

PROTOTIPO PORTÁTIL MEDIDOR DE POTENCIA DE SEÑALES FM EN LA BANDA COMERCIAL



ADRIANO HOYOS RUANO
WILLIAM DÍAZ QUINTANA

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
GRIAL – Grupo de Radio e InALámbricas
Línea de Investigación Señales y Sistemas de Acceso y Difusión
Basados en Radio
Popayán, 2015

PROTOTIPO PORTÁTIL MEDIDOR DE POTENCIA DE SEÑALES FM EN LA BANDA COMERCIAL



Trabajo Presentado como Requisito para Obtener el Título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

ADRIANO HOYOS RUANO
WILLIAM DÍAZ QUINTANA

Director:
Mg. VÍCTOR FABIÁN MIRAMÁ PÉREZ

Co-director:
Mg. VÍCTOR MANUEL QUINTERO FLÓREZ

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
GRIAL – Grupo de Radio e InALámbricas
Línea de Investigación Señales y Sistemas de Acceso y Difusión
Basados en Radio
Popayán, 2015

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por la vida y por estar presente en todo momento.

A nuestros padres y hermanos por ser el pilar fundamental en todo lo que somos, tanto en lo personal como lo académico, gracias infinitas por su apoyo incondicional.

A Víctor Manuel Quintero Flórez, quien con su dedicación y experiencia como docente, impulsó el desarrollo de este trabajo de grado en los inicios.

A Víctor Fabián Miramá Pérez, quien con su disposición y experiencia como docente, continuó el proceso de desarrollo de este trabajo de grado hasta su culminación.

A Tirso Mazabuel Certuche, quien con su paciencia y disposición en el laboratorio de Telecomunicaciones de la FIET, aportó el conocimiento y experiencia necesarios en la resolución de dudas para el desarrollo del presente trabajo de grado.

A nuestros docentes, amigos y compañeros, quienes de alguna manera nos ayudaron a completar este logro.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	1
1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y HERRAMIENTAS SOFTWARE	3
1.1 SISTEMA DE RADIOCOMUNICACIÓN	3
1.1.1 Propagación de Ondas Electromagnéticas	4
1.1.2 Tipos de Propagación de las Ondas Radioeléctricas	5
1.1.3 Campo Eléctrico en Condiciones de Espacio Libre	7
1.1.4 Potencia Recibida.....	9
1.2 MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN	9
1.3 MODULACIÓN EN FRECUENCIA	10
1.3.1 Preacentuación y Desacentuación.....	12
1.3.2 Transmisiones en FM Comercial	12
1.4 FUNDAMENTOS DE UN RECEPTOR DE FM	13
1.4.1 Receptor Superheterodino para FM.....	13
1.4.2 Detector de FM en Cuadratura	14
1.4.3 Ruido en el Receptor de FM	15
1.4.4 Características de un Receptor.....	17
1.4.5 Receptores de FM en Circuito Integrado Lineal	18
1.5 HERRAMIENTAS SOFTWARE	19
1.5.1 Herramientas Software para el Diseño de Tarjetas de Circuito Impreso	19
1.5.2 Herramientas Software de Planificación Radioeléctrica	20
1.5.3 Herramientas Software de Programación de Microcontroladores	21
2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA	23
2.1 REQUERIMIENTOS DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA DE FM	24
2.2 DISEÑO GENERAL DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA DE FM	24
2.3 DISEÑO DE MÓDULOS ESPECÍFICOS	25
2.3.1 Receptor de FM.....	25
2.3.2 Módulo de Procesamiento	34
2.3.3 Receptor GPS	35
2.3.4 Módulo de Almacenamiento	38
2.3.5 Módulo de Visualización	39
2.3.6 Módulo de Alimentación.....	41
2.4 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DE MÓDULOS	42
2.4.1 Funcionamiento de Módulos en Protoboard o Integrados en Tarjeta	42
2.4.2 Funcionamiento de Módulos Mediante Simulación	44
2.5 DISEÑO DE TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO	47
2.5.1 Tarjeta de Circuito Impreso.....	47
2.5.2 Diseño de Módulos en Tarjeta de Circuito Impreso.....	48
2.6 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA	54
2.7 CONSTRUCCIÓN DE ANTENA RECEPTORA DE FM	55
2.7.1 Frecuencia de Operación.....	55
2.7.2 Longitud de la Antena.....	55
2.8 COSTO TOTAL DEL PROTOTIPO	58
3. PRUEBAS Y RESULTADOS	59
3.1 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS DIPOLO DE LAMBDA MEDIOS	59

