace la lectura de múltiples registros y finalmente a la derecha con los estados $S3$, $e2$, $p2$ y $r2$ correspondientes al borrado de la memoria.

El proceso de escritura inicia una vez se genera el pulso de escritura **esc** entregado por otra máquina mostrada en la Fig. 66 con el nombre de control de estados y eventos. Con eso se entra al estado $p1$ durante el cual se habilita un contador para la lectura del primer registro de la memoria.

Durante el siguiente ciclo de reloj se cambia al estado $s1$, en el cual se genera el pulso de escritura (**esc**) de la máquina de escritura de la Fig. 60, dando lugar a la escritura de en el primer registro de memoria. La señal **b-esc**, hace referencia a la bandera que envía dicha máquina indicando que inició y terminó el proceso de escritura, haciendo la transición de estados de $s1$ a $e1$ y de $e1$ a $r1$. En dicho estado se pregunta si el contador de dirección llegó a su fin, es decir si se escribieron todas las direcciones de memoria, si no se cumple se regresa al estado $p1$ y si cumple se llega al estado $s4$ (retorno al inicio).

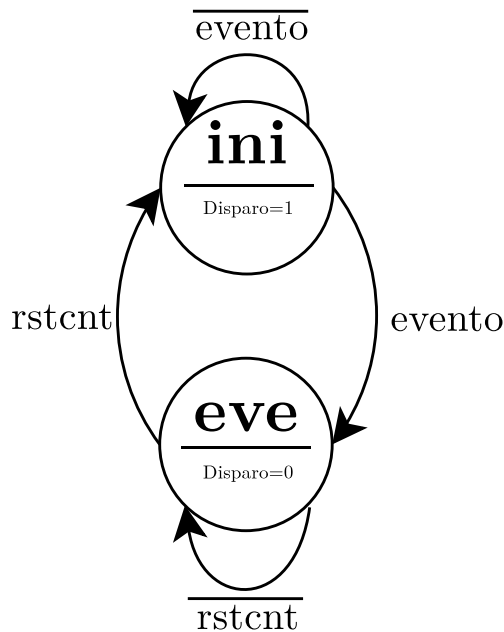
El módulo de lectura mostrado en la Fig. 66 cuenta con un contador de registros, que establece el número final de lecturas que se desea hacer en la memoria. Una vez se activa la señal **lec**, se pasa al estado $S2$, donde se quedará hasta que la señal **b-lec** tome el valor de alto (cuando el contador llegue al final) dando lugar a la transición al estado a $S4$.

La configuración de estados $S3$, $e2$, $r2$ y $p2$ funciona de igual forma que la escritura. El estado $S3$ ejecuta la opción de borrado mostrada en la máquina de la Fig. 64. Los estados $e2$ y $r2$ son de espera y confirmación: espera a que se realice la instrucción

de borrado. En el estado $r2$ se toma la decisión de ejecutar más instrucciones de borrado, en caso de que se desee borrar la memoria por bloques. Sin embargo, este se encuentra por defecto en la configuración de borrar la memoria en su totalidad.

3.8.4. Detección de eventos y control del estados En el diagrama de bloques mostrado anteriormente (Fig. 66) se presenta el módulo de control de eventos y estados conectado a la salida del ADC. Su función es concatenar correctamente las salidas digitales del ADC y comparar cada muestra constantemente con el umbral. Una vez se supere este umbral, la señal llamada **evento** de la Fig. 70 se activa.

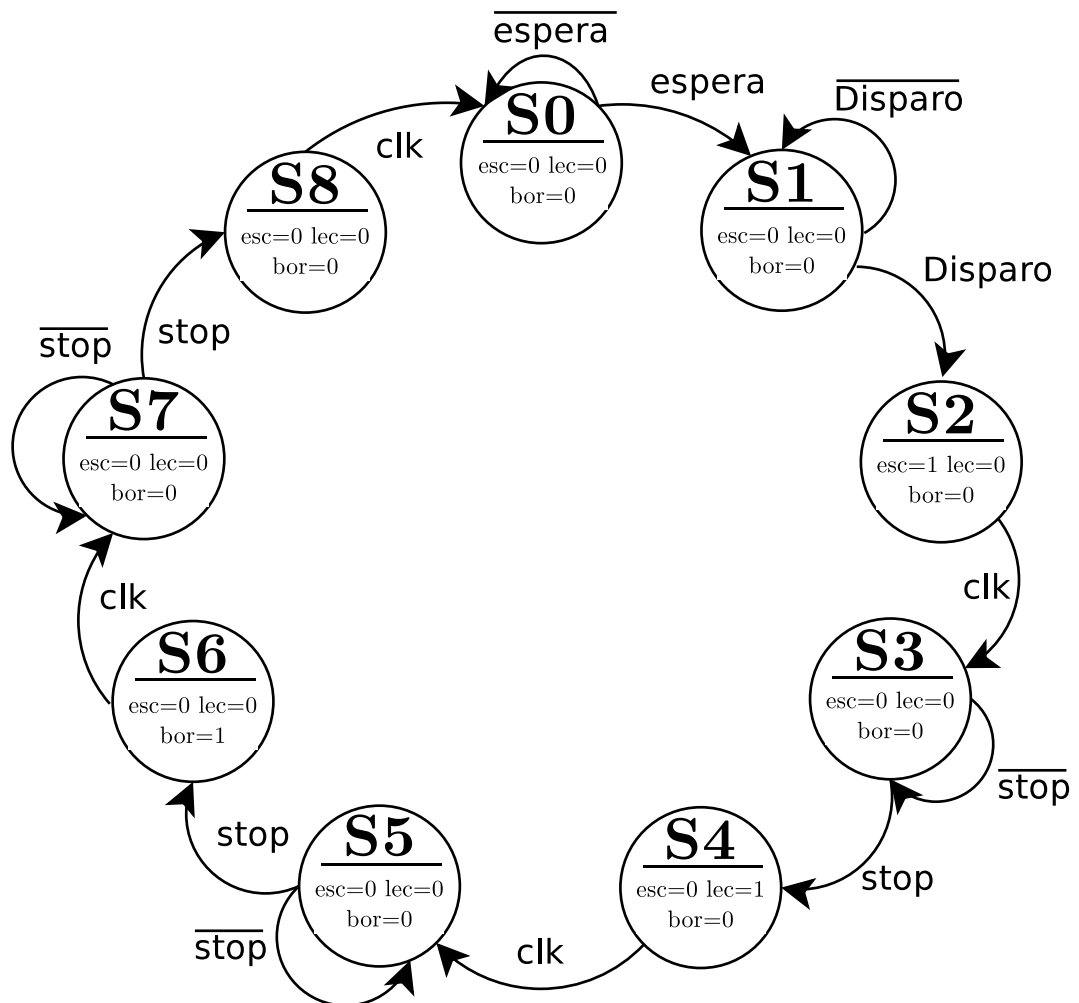
Figura 70. Máquina generadora de la señal de **disparo** o detección de descarga eléctrica.



La activación de la señal evento ocasiona una transición al estado *eve*, en el cual el

sistema permanece hasta que ocurra un reinicio una vez finalice la escritura, envío de datos desde la memoria a la Raspberry Pi y borrado de la memoria. La señal de salida de esta máquina (**disparo**) se mantendrá en alto una vez se detecte el evento y permanecerá así hasta que se reinicie el sistema.

Figura 71. Máquina de control de eventos de escritura y lectura de múltiples direcciones de memoria y borrado completo.



Para automatizar todo el proceso desde la detección del evento, se diseñó la má-

quina de control mostrada en la Fig. 71. Una vez inicia la máquina en estado S_0 se activa el contador mostrado en la Fig. 66, dando lugar a una espera de 2 s. Luego se entra al estado S_1 en el cual el sistema espera que ocurra un evento o descarga eléctrica. Como se mencionó anteriormente una vez suceda, la señal **disparo** se activa permitiendo la transición al estado S_2 , donde se genera un pulso de escritura para iniciar el proceso de muestreo del evento y su almacenamiento en la memoria con un número de muestras previamente determinadas.

La máquina permanece en el estado S_3 hasta escribir en la memoria todo el evento. Una vez se escriba el último registro de la memoria, se activa el pulso **stop** permitiendo la transición al estado S_4 , donde estará por un ciclo de reloj activando el pulso de lectura. Una vez finaliza la lectura se hace la transición al estado S_6 iniciando el borrado de toda la memoria transitando al estado S_8 . En este último estado se genera el pulso de reinicio de todo el sistema.

Adicionalmente, esta máquina controla los LED integrados en la FPGA, para facilitar al usuario el uso y visualización del estado actual del sistema de adquisición de campo rápido. En la tabla 3 es muestra el estado de los LED dependiendo del estado del sistema.

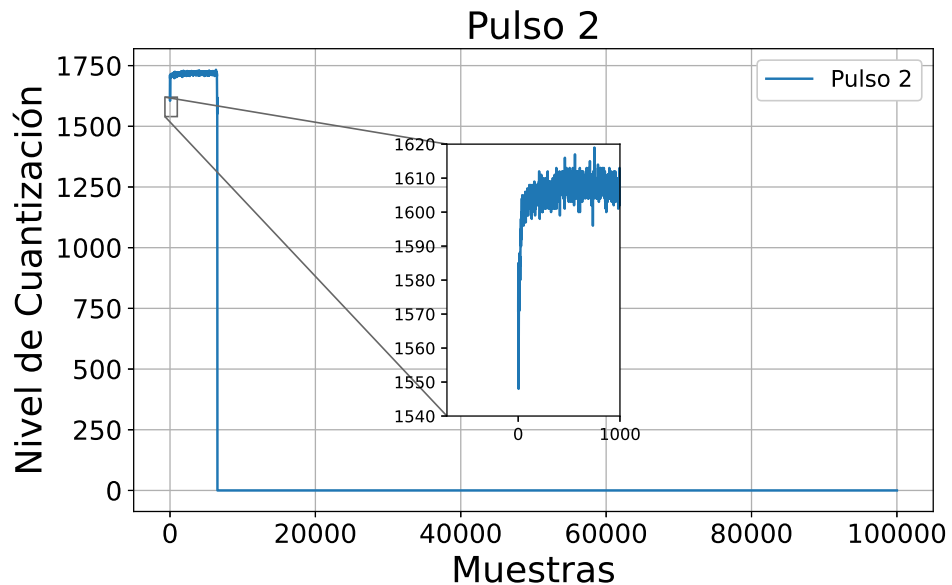
3.8.5. Memoria temporal Una vez se obtuvieron los primeros resultados del sistema de adquisición completo se validó que al detectar un evento se hacen los correspondientes procesos de escritura, lectura, envío de datos y borrado de la memoria. Sin embargo, es necesario almacenar algunas muestras antes del evento con el fin de recuperar el inicio del pulso. En la Fig. 72 se observa como luce un pulso registrado sin preservar los datos iniciales del evento inferiores al umbral de detección.

La memoria temporal registra 12 muestras anteriores al punto de disparo con el fin

Tabla 3. Tabla de encendido de LEDs que actúan como indicadores del estado actual de la estación.

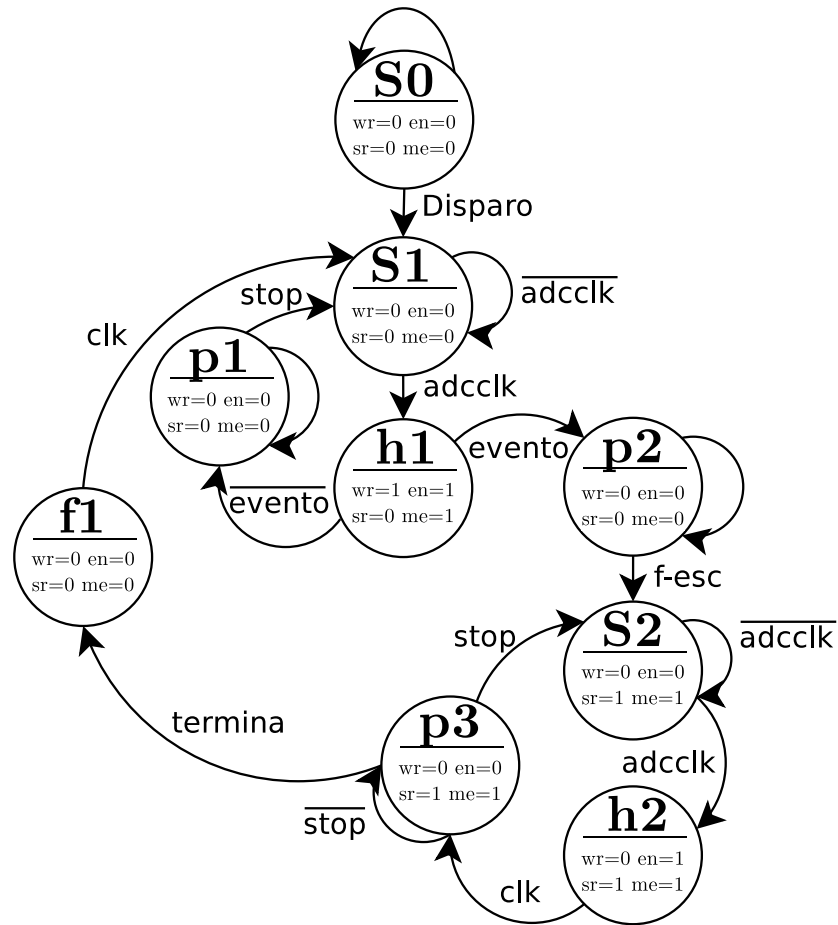
Estados	LEDs
S0	10000000
S1	11000000
S2	11110000
S3	11110000
S4	11111100
S5	11111100
S6	11111111
S7	11111111
S8	11111111

Figura 72. Zoom aplicado a la gráfica del pulso 2, específicamente al comienzo del pulso, donde se ven un salto en los datos y se desconoce el comportamiento de los datos antes del evento.



de recuperar esta información. El control de dicha memoria se hace a través de una máquina de estado mostrada en la Fig. 73.

Figura 73. Máquina de control para la operación de la memoria secundaria para registro de 12 muestras anteriores al evento.



Esta máquina inicia en el estado S_0 , espera 2 s y hace la transición al estado S_1 hasta que la señal del reloj del ADC se active. Una vez suceda esto, se pasa al estado h_1 , donde habilitará la memoria temporal para registrar un dato. Aquí pueden suceder 2 cosas: que se halla detectado un evento o no; en caso de que no, la señal **evento** se desactiva permitiendo la transición al estado p_1 , durante el cual hará una espera de ~ 9.8 us, para sincronizarse con la frecuencia de muestreo y luego volverá al estado S_1 .

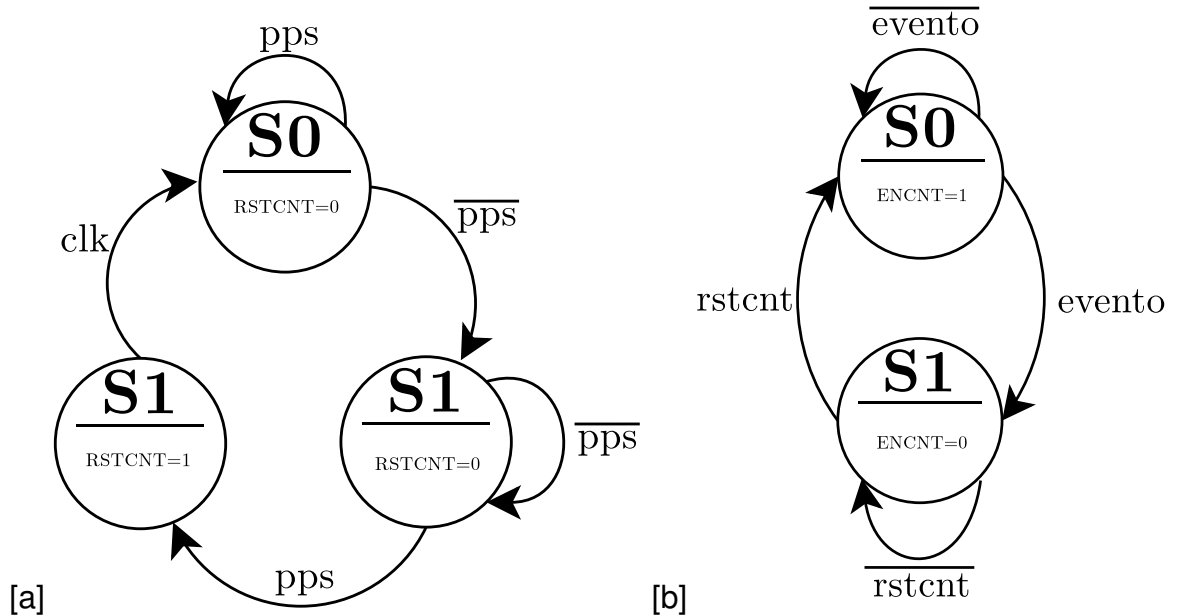
Si el valor del ADC supera el umbral, la señal **evento** se activa pausando el uso de la memoria secundaria hasta que finalice la escritura del evento. Una vez resten 15 direcciones para tomar las 120.000 muestras en el proceso de escritura de la memoria, el valor de la señal **f-esc**, se activa permitiendo la transición al estado *h2* donde se transfieren los datos de la memoria temporal a la memoria principal. Se transfieren los 15 valores guardados en la memoria temporal: 12 muestras anteriores al evento y 3 bytes del contador del clk, que contiene la estampa temporal del evento con resolución de 10 ns.

3.8.6. Estampa temporal de eventos En esta parte se explica el funcionamiento del contador de ciclos de reloj. Este contador siempre está habilitado y es reiniciado con la señal PPS entregada por el GPS para garantizar la sincronización global de los eventos. Para entender mejor este proceso, observemos la máquina de estados de la Fig. 74.

En el estado *S0* se inicia el contador, una vez la señal del PPS cambia a bajo, se pasa al estado *S1*. Cuando la señal PPS tiene un flanco ascendente sabremos que ha pasado un segundo y se pasa al estado *S2* para reiniciar el contador con la señal *RSTCNT*. Durante el próximo ciclo de reloj se pasa al estado *S0* y se permanece así hasta que la señal del PPS cambia a bajo.

La máquina mostrada en la Fig. 74, controla el habilitador del contador de ciclos de reloj. Esta inicia en el estado *S0* y una vez se detecta el evento (descarga eléctrica) la señal que habilita el contador (**ENCNT**) toma un valor bajo pausando el contador hasta el próximo reinicio del sistema, permitiendo escribir su valor en la memoria principal para luego ser enviado a la Raspberry Pi.

Figura 74. Máquina de control de contador de ciclos de reloj. (a) Máquina de estados encargada de controlar el reinicio del contador de ciclos de reloj. (b) Máquina que habilita el contador de ciclos de reloj



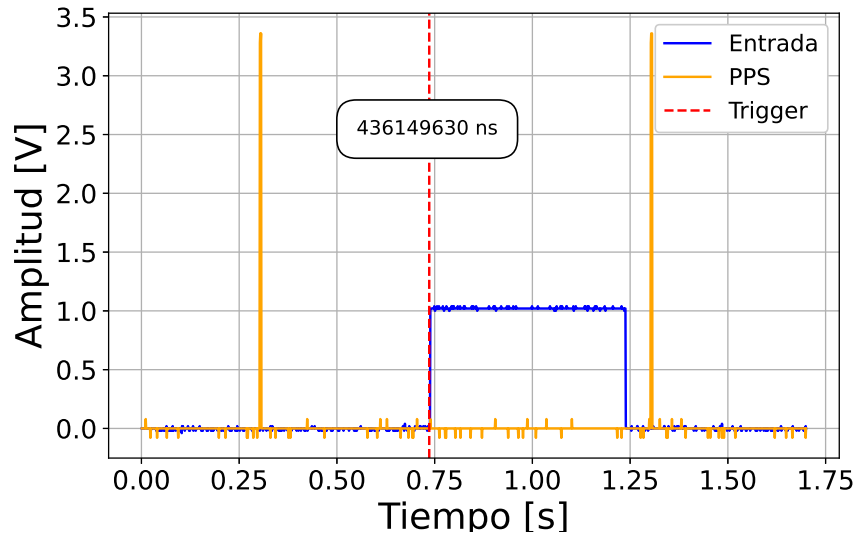
3.9. PRIMERAS MEDICIONES

Una vez finalizó el diseño, se procedió a probar en condiciones de laboratorio el sistema de adquisición. Usando un generador de señales (**Tektronix AFG1022**) ingresamos una señal cuadrada para verificar la ocurrencia del evento como se puede ver en la Fig. 75.