3.1.1	Impedancia de la Antena Receptora	59
3.1.2	Ganancia de la Antena Receptora	65
3.2	SINTONÍA DEL RECEPTOR DE FM.....	68
3.2.1	Determinación del Rango de Frecuencias Sintonizadas con el Prototipo....	68
3.2.2	Frecuencias Asociadas al Voltaje Aplicado en el Diodo Varicap	69
3.3	RECEPCIÓN DE SEÑALES DEL GPS	71
3.4	MEDIDAS de Voltaje en el Pin RSSI.....	72
3.5	MEDIDA DE SENSIBILIDAD DEL PROTOTIPO	78
3.5.1	Sensibilidad del Receptor de FM	78
3.6	PRESICIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA	79
3.7	MEDIDAS DE POTENCIA.....	80
3.7.1	Medidas de Potencia con el Prototipo.....	81
3.7.2	Medida de Potencia Mediante Simulación	82
3.7.1	Comparación de Potencia Medida y Simulada.....	85
4.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	87
4.1	CONCLUSIONES.....	87
4.2	TRABAJOS FUTUROS.....	88
4.3	RECOMENDACIONES.....	88
	BIBLIOGRAFÍA.....	89

LISTADO DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1 Diagrama en bloques básico de un sistema de radiocomunicaciones.....	3
Figura 1.2 Capas de la atmósfera terrestre.....	4
Figura 1.3 Tipos de propagación de las ondas radioeléctricas.....	6
Figura 1.4 Frente de onda esférico producido por una fuente isotrópica.....	7
Figura 1.5 Modulación en frecuencia de un tono en el dominio del tiempo.....	10
Figura 1.6 Espectro FM de una señal modulada por un tono.....	11
Figura 1.7 Diagrama en bloques del receptor superheterodino.....	13
Figura 1.8 Diagrama en bloques básico del detector de FM en cuadratura.....	15
Figura 1.9 SNR a la salida del receptor FM en función de CNR [9].....	16
Figura 1.10 Receptor superheterodino con arquitectura FMFB.....	17
Figura 1.11 Extensión de umbral de FM [20].....	17
Figura 2.1 Diagrama en bloques del prototipo medidor de potencia de señales FM comercial.....	25
Figura 2.2 Diagrama en bloques del Circuito Integrado TDA7021T [26].....	27
Figura 2.3 Circuito de antena.....	28
Figura 2.4 Circuito de oscilador local sintonizado mediante diodo varactor.....	28
Figura 2.5 Etapa de Frecuencia Intermedia [27].....	29
Figura 2.6 Diagrama de Bode del Filtro Sallen-key.....	30
Figura 2.7 Diagrama de Bode del Filtro pasa banda.....	30
Figura 2.8 Etapa del detector de FM en cuadratura.....	31
Figura 2.9 Red de desacentuación.....	31
Figura 2.10 Amplificador de audio de baja potencia con circuito integrado TDA7052A.....	32
Figura 2.11 Voltaje de salida del pin RSSI.....	32
Figura 2.12 Regulador de voltaje positivo.....	33
Figura 2.13 Circuito del receptor de FM.....	33
Figura 2.14 Tarjeta Arduino UNO R3.....	35
Figura 2.15 Receptor GPS EM-406A.....	36
Figura 2.16 Receptor GPS EM-406A ensamblado sobre tarjeta Arduino UNO R3.....	36
Figura 2.17 Estructura del mensaje GPGGA.....	37
Figura 2.18 Módulo adaptador de tarjeta microSD.....	38
Figura 2.19 LCD tipo caracter 20x4.....	40
Figura 2.20 Módulo de Interfaz IIC, compatible con el LCD y Arduino UNO.....	40
Figura 2.21 Circuito indicador de carga de la batería.....	42
Figura 2.22 Receptor de FM montado en protoboard.....	43
Figura 2.23 Prueba de receptor GPS, memoria microSD, Adrduino UNO y LCD I ² C.....	43
Figura 2.24 Archivo de hoja de cálculo almacenado en la memoria microSD.....	44
Figura 2.25 Simulación de regulador de voltaje positivo.....	44
Figura 2.26 Simulación de circuito de oscilador local.....	45
Figura 2.27 Regulador de voltaje ajustable con LM317T.....	45
Figura 2.28 Simulación de circuito de alimentación con voltaje de batería de 8 V.....	46
Figura 2.29 Simulación de circuito de alimentación con voltaje de batería de 7,9 V.....	46
Figura 2.30 Tarjeta de circuito impreso de una y dos caras.....	47
Figura 2.31 Montaje de dispositivo de Inserción.....	48
Figura 2.32 Montaje de dispositivo superficial.....	48
Figura 2.33 Esquemático del receptor de FM.....	49