Se observa en color azul el pulso cuadrado ingresado al sistema y captado por el osciloscopio. En color naranja la señal PPS entregada por el GPS y en rojo se muestra el instante temporal en cual se detectó el evento. El número mostrado en la figura es el tiempo en nanosegundos desde el último PPS.

Posteriormente, se ingresa al sistema un pulso de menor ciclo útil como se puede ver en la Fig. 76. Con lo anterior se valida la precisión del detector. Finalmente se

Figura 75. Estimulación mediante función escalón de 500 ms de ancho. Un pulso cuadrado a la entrada del sistema (azul), la señal PPS entregada por el GPS (naranja) y el disparo del sistema de detección (rojo). La etiqueta temporal se muestra en el recuadro.



realiza una prueba de todo el sistema, para la cual se emplea una sinusoidal de 1 Hz a la entrada del sistema como se ve en la Fig. 77.

La señal PPS (amarillo) y la sinusoidal de entrada (azul) fueron muestreadas mediante el osciloscopio. La señal en color rojo marca la ocurrencia temporal del evento. El instante en que se genera la señal, se calcula multiplicando el valor del contador por la resolución temporal (10ns). En color celeste se muestra la señal sinusoidal registrada por el sistema de adquisición de la estación.

Figura 76. Estimulación mediante un pulso de 50 ms de ancho. Un pulso a la entrada del sistema (azul), la señal PPS entregada por el GPS (naranja) y el disparo del sistema de detección (rojo). La etiqueta temporal indica que el evento se generó a 0.499 s desde el último PPS.

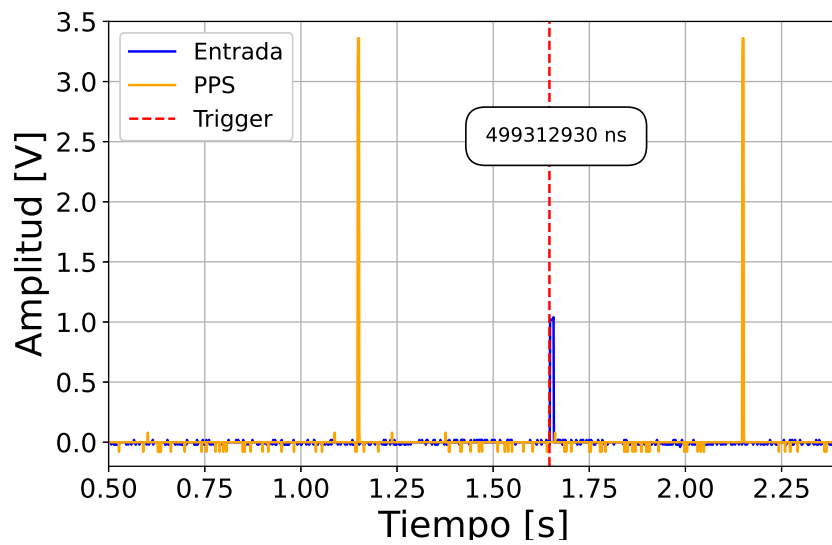
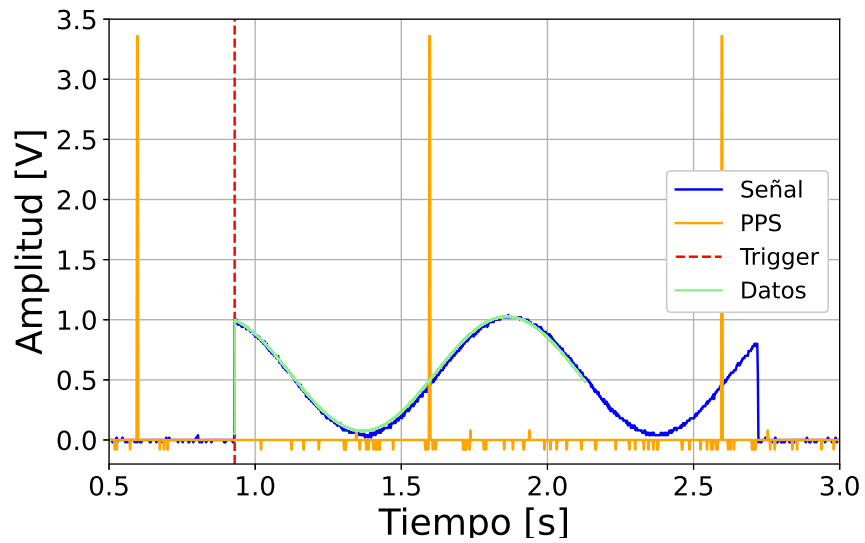


Figura 77. Estimulación mediante una señal senoidal de 1 Hz situado a la entrada del sistema mostrado en color azul, la señal PPS entregado por el GPS en color naranja y en color rojo el trigger disparado en instante que se detecta el evento.



4. ESTACIÓN DE MONITOREO

La estación tiene como fin medir, las variables atmosféricas que apoyen el estudio de los mecanismos de aceleración de partículas secundarias. El campo eléctrico atmosférico es la variable más relevante, sin embargo la medición de la temperatura, humedad y presión atmosférica, permite encontrar parámetros como la altura de la nube y el potencial eléctrico atmosférico.

4.1. SISTEMA DE POSICIONAMIENTO

La estación de monitoreo tiene un sistema GPS para conocer el tiempo y ubicación espacial. Esta información permite colocar una estampa temporal a los datos adquiridos por la estación, para correlacionarlos con eventos que ocurrieron en la misma franja temporal.

El GPS que se utilizó en la estación corresponde al Venus638FLPx de Sparkfun. Este utiliza un protocolo de comunicación serial a 9600 baudios, tiene una velocidad de actualización de hasta 20 Hz con una precisión de 2.5 m, se alimenta con 3.3 V y una conexión de batería externa.

El GPS suministra 6 tramas de datos llamadas NMEA, de las cuales se puede obtener fecha, ubicación geográfica, cantidad de satélites, altitud y velocidad relativa. Las tramas que se analizan para el proyecto son la GGA (Global Positioning System Fix Data) donde se extrae el tiempo UTC (hhmmss.sss), latitud (ddmm.mmmm), indicador N/S, longitud (dddmm.mmmm), indicador E/W y altitud, y la RMC (Recommended Minimum Specific GNSS Data) que entrega la fecha UTC (ddmmyy) y número de satélites (hh). La estructura de las tramas GGA y RMC se muestran en

PPS suministrada por el GPS, el cual entrega un pulso digital (PPS) de frecuencia 1 Hz , la amplitud del pulso es de 3.3 V y permite realizar la sincronización temporal de las estaciones. En la Fig. 79 se muestra el esquema de conexión del GPS con el sistema de procesamiento central (Raspberry pi 2) y una batería que permite el arranque rápido del dispositivo. Para el procesamiento de la trama de datos se utilizó un código en lenguaje Python, que extrae los datos requeridos de la trama principal.

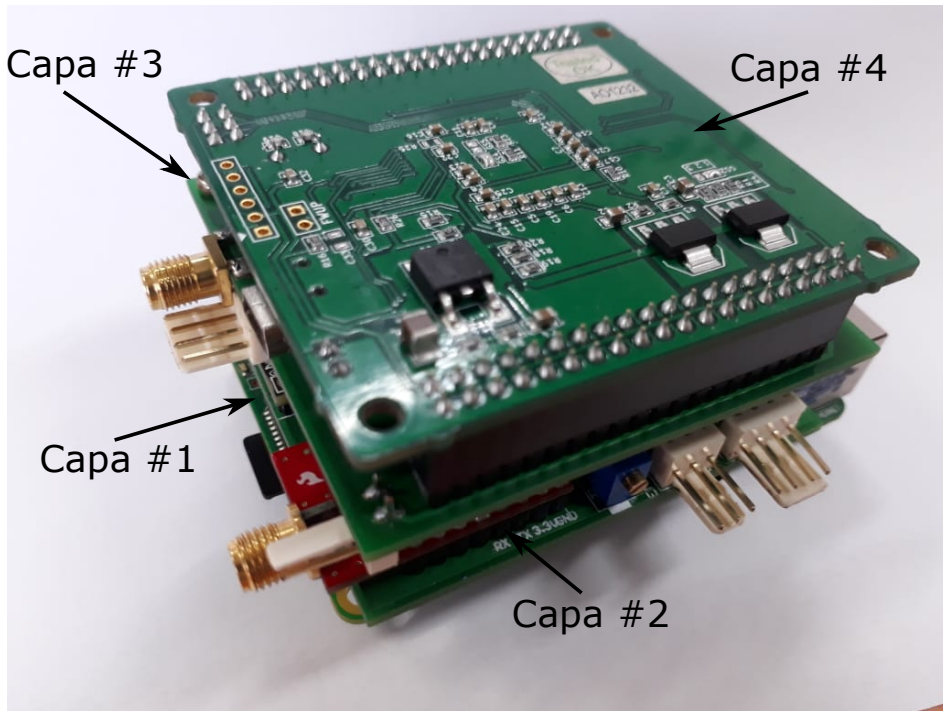
4.2. INTEGRACIÓN DE PERIFÉRICOS

Se utilizó un diseño modular compuesto por cuatro capas para la electrónica central de la estación (ver Fig. 80, la primera corresponde al sistema embebido (Raspberry Pi 2), el cual se encarga de la adquisición, almacenamiento y transmisión de los datos, la segunda capa integra el PSOC 5LP, el GPS y los sensores de temperatura, humedad y presión, la tercera capa corresponde a la electrónica de adquisición del sensor de campo rápido y finalmente en la cuarta capa se encuentra la FPGA Mimas, la cual se encarga de procesar los datos del sensor de campo eléctrico rápido.

4.2.1. Sistema de adquisición, almacenamiento y transmisión (Capa #1) La integración se hizo en torno a un sistema de procesamiento central el cual realiza la adquisición de los datos y posteriormente los almacenan (Ver Fig. 81). Para la estación se utilizó una Raspberry pi 2, la cual se encarga de la adquisición de los datos de cada uno de los sensores por medio de protocolos de comunicación como I2C o UART y posteriormente los almacena en una memoria SD, de tal manera que sea posible acceder a ellos mediante un servidor externo vía ethernet.

Con el fin de recolectar los datos se crea un código de adquisición en lenguaje Python, el cual se encarga de la recolección y almacenamiento de los datos. En la Fig.

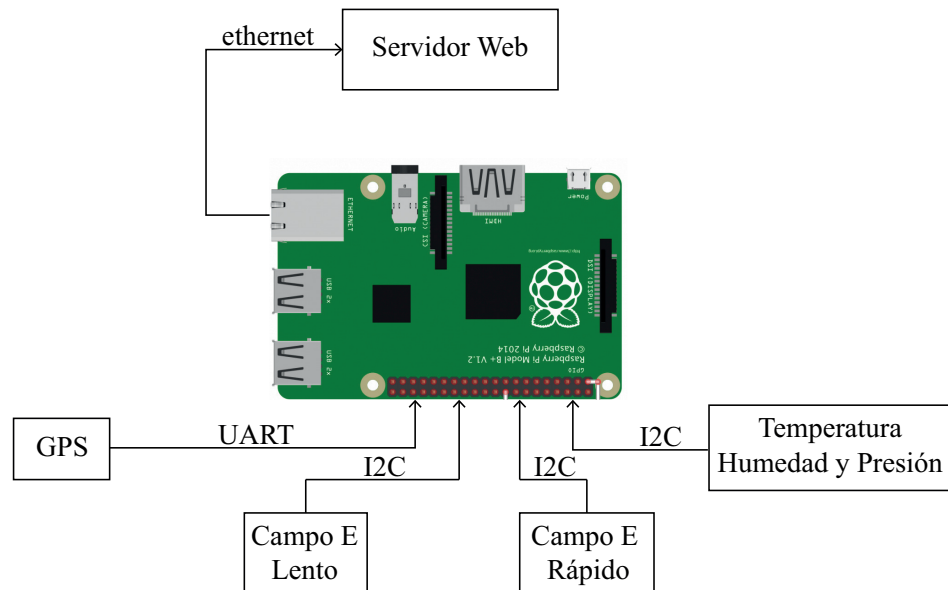
Figura 80. Electrónica de adquisición de la estación. La capa 1 corresponde a un sistema embebido encargado de la ejecución de la adquisición y almacenar datos, la capa 2 integra el PSOC 5LP, el GPS y los sensores de temperatura, humedad y presión, la capa 3, corresponde a la electrónica del sensor de campo rápido y finalmente la capa 4 es la FPGA Mimas encargada de la adquisición de campo rápido.



82 se muestra un diagrama de bloques del código.

Inicialmente el algoritmo importa las librerías BME280, Emill, GPS y Efast, a continuación verifica si existe un archivo de texto en la carpeta de almacenamiento con el nombre "**Datos_YYYY_MM_DD_HH.txt**" donde (YYYY) es el año, (MM) es el mes, (DD) el día y (HH) la hora, de no encontrarse crea un archivo de texto cada hora según la fecha UTC entregada por el GPS y comienza la adquisición de cada uno de los sensores (temperatura, humedad, presión, campo eléctrico y ubicación geográfica), luego de realizar la adquisición, el algoritmo espera por la interrupción de

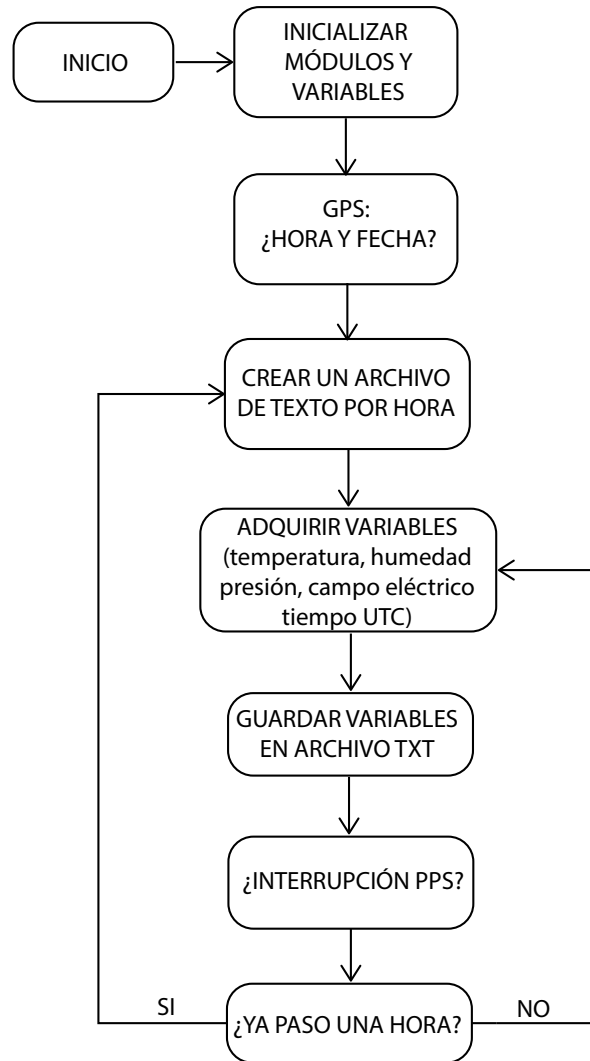
Figura 81. Esquema de conexión del sistema de adquisición de datos central que almacena los datos, los procesa y finalmente los carga a un servidor web en donde se podrán visualizar.



la señal PPS que indica el cambio de un segundo a otro para guardar los datos en el archivo de texto creado, finalmente se verifica si a transcurrido una hora, de ser así se crea otro archivo de texto con el formato mencionado anteriormente, caso contrario se reinicia el proceso de adquisición.

4.2.2. PCB de periféricos (Capa #2) Esta capa tiene dos funciones, conectar las señales de los sensores y el GPS mediante los protocolos de comunicación I²C y UART respectivamente, con el sistema de adquisición central y realizar parte del procesamiento del sensor de campo lento. En la Fig. 83 se puede observar los componentes de la capa 2.

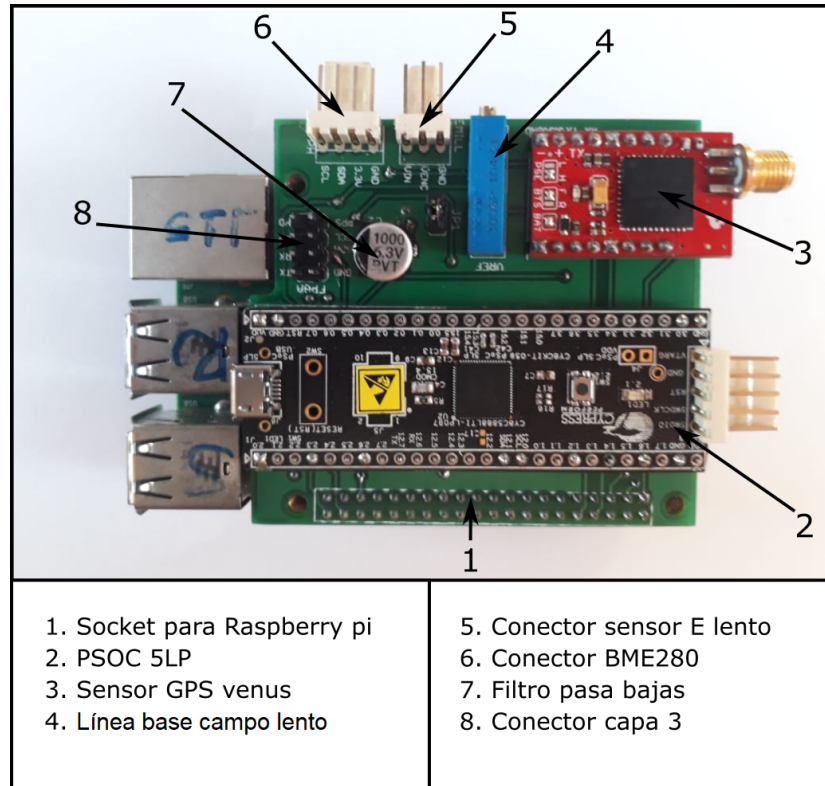
Figura 82. Diagrama de bloques del código de adquisición de datos central que almacena los datos y los procesa.



4.2.3. Procesamiento señal campo rápido (Capa #3) La capa # 3 está encargada de la digitalización de la señal del integrador ubicado en la antena de campo rápido. La señal es digitalizada a 12 bits usando el AD9235 a una frecuencia de 1 MHz y almacenando temporalmente en la memoria flash SST39VF1601 de 16 Mbit.