Figura 2.34	Diseño de la PCB del receptor de FM.	50
Figura 2.35	Placa del receptor de FM por el lado de las pistas.	50
Figura 2.36	Montaje de componentes electrónicos sobre PCB del receptor de FM.	51
Figura 2.37	Esquemático del circuito de alimentación.	51
Figura 2.38	Diseño de la PCB del circuito de alimentación.	52
Figura 2.39	Diagrama de pines de la tarjeta del receptor GPS.	53
Figura 2.40	Esquemático del circuito para botones.	53
Figura 2.41	Diseño de la PCB del circuito para botones.	54
Figura 2.42	Vista superior de la parte interna del prototipo.	55
Figura 2.43	Antena receptora dipolo de lambda medios.	56
Figura 2.44	Trípode para soportar la antena receptora.	57
Figura 2.45	Balun con relación 1:1.	57
Figura 3.1	Montaje para la medida del coeficiente de reflexión y carta de Smith.	60
Figura 3.2	Analizador vectorial de redes ZVL.	60
Figura 3.3	Adaptador de impedancia N-BNC de 50 a 75 ohm.	60
Figura 3.4	Carga adaptada de 75 Ω .	61
Figura 3.5	Magnitud del coeficiente de reflexión para la carga adaptada de 75 Ω .	61
Figura 3.6	Impedancia medida de la carga adaptada de 75 Ω .	62
Figura 3.7	Magnitud del coeficiente de reflexión para el dipolo de lambda medios.	63
Figura 3.8	Impedancia medida para la antena receptora de lambda medios.	63
Figura 3.9	Magnitud del coeficiente de reflexión para antena transmisora de pruebas.	64
Figura 3.10	Impedancia medida para la antena transmisora de pruebas.	65
Figura 3.11	Montaje para la medida de ganancia de antena.	65
Figura 3.12	Generador de Señales Hewlett Packard® 8656B.	67
Figura 3.13	Medidor de campo eléctrico MC-87/EV.	67
Figura 3.14	Multímetro digital Hewlett Packard® E2377A.	68
Figura 3.15	Circuito de voltaje aplicado al oscilador local.	69
Figura 3.16	Frecuencias y voltajes para un espectro de 90 MHz a 100 MHz.	70
Figura 3.17	Frecuencias y voltajes para un espectro de 100 MHz a 107 MHz.	71
Figura 3.18	Posiciones del GPS del prototipo insertadas en Google Earth®.	71
Figura 3.19	Montaje para medir RSSI.	72
Figura 3.20	Voltaje de intensidad de campo. Tomada de [26].	73
Figura 3.21	V_{RSSI} contra voltaje de campo de entrada, E.	74
Figura 3.22	Curvas de datos medidos y línea de tendencia.	74
Figura 3.23	Escala del medidor de campo eléctrico MC-87/EV.	76
Figura 3.24	Montaje para medida de selectividad del prototipo.	78
Figura 3.25	Milivoltímetro AC tipo MA1-79.	78
Figura 3.26	Error porcentual en la medida de potencia.	80
Figura 3.27	Formato de archivo almacenado en la microSD.	80
Figura 3.28	Cobertura y ubicación de los sitios de medida de potencia en Popayán.	83
Figura 3.29	Potencias obtenidas con el prototipo y mediante simulación.	85

LISTADO DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1.1 Tipos de propagación para distintas bandas de frecuencia.	6
Tabla 2.1 Receptores de FM en un solo chip y algunas características.	26
Tabla 2.2 Valores de los componentes electrónicos del receptor de FM.	34
Tabla 2.3 Características del microcontrolador ATmega328P.	35
Tabla 2.4 Descripción del mensaje GGA.	37
Tabla 2.5 Descripción de la calidad del servicio GPS.	38
Tabla 2.6 Conexiones entre adaptador de tarjeta microSD y tarjeta Arduino UNO.	39
Tabla 2.7 Conexiones entre tarjeta Arduino UNO y módulo de interfaz IIC.	41
Tabla 2.8 Conexiones entre tarjeta Arduino UNO y conector CARGA-ARDUINO-3V.	52
Tabla 2.9 Conexiones entre tarjeta para botones y tarjeta del receptor GPS.	54
Tabla 2. 10 Características técnicas del cable coaxial.	57
Tabla 2. 11 Características técnicas de los conectores.	57
Tabla 2.12 Costo detallado del prototipo.	58
Tabla 3.1 Pérdidas de la línea y conectores en transmisor y receptor.	66
Tabla 3.2 Voltaje de campo eléctrico y ganancia de antena para diferentes potencias transmitidas.	67
Tabla 3.3 Frecuencias sintonizadas y sus voltajes digitales.	70
Tabla 3.4 Rangos de voltaje V_{RSSI} y ecuaciones correspondientes.	75
Tabla 3.5 Comparación de voltaje de campo eléctrico con el prototipo y con el medidor MC-87/EV.	77
Tabla 3.6 Medidas de relación señal a ruido.	79
Tabla 3.7 Potencia transmitida, potencia medida y error relativo porcentual.	79
Tabla 3.8 Mediana de la potencia medida con el prototipo para sitios específicos de Popayán.	82
Tabla 3.9 Parámetros de Configuración para Xirio-Online®.	83
Tabla 3.10 Potencias obtenidas mediante simulación.	84

LISTA DE ACRÓNIMOS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> , Conversor Analógico a Digital.
AGC	<i>Automatic Gain Control</i> , Control Automático de Ganancia.
AM	<i>Amplitude Modulation</i> , Modulación en Amplitud.
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i> , Estándar Americano para el Intercambio de Información.
BPF	<i>Band Pass Filter</i> , Filtro Pasa Banda.
CAD	<i>Computer-Aided Design</i> , Diseño Asistido por Computador.
CNR	<i>Carrier to Noise Ratio</i> , Relación Portadora a Ruido.
CW	<i>Continuos Wave</i> , Onda Continua.
CS	<i>Chip Select</i> , Selector de Chip.
DC	<i>Direct Current</i> , Corriente Directa.
DIP	<i>Dual In-Line Package</i> , Paquete en Doble Línea.
DR	<i>Deviation Ratio</i> , Relación de Desviación.
EAGLE	<i>Easily Applicable Graphical Layout Editor</i> , Editor de Diseño Gráfico Fácilmente Aplicable.
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i> , Memoria de Sólo Lectura Programable y Borrable Eléctricamente.
FM	<i>Frequency Modulation</i> , Modulación en Frecuencia.
FMTB	<i>Frequency Modulator with Feed-Back</i> , Modulador de Frecuencia con Realimentación.
GGA	<i>Global Positioning System Fixed Data</i> , Sistema de Posicionamiento Global de Datos Fijo.
GIS	<i>Geographic Information System</i> , Sistema de Información Geográfica.
GPS	<i>Global Positioning System</i> , Sistema de Posicionamiento Global.
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> , Sistema Global para las Comunicaciones Móviles.
HAPS	<i>High-Altitude Platform Stations</i> , Estaciones en Plataformas de Gran Altitud.
IC	<i>Integrated Circuit</i> , Circuito Integrado.
IIC	<i>Inter Integrated Circuits</i> , Entre Circuitos Integrados.
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> , Entorno de Desarrollo Integrado.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> , Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos.
IF	<i>Intermediate Frequency</i> , Frecuencia Intermedia.
ITM	<i>Irregular Terrain Model</i> , Modelo de Terreno Irregular.