Como se puede ver en la Fig. 84 los pines de comunicación tienen 8 hilos, un SDA

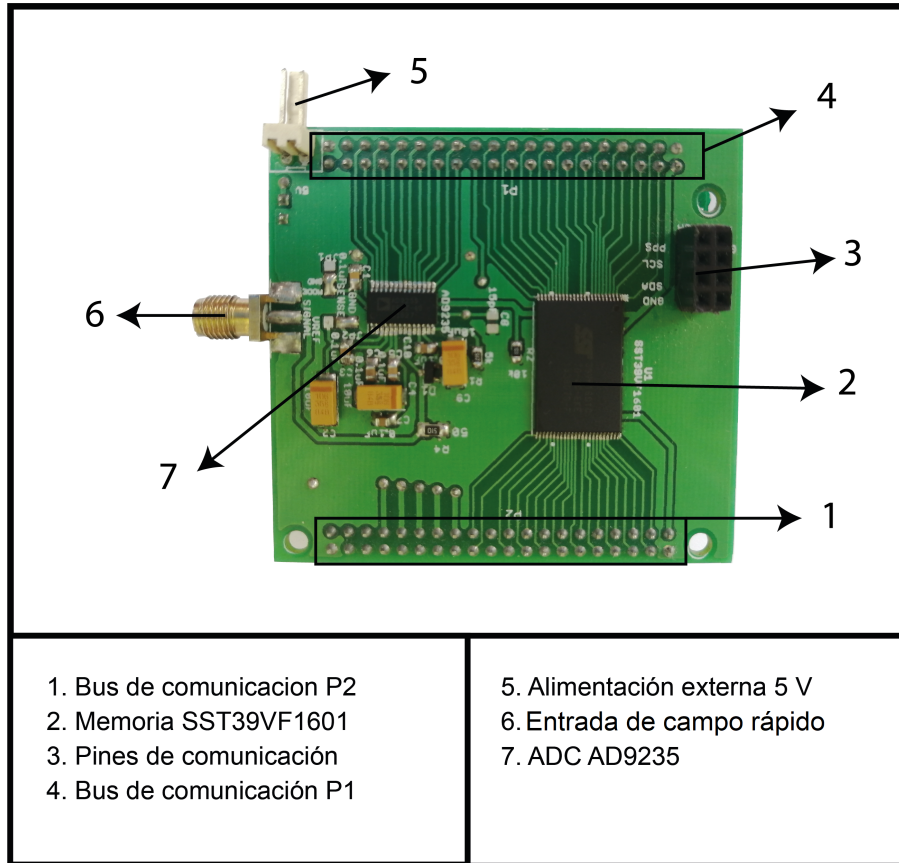
Figura 83. La capa 2 cumple dos funciones, la primera es integrar los periféricos externos(3, 5, 6 y 8) y el sistema de adquisición (1), la segunda es realizar parte del procesamiento de la señal de campo eléctrico lento (2, 4 y 7).



y SCL para la comunicación usando el protocolo I2C, un RX y TX para la comunicación UART de la estación, un PPS que proviene del GPS para la sincronización temporal de la estación, un GND y 5 V para la capa # 2.

La alimentación externa a 5 V de la FPGA Mimas Spartan 6 se conecta a través del Molex 5. Un regulador genera los 3.3 V de alimentación de la memoria y el ADC. Los buses de comunicación que usan un total de 57 hilos para la comunicación entre la FPGA, la memoria flash y el ADC.

Figura 84. En esta figura se puede observar la capa 3 con los principales componentes señalados en la PCB diseñada

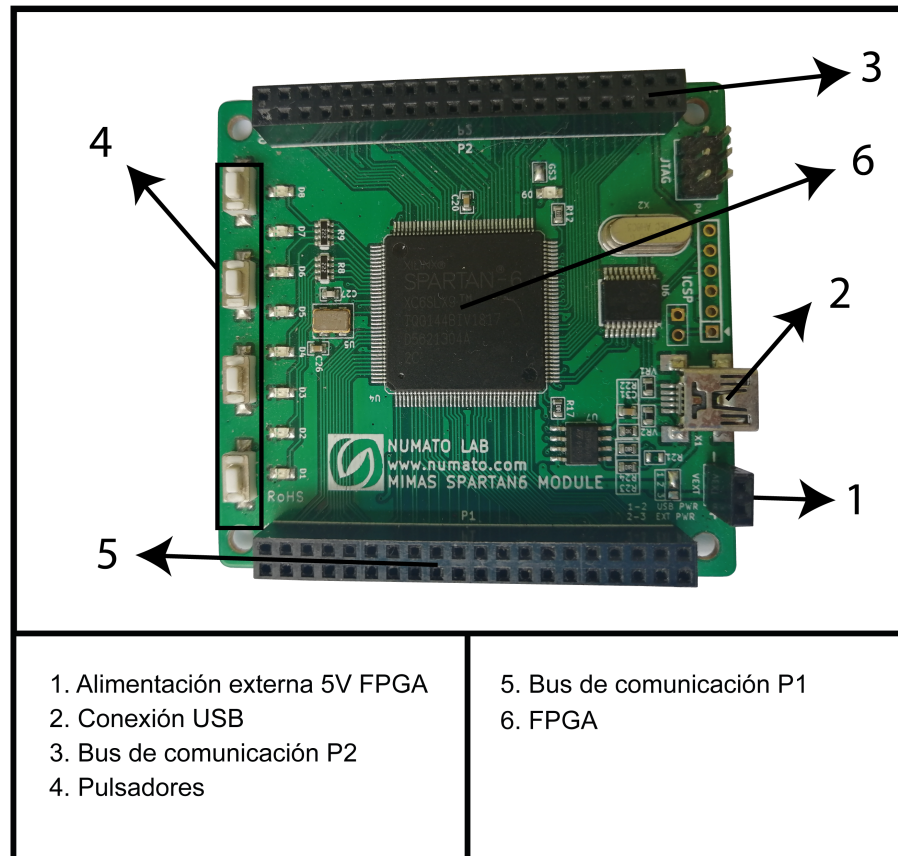


4.2.4. FPGA de adquisición de campo rápido (Capa #4) La capa 4 contiene la FPGA Mimas Spartan 6 (ver Fig. 85). Esta tarjeta de desarrollo permite realizar las conexiones entre las salidas digitales del ADC y las entradas digitales de la memoria.

Esta unidad de procesamiento contiene la lógica de sincronización, operación y manejo de los procesos de lectura, borrado y escritura de la memoria. También se encarga de la lectura del ADC y la generación del reloj del ADC, el análisis de los datos del ADC para la detección de descargas eléctricas y su estampa temporal usando la señal PPS del GPS. La transmisión de los datos se hace a través del protocolo I2c

a la capa 1 (Raspberry Pi).

Figura 85. Tarjeta de desarrollo Mimas de Numando Lab cuyo núcleo es la FPGA Spartan 6.



4.3. ESTRUCTURA MECÁNICA

Para la construcción de la estación de monitoreo se integraron los sensores de temperatura, humedad, presión, campo eléctrico rápido y lento, un sistema de posicionamiento global y un sistema de adquisición de datos. En la Fig. 86 se muestra un esquema del montaje mecánico de la estación, compuesto por el soporte de la antena de campo rápido, un soporte invertido para el sensor de campo lento, un soporte con rejillas de ventilación para el sensor de temperatura, humedad y presión y una

caja para la electrónica central que cumple la norma IP65 e IP54 para proteger la electrónica de las condiciones ambientales.

La estructura de cada uno de estos sensores fue pensada para evitar la interferencia entre ellos, por lo que cada sensor está separado entre 70 cm y 100 cm de la antena de campo rápido. En la Fig. 87 se observa la estructura diseñada para soportar el sensor de campo lento, el sensor se ubica invertido en su extremo para evitar entrar en contacto directo con lluvia o sol, se utilizó tubo de PVC de 1" y un conjunto de codos de 45° y 90°. Dentro de la estructura están los cables que se encargan de la alimentación del sensor y de transportar las señales medidas.

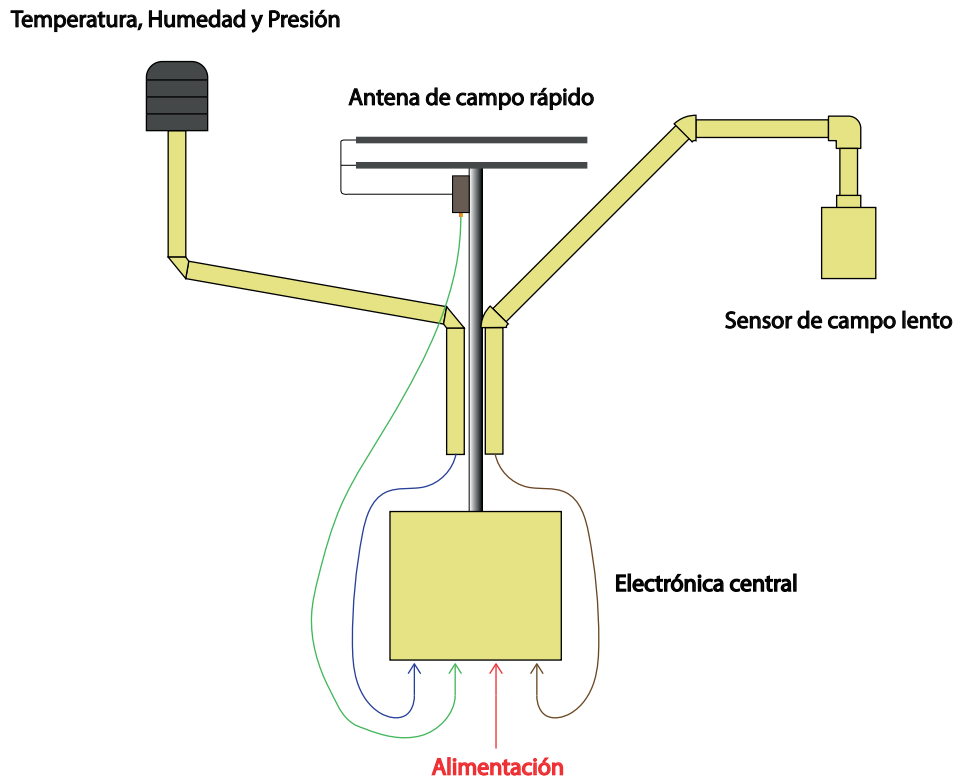
En el extremo superior de la estructura que soporta al sensor BME280, se ubica una serie de capas que forman una rejilla, de tal manera que el aire pueda circular libremente en su interior y poder realizar mediciones de temperatura, presión y humedad del medio. Se utilizó tubo de PVC de 1" y codos de 45° tal como se observa en la Fig. 88.

Para las mediciones de campo eléctrico rápido se usa una antena de placas paralelas (ver Fig. 89). Cada placa es circular de diámetro 40 cm con una separación de 2.5 cm. Las placas son de aluminio de calibre 20 (0.9"), se utiliza cable coaxial para transportar la señal desde el circuito integrador hasta la electrónica de procesamiento.

La relación entre altura y eficiencia de la antena dicta que la antena debe ubicarse a mínimo 5 m del suelo ⁴⁶, sin embargo, a esa altura las vibraciones mecánicas en la antena son muy altas por lo que se optó por ubicarla a 3 m con un mástil metálico pa-

⁴⁶ Thereza Macnamara. *Introduction to antenna placement and installation*. John Wiley & Sons, 2010.

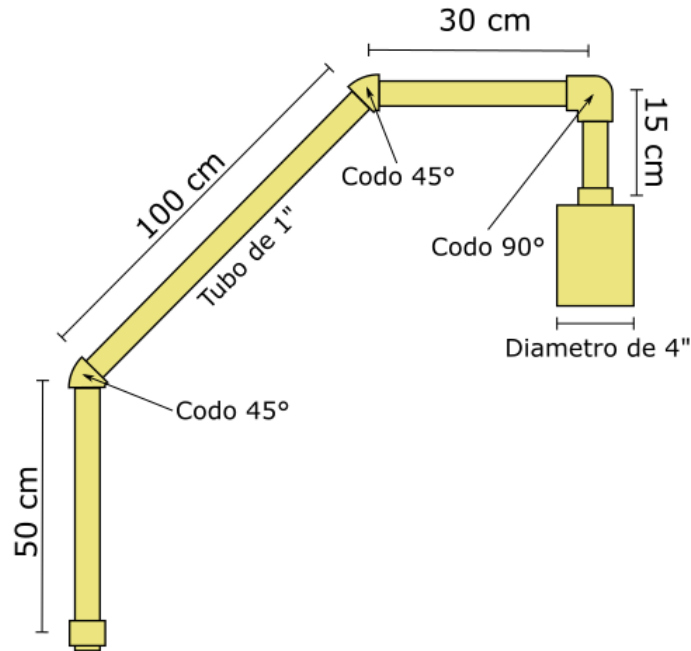
Figura 86. Esquema del montaje mecánico de la estación de monitoreo. Está compuesta por una antena de campo rápido, un sensor de campo lento, un sensor de temperatura, humedad y presión y una caja de electrónica central.



ra evitar vibraciones, con esto evita interferencia electromagnética o apantallamiento de la señal por estructuras cercanas.

Para proteger la electrónica central de las condiciones ambientales se utilizó una caja que cumple con las normas IP54 e IP65 (Ver Fig. 90). Se utilizaron conectores XLR para aislar los conductores de la electrónica externa y la electrónica central. Las conexiones externas son alimentación que tiene 3 hilos (+12 V, -12 V y GND), sensor TPH con 4 hilos (SDA, SCL, 3.3 V y GND), campo lento con 3 hilos (VENC, VOUT y GND), campo rápido con 2 hilos (VSEÑAL y GND) y antena GPS con 2 hilos (VSEÑAL y GND). La caja se sujeto a un tubo central metálico que brinda la estabilidad a la estación para evitar vibraciones.

Figura 87. Estructura del sensor de campo eléctrico lento compuesta por tubos de PVC de 1 resistente a condiciones ambientales.



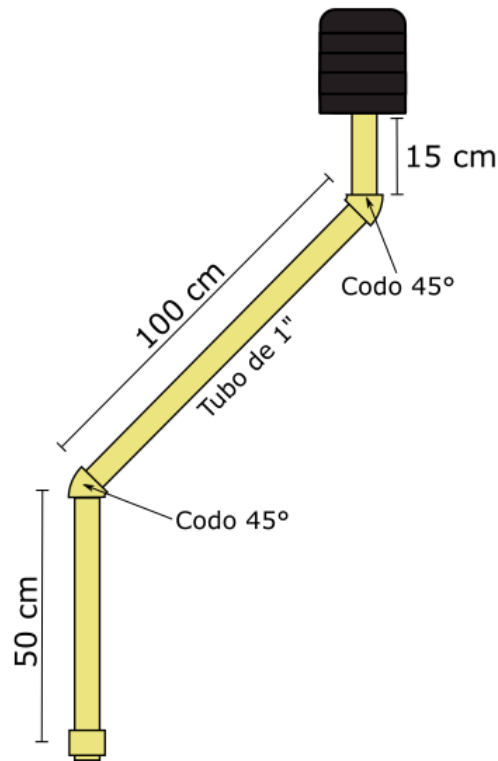
4.4. VARIABLES ATMOSFÉRICAS

Desde la formación de nubes de tormenta hasta su disipación, es posible medir variables atmosféricas que permiten entender los eventos que ocurrieron durante el desarrollo de una tormenta eléctrica.

4.4.1. Temperatura, humedad y presión atmosférica Para medir la temperatura del aire se utilizó un sensor BME280 con voltaje de alimentación entre 1.71 V y 3.6 V, consumo 3.6 μ A para una frecuencia de muestreo de 1 Hz, rango de operación entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, una resolución de $\pm 0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$, I²C y SPI como protocolos de transmisión de datos. En la Fig. 91 se muestra la tabla de especificaciones tomada del del sensor BME280.

El sensor BME280 tiene un rango de operación entre 0 %RH y 100 %RH, una re-

Figura 88. Estructura utilizada para el montaje BME280 de temperatura, presión y humedad, el cual posee una estructura en su extremo superior tipo panel que facilita la circulación de aire para evitar alterar las mediciones hechas por el sensor.

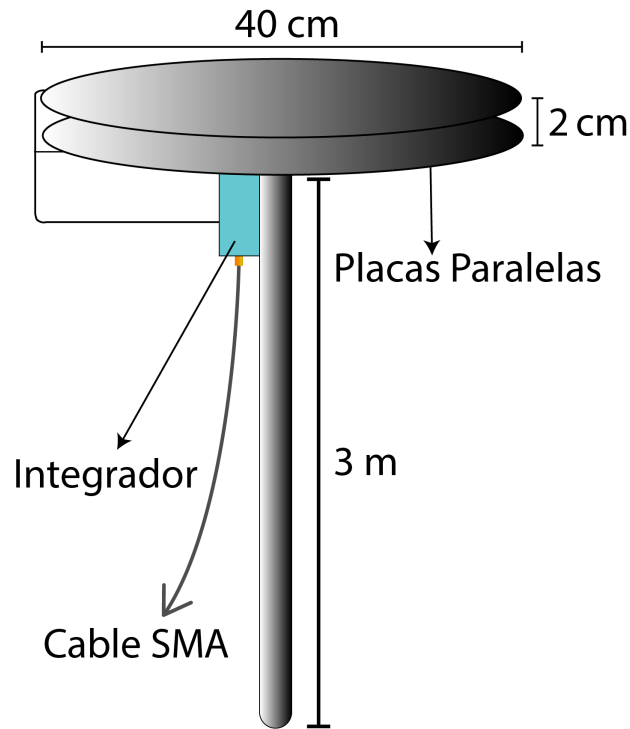


solución de ± 0.008 %RH, con una tolerancia de ± 3 %RH. En la Fig. 92 se muestra especificaciones de medición de humedad del sensor BME280.

Se seleccionó el sensor BME280 para las mediciones de presión, rango de operación de 30,000 Pa a 110,000 Pa, posee una precisión relativa de 12 Pa y precisión absoluta de 100 Pa.

4.4.2. Estimación de la altura de la nube y potencial eléctrico El campo eléctrico lento es producido por la acumulación de carga en las nubes; el conjunto

Figura 89. En esta figura se puede apreciar la forma en que está montada la antena de campo rápido que consta de placas de aluminio con un diámetro de 40 cm y separadas entre ellas 2.5 cm. La placa inferior se encuentra aterrizada.



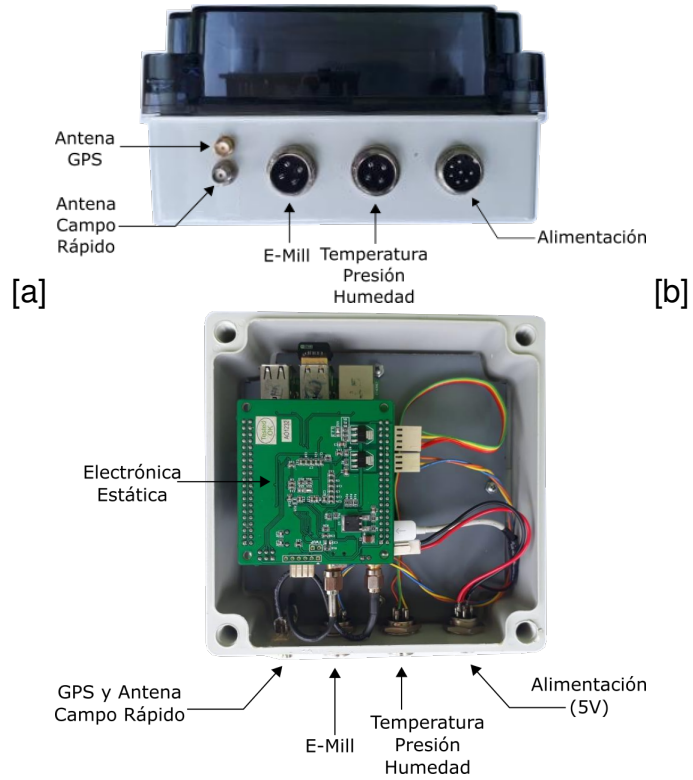
atmósfera-tierra se puede considerar como un capacitor de placas paralelas. La expresión de la Eq. 33 describe el comportamiento del potencial que se genera entre las nubes y la tierra, con E como el campo eléctrico y d la altura de la base de la nube.

$$V = Ed \quad (33)$$

G. Lawrence et. al. en su trabajo **"The Relationship between Relative Humidity and the Dewpoint Temperature in Moist Air"** ⁴⁷ propone una expresión para la

⁴⁷ Mark G Lawrence. "The relationship between relative humidity and the dewpoint temperature in moist air: A simple conversion and applications". En: *Bulletin of the American Meteorological Society* 86.2 (2005), págs. 225-234.