ITU	<i>International Telecommunication Union</i> , Unión Internacional de Telecomunicaciones.
ITU-R	<i>ITU Radiocommunication Sector</i> , Sector de Radiocomunicaciones de la ITU.
LB	<i>Link Budget</i> , Balance de Enlace.
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i> , Despliegue de Cristal Líquido.
LO	<i>Local Oscillator</i> , Oscilador Local.
LOS	<i>Line Of Sight</i> , Línea de Vista.
LPF	<i>Low Pass Filter</i> , Filtro Pasa Bajas.
LTE	<i>Long Term Evolution</i> , Evolución de Largo Término.
MCU	<i>Microcontroller Unit</i> , Unidad Microcontroladora.
MDT	<i>Model Digital Terrain</i> , Modelo Digital de Terreno.
MISO	<i>Master Input Slave Output</i> , Entrada Maestro y Salida Esclavo.
MOSI	<i>Master Output Slave Input</i> , Salida Maestro y Entrada Esclavo.
NMEA	<i>National Marine Electronics Association</i> , Asociación Nacional de Electrónica Marina.
OS	<i>Operative System</i> , Sistema Operativo.
PC	<i>Personal Computer</i> , Computador Personal.
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , Placa de Circuito Impreso.
PIC	<i>Programmable Integrated Circuit</i> , Circuito Integrado Programable.
PIRE	Potencia Isotrópica Radiada Equivalente.
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> , Lazo de Fase Cerrada.
PM	<i>Phase Modulation</i> , Modulación de Fase.
PPS	<i>Precise Positioning Service</i> , Servicio de Posicionamiento Preciso.
PVC	<i>Polyvinyl Chloride</i> , Policloruro de Vinilo.
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> , Modulación por Ancho de Pulsos.
RF	<i>Radio Frequency</i> , Radiofrecuencia.
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i> , Indicador de Intensidad de la Señal Recibida.
SCK	<i>Serial Clock</i> , Reloj Serial.
SCL	<i>Serial CLock</i> , Reloj Serial.
SDA	<i>Serial DAta</i> , Datos Seriales.
SIG	Sistema de Información Geográfica.
SMD	<i>Surface Mount Device</i> , Dispositivo de Montaje Superficial.
S-Meter	<i>Signal Meter</i> , Medidor de Señal.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.

SOP	<i>Small Outline Package</i> , Paquete de Esquema Pequeño.
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> , Interfaz Serial de Periféricos.
SPS	<i>Standard Positioning Service</i> , Servicio de Posicionamiento Estándar.
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i> , Memoria Estática de Acceso Aleatorio.
SS	<i>Slave Select</i> , Selector de Esclavo.
SSOP	<i>Shrink Small Outline Package</i> , Paquete de Esquema Pequeño Reducido.
SWR	<i>Standing Wave Ratio</i> , Relación de Ondas Estacionarias.
THD	<i>Through Hole Device</i> , Dispositivo de Inserción.
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación.
TRF	<i>Tuned Radio Frequency</i> , Radio Frecuencia Sintonizado.
TWI	<i>Two Wire Interface</i> , Interfaz de Dos Cables.
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i> , Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles.
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , Bus Serial Universal.
UTC	<i>Universal Time Coordinated</i> , Tiempo Universal Coordinado.
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i> , Oscilador Controlado por Voltaje.
VHF	<i>Very High Frequency</i> , Muy Alta frecuencia.
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> , Relación de Ondas Estacionarias de Voltaje.
WAAS	<i>Wide Area Augmentation System</i> , Sistema de Ampliación de Área.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad el ser humano tiene a su disposición diferentes medios de comunicación que puede utilizar para la recepción o intercambio de información en diferentes aspectos de la vida cotidiana. La radio, es una de las Tecnologías de Información y Comunicación (TIC) de mayor popularidad a nivel mundial, siendo un medio económicamente asequible en los hogares y convirtiéndose en un espacio alternativo para el fomento de la educación y la cultura de la sociedad [1].

El uso de un medio de comunicación inalámbrico específico, depende en gran medida, desde el punto de vista de los sistemas de telecomunicaciones, de la cobertura y la intensidad de la señal de Radiofrecuencia (RF, *Radio Frequency*) en un punto de recepción, de tal forma que el dispositivo receptor recupere correctamente la información radiada desde el transmisor. Con el propósito de garantizar un adecuado funcionamiento de estos sistemas, surge la necesidad de tener instrumentos de medida de potencia de señales de Radiofrecuencia (RF) que permitan capturarlas, para su posterior análisis y control de operación de equipos de dichos sistemas.

En este contexto, en el presente trabajo de grado se diseñó y construyó un prototipo portátil medidor de potencia de señales FM en la banda comercial, mediante el uso y adaptación de dispositivos tecnológicos existentes, con el objetivo de medir la potencia de la señal FM emitida por Unicauca Estéreo y de esa manera conocer los niveles de potencia recibidos en sitios específicos del municipio de Popayán. El dispositivo construido debe satisfacer la necesidad de recepción de la emisora institucional en cuestión y para ello es importante cumplir con características de bajo costo, calidad y confiabilidad aceptables, de manera que aporte al desarrollo de equipos de medición útiles para la academia y la industria de la región.

Este documento se divide en cuatro capítulos estructurados de la siguiente manera:

Capítulo I. Se presenta una descripción general de aspectos básicos relacionados principalmente con la Modulación en Frecuencia (FM, *Frequency Modulation*), los receptores de FM y Circuitos Integrados (IC, *Integrated Circuits*) para receptores de FM. Además, se muestran las principales características de las herramientas software utilizadas en el desarrollo del presente trabajo de grado.

Capítulo II. Se describe el diseño general y específico de los módulos que hacen parte del prototipo. Además se muestra el funcionamiento de los módulos antes de la construcción final del prototipo portátil medidor de potencia de señales en la banda de FM comercial. Y la simulación

Capítulo III. Se presentan las pruebas con sus respectivos resultados y análisis realizados al prototipo para verificar su funcionamiento. Además, se muestran los resultados de medida de potencia en algunos sitios del municipio de Popayán realizadas con el prototipo y mediante simulación.

Capítulo IV. Se exponen las conclusiones resultantes del desarrollo del presente trabajo de grado. Adicionalmente, se presenta una serie de ideas para futuros trabajos relacionados al mejoramiento del prototipo.

1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y HERRAMIENTAS SOFTWARE

Con el propósito de construir un prototipo portátil medidor de potencia de señales de Modulación en Frecuencia (FM) en la banda comercial, en este capítulo se presentan fundamentos introductorios y teóricos relacionados con los sistemas de radiocomunicaciones, la intensidad del campo eléctrico y potencia recibida en un punto distante de la fuente de radiación, la modulación y demodulación en frecuencia modulada, la arquitectura de receptores de FM más utilizada, el efecto del ruido en el receptor de FM y sus características principales. Al Final de éste capítulo se describen las principales características de las herramientas software para planificación radioeléctrica, diseño de tarjetas de circuito impreso y programación.