Figura 90. Caja que cumple con las normas IP54 e IP65. A la caja llegan 5 conexiones externas: alimentación, sensor TPH, campo lento, campo rápido y antena GPS. (a) Vista lateral de la caja. (b) Vista frontal de la caja.



aproximación la altura de la base de la nube cúmulo (Z_{lcl}) y su relación con la temperatura de rocío (t_d) y la temperatura del aire (t) a nivel de suelo tal como se observa en la Eq. 34.

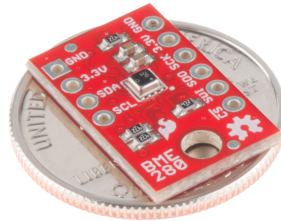
$$Z_{lcl} \approx 125(t - t_d) \quad (34)$$

La temperatura a la que se condensa el vapor de agua en una muestra de gas se le llama temperatura de punto de rocío y su valor depende de la humedad relativa del gas (RH)⁴⁷, tal como se observa en la Eq. 35.

$$td \approx t - \left(\frac{100 - RH}{5} \right) \quad (35)$$

En la Fig. 94 se observan los resultados de las primeras mediciones registradas

Figura 91. (a) Sensor de humedad, presión y temperatura BME280. (b) Tabla de especificaciones del sensor. El BME280 tiene un voltaje de alimentación entre 1.71 V y 3.6 V, consume $3.6 \mu\text{A}$ para una frecuencia de muestreo de 1 Hz, un rango de operación entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, una resolución de $\pm 0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$, protocolos de comunicación I2C y SPI.

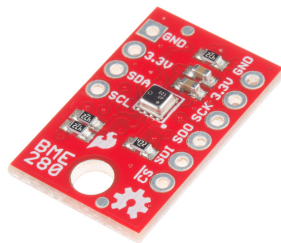


Parameter	[a]		[b]			
	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Operating range	T	Operational	-40	25	85	$^{\circ}\text{C}$
		Full accuracy	0		65	$^{\circ}\text{C}$
Supply current	$I_{\text{DD,T}}$	1 Hz forced mode, temperature measurement only		1.0		μA
Absolute accuracy temperature ⁹	$A_{\text{T},25}$	25 $^{\circ}\text{C}$		± 0.5		$^{\circ}\text{C}$
	$A_{\text{T,full}}$	0...65 $^{\circ}\text{C}$		± 1.0		$^{\circ}\text{C}$
Output resolution	R_{T}	API output resolution		0.01		$^{\circ}\text{C}$
RMS noise	N_{T}	Lowest oversampling		0.005		$^{\circ}\text{C}$

durante un evento de tormenta eléctrica el 11/09/2019 en Bucaramanga, Colombia. El evento dura aproximadamente 2 horas registrando un pico de campo eléctrico de -15 kV/m . El campo eléctrico atmosférico recupera el estado estable después de al menos media hora de actividad continua de rayos. El potencial de nube a tierra es proporcional al campo eléctrico medido e inverso a la distancia base de la nube. La base de la nube de tormenta se calculó mediante el uso de un modelo basado en la humedad relativa y la temperatura⁴⁷ que está cerca de 2 km. El potencial atmosférico era $\sim 27 \times 10^6\text{ V}$ en el campo eléctrico máximo.

Se registró una caída de temperatura de 3.5° al comienzo del evento, de manera similar, la humedad relativa disminuyó de 88 % a 76 % debido al incremento de la

Figura 92. (a) Sensor de humedad, presión y temperatura BME280. (b) Tabla de especificaciones del sensor, rango de operación entre 0 %RH y 100 %RH, una resolución de ± 0.008 %RH, con una tolerancia de ± 3 %RH.

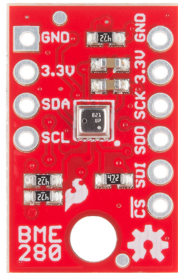


[a]

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Operating range ³	R_H	For temperatures < 0 °C and > 60 °C see Figure 1	-40	25	85	°C
			0		100	%RH
Supply current	$I_{DD,H}$	1 Hz forced mode, humidity and temperature		1.8	2.8	μ A
Absolute accuracy tolerance	A_H	20...80 %RH, 25 °C, including hysteresis		± 3		%RH
Hysteresis ⁴	H_H	10 \rightarrow 90 \rightarrow 10 %RH, 25 °C		± 1		%RH
Nonlinearity ⁵	NL_H	10 \rightarrow 90 %RH, 25 °C		1		%RH
Response time to complete 63% of step ⁶	$\tau_{63\%}$	90 \rightarrow 0 or 0 \rightarrow 90 %RH, 25 °C		1		s
Resolution	R_H			0.008		%RH
Noise in humidity (RMS)	N_H	Highest oversampling, see chapter 3.6		0.02		%RH
Long term stability	ΔH_{stab}	10...90 %RH, 25 °C		0.5		%RH/year

[b]

Figura 93. (a) Sensor BME280 humedad, presión y temperatura. (b) Tabla de especificaciones del sensor, rango de operación de 30,000 Pa a 110,000 Pa, posee una precisión relativa de 12 Pa y precisión absoluta de 100 Pa.



[a]

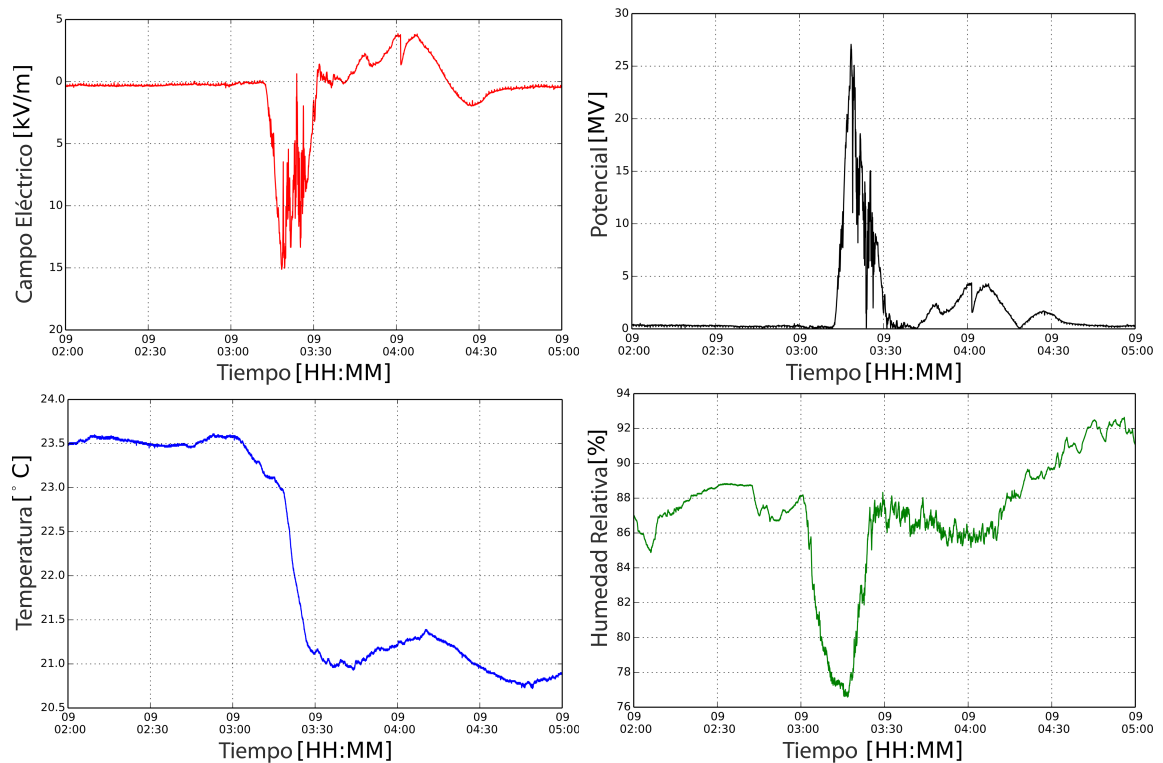
Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Operating temperature range	T_A	operational	-40	25	+85	°C
		full accuracy	0		+65	
Operating pressure range	P	full accuracy	300		1100	hPa
Supply current	$I_{DD,LP}$	1 Hz forced mode, pressure and temperature, lowest power		2.8	4.2	μ A
Temperature coefficient of offset ⁷	$TCOP$	25...65 °C, 900 hPa		± 1.5		Pa/K
				± 12.6		cm/K
Absolute accuracy pressure	$A_{P,full}$	300 ... 1100 hPa 0 ... 65 °C		± 1.0		hPa
Relative accuracy pressure $V_{DD} = 3.3V$	A_{rel}	700 ... 900hPa 25 ... 40 °C		± 0.12		hPa

[b]

velocidad del viento que disipa las moléculas de agua dentro del aire.

Para conocer la ubicación de las descargas atmosféricas es necesario disponer de una red de estaciones de monitoreo, existen varios métodos entre ellos se encuen-

Figura 94. Variables atmosféricas registradas durante el evento de tormenta 09-11-2019. Se registró un campo eléctrico negativo (línea roja) con un máximo de 15 kV/m después de la formación de nubes de tormenta ~ 2 km por encima del lugar de observación. El potencial de tierra de la nube (línea negra) se estimó utilizando el campo eléctrico y la base de la nube. La base de la nube se modeló teniendo en cuenta las mediciones de temperatura (línea azul) y humedad relativa (línea verde) tal como lo expone Lawrence et. al.



Fuente. Mark G Lawrence. “The relationship between relative humidity and the dewpoint temperature in moist air: A simple conversion and applications”. En: *Bulletin of the American Meteorological Society* 86.2 (2005), págs. 225-234.

tran técnicas de búsqueda de dirección (DF)⁴⁸, tiempo de llegada (TOA)⁴⁹ o una

⁴⁸ E Philip Krider, R Carl Noggle y Martin A Uman. “A gated, wideband magnetic direction finder for lightning return strokes”. En: *Journal of Applied Meteorology* 15.3 (1976), págs. 301-306.

⁴⁹ ACL Lee. “Ground truth confirmation and theoretical limits of an experimental VLF arrival time difference lightning flash locating system”. En: *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*

combinación de estos ⁵⁰ y métodos de interferometría ⁵¹. Para el proyecto se utilizó una variación del método de tiempo de llegada (TOA), llamado algoritmo de trilateración, el cual consiste en un método matemático para calcular un punto en el espacio usando distancias desde diferentes puntos de referencia a otras entidades geométricas conocidas, el número mínimo de entidades para poder aplicar el método es de 3, esto es igual a tener una red espacialmente distribuida de mínimo 3 estaciones, la distancia se calcula midiendo el tiempo entre detección de cada estación de forma sincronizada, la diferencia entre los tiempos permite el cálculo de la ubicación de la descarga ⁵².

115.489 (1989), págs. 1147-1166.

- ⁵⁰ Kenneth L Cummins y col. "A combined TOA/MDF technology upgrade of the US National Lightning Detection Network". En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 103.D8 (1998), págs. 9035-9044.
- ⁵¹ Craig O Hayenga y James W Warwick. "Two-dimensional interferometric positions of VHF lightning sources". En: *Journal of Geophysical Research: Oceans* 86.C8 (1981), págs. 7451-7462.
- ⁵² Ismael Mialdea-Flor y col. "Development of a Low-Cost IoT System for Lightning Strike Detection and Location". En: *Electronics* 8.12 (2019), pág. 1512.

BIBLIOGRAFÍA

Arizona, Universidad de. *Fast and slow electric field system*. [Web; accedido el 15-01-2020]. 2013 (vid. págs. 29, 68, 69).

— *Global Electrical Circuit*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2013 (vid. págs. 25, 26, 29, 31, 68).

Buser, O y AN Aufdermaur. “Electrical Processes in Atmospheres”. En: *D. Steinkopff, Darmstadt* (1977) (vid. pág. 30).

Cui y et. al. “Model, design, and testing of field mill sensors for measuring electric fields under high-voltage direct-current power lines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.1 (2017), págs. 608-615 (vid. págs. 58, 61).

Cummins, Kenneth L y col. “A combined TOA/MDF technology upgrade of the US National Lightning Detection Network”. En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 103.D8 (1998), págs. 9035-9044 (vid. pág. 135).

Elster, Julius y Hans Geitel. *Zur Influenztheorie der Niederschlagselektizität*. 1913 (vid. pág. 30).

Fernandez, Miguel y et.al. “El campo eléctrico atmosférico y su variación”. Tesis doct. Universidad Complutense de Madrid, Servicio de Publicaciones (vid. págs. 30, 32).

Gunn, Ross y BB Phillips. “An experimental investigation of the effect of air pollution on the initiation of rain”. En: *Journal of Meteorology* 14.3 (1957), págs. 272-280 (vid. pág. 29).

Haungs, A y col. "The KASCADE Cosmic-ray Data Centre KCDC: granting open access to astroparticle physics research data". En: *The European Physical Journal C* 78.9 (2018), pág. 741 (vid. pág. 19).

Hayenga, Craig O y James W Warwick. "Two-dimensional interferometric positions of VHF lightning sources". En: *Journal of Geophysical Research: Oceans* 86.C8 (1981), págs. 7451-7462 (vid. pág. 135).

Hernandez, E y col. "Pre dicción a través del filtro de Kaiman de las concentraciones diarias del aerosol Fe en la atmósfera". En: *An. Física, Ser. B* 83 (1987), págs. 358-364 (vid. pág. 32).

IEEE. "Guide for the Measurement of DC Electric-Field Strength and Ion Related Quantities". En: (jun. de 2010). DOI: 10.1109/IEEESTD.1990.101059 (vid. pág. 61).

Iribarne, Julio Víctor y H-R Cho. "Atmospheric physics". En: *Nature* 284.5751 (1980), págs. 88-88 (vid. pág. 31).

Johnston, Alan R y Harold Kirkham. "A miniaturized space-potential DC electric field meter". En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 4.2 (1989), págs. 1253-1261 (vid. pág. 36).

Kaiser, R. "Muography: overview and future directions". En: *Philosophical Transactions of the Royal Society A* 377.2137 (2018), pág. 20180049 (vid. págs. 12, 22).

Krider, E Philip, R Carl Noggle y Martin A Uman. "A gated, wideband magnetic direction finder for lightning return strokes". En: *Journal of Applied Meteorology* 15.3 (1976), págs. 301-306 (vid. pág. 134).

Latham, J y Basil John Mason. "Generation of electric charge associated with the formation of soft hail in thunderclouds". En: *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences* 260.1303 (1961), págs. 537-549 (vid. pág. 30).

Lawrence, Mark G. "The relationship between relative humidity and the dewpoint temperature in moist air: A simple conversion and applications". En: *Bulletin of the American Meteorological Society* 86.2 (2005), págs. 225-234 (vid. págs. 130-132, 134).

Lee, ACL. "Ground truth confirmation and theoretical limits of an experimental VLF arrival time difference lightning flash locating system". En: *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society* 115.489 (1989), págs. 1147-1166 (vid. pág. 134).

Macnamara, Thereza. *Introduction to antenna placement and installation*. John Wiley & Sons, 2010 (vid. pág. 126).

Marshall, Thomas C, Michael P McCarthy y W David Rust. "Electric field magnitudes and lightning initiation in thunderstorms". En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 100.D4 (1995), págs. 7097-7103 (vid. pág. 27).

Matthews, JH y BJ Mason. "Electrification produced by the rupture of large water drops in an electric field". En: *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society* 90.385 (1964), págs. 275-286 (vid. pág. 29).

Mialdea-Flor, Ismael y col. "Development of a Low-Cost IoT System for Lightning Strike Detection and Location". En: *Electronics* 8.12 (2019), pág. 1512 (vid. pág. 135).

Miles, R, T Bond y G Meyer. *Report on non-contact DC electric field sensors*. Inf. téc. Lawrence Livermore National Lab.(LLNL), Livermore, CA (United States), 2009 (vid. págs. 32, 33, 38).

Mollerach, Silvia y Esteban Roulet. "Progress in high-energy cosmic ray physics". En: *Progress in Particle and Nuclear Physics* 98 (2018), págs. 85-118 (vid. págs. 18, 21).

Moreno, Juan Cruz. "Estudio de rayos cósmicos ultraenergéticos en el Observatorio Pierre Auger: Nuevo modelo de profundidad atmosférica y su influencia en observables." Tesis doct. Facultad de Ciencias Exactas, Universidad Nacional de La Plata, 2012 (vid. pág. 21).

NASA. *Earth Fact Sheet*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2019 (vid. pág. 24).

Ramírez, Adriana Carolina Vásquez. "ELVES: Fenómenos Luminosos Transitorios de la alta Atmósfera". Tesis doct. Escuela de Física, Universidad Industrial de Santander, 2020 (vid. págs. 68, 70).

Renno, Nilton O y col. "A miniature sensor for electrical field measurements in dusty planetary atmospheres". En: *Journal of Physics: Conference Series*. Vol. 142. 1. IOP Publishing. 2008, pág. 012075 (vid. pág. 36).

Rojas, Herbert Enrique y col. "New circuit for the measurement of lightning generated electric fields". En: *2017 International Symposium on Lightning Protection (XIV SIPDA)*. IEEE. 2017, págs. 188-194 (vid. págs. 71, 72, 76).

Siingh, Devendraa y col. "Lightning and middle atmospheric discharges in the atmosphere". En: *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* 134 (2015), págs. 78-101 (vid. pág. 70).

Skeltved, Alexander Broberg y col. "Constraints to do realistic modeling of the electric field ahead of the tip of a lightning leader". En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 122.15 (2017), págs. 8120-8134 (vid. pág. 48).

Spurio, M. *Particles and Astrophysics*. Springer International Publishing, 2015. DOI: 10.1007/978-3-319-08051-2 (vid. págs. 16-18, 20).

Stow, CD. "Atmospheric electricity". En: *Reports on Progress in Physics* 32.1 (1969), pág. 1 (vid. pág. 29).

Tant, Peter y col. "Design and application of a field mill as a high-voltage DC meter". En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 56.4 (2007), págs. 1459-1464 (vid. pág. 40).

UCAR. *Layers of Earth's Atmosphere*. [Web; accedido el 03-01-2020]. 2015 (vid. págs. 24, 25).

Vonnegut, Bernard. "Possible mechanism for the formation of thunderstorm electricity". En: *Proc. Conf. Atmos. Electr. Portsmouth*. 1955, págs. 169-181 (vid. pág. 30).

Wijeweera, Gayan y col. "Micromachined electric-field sensor to measure AC and DC fields in power systems". En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 24.3 (2009), págs. 988-995 (vid. pág. 37).

Xu, Bin y col. "Periodic variations of atmospheric electric field on fair weather conditions at YBJ, Tibet". En: *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* 97 (2013), págs. 85-90 (vid. págs. 64, 65).

Zhang, Jiahong y col. "3D integrated optical E-field sensor for lightning electromagnetic impulse measurement". En: *IEEE Photonics Technology Letters* 26.23 (2014), págs. 2353-2356 (vid. págs. 73, 74).

Zhao, Bing, Daihui Huang y Zhou. "Effects of Thunderstorms Electric Field on Intensities of Positrons, Electrons and Photons at Daocheng". En: *36th International Cosmic Ray Conference (ICRC2019)*. Vol. 36. 2019 (vid. págs. 12, 26, 27).