1.1 SISTEMA DE RADIOCOMUNICACIÓN

Un sistema de comunicación permite el intercambio de información entre dos o más puntos. La radiocomunicación consiste en la transferencia de información, de forma inalámbrica, utilizando ondas de radio o radiofrecuencias. En la Figura 1.1 se muestra un diagrama en bloques básico de un sistema de radiocomunicación que consta de un transmisor, un medio de transmisión y un receptor. El transmisor agrupa diversos dispositivos que se encargan de procesar la señal de información para adaptarla al canal, un procedimiento común e importante es la modulación. El medio de transmisión es el entorno por donde se propagan las señales desde el transmisor hasta el receptor, en este caso el aire. La señal, al viajar por el canal, es susceptible a perturbaciones¹ tales como: atenuación, distorsión, interferencia, ruido y desvanecimiento. El receptor está conformado por circuitos y dispositivos electrónicos para capturar del medio de transmisión la señal deseada y recuperar la información emitida. Al transmitir la señal por un medio no guiado, ésta se atenúa más en comparación al uso de un medio de transmisión guiado, por lo tanto, entre las funciones más comunes e importantes se tienen la amplificación y demodulación de la señal transmitida.

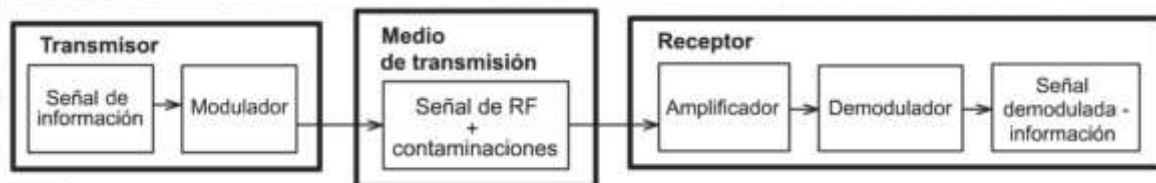


Figura 1.1 Diagrama en bloques básico de un sistema de radiocomunicaciones.

Las ondas radioeléctricas utilizadas en sistemas de radiofrecuencia para el intercambio de información hacen parte del espectro electromagnético². De acuerdo a la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunication Union*), el espectro radioeléctrico se divide en nueve bandas [2], cada banda contiene un rango de frecuencias con características específicas que las hacen adecuadas para determinados servicios. En esta clasificación se encuentra la banda de Frecuencia Muy Alta (VHF, *Very High Frequency*) la cual está disponible para servicios de televisión y radiodifusión sonora, entre otros. A la difusión de radio FM comercial en Colombia, le corresponde el rango de frecuencias comprendido entre 88 MHz y 108 MHz [3].

¹ Las perturbaciones son efectos no deseados sobre la señal transmitida.

² Agrupa en su totalidad las radiaciones electromagnéticas.

1.1.1 Propagación de Ondas Electromagnéticas

Las ondas electromagnéticas transportan energía en la dirección de propagación a través de un medio como el aire e incluso en ausencia del mismo. En el vacío una onda se propagaría sin pérdidas y en línea recta, pero en presencia de la atmósfera experimenta efectos como atenuación, distorsión, interferencia, ruido, desvanecimiento, dispersión, reflexión, difracción y refracción [4]. La velocidad de propagación de una onda depende del medio que atraviese, en el espacio libre viaja a una velocidad constante aproximada de 3×10^8 m/s y en otros medios como el aire es muy cercana a esta [5]. La velocidad de propagación de una onda electromagnética se relaciona con su frecuencia³ y longitud de onda⁴ a través de la ecuación 1.1, así:

$$\lambda = \frac{C}{f} \text{ [m]}, \quad (1.1)$$

donde:

λ es la longitud de onda en m.

f es la frecuencia en Hz.

C es la velocidad de la luz en el espacio vacío en m/s, igual a la propagación de una onda electromagnética.

La forma como las ondas alcanzan el destino depende de su frecuencia y el medio que atraviesen. Los sistemas de radiocomunicaciones terrestres están inmersos en una atmósfera que varía entre otras características con la geografía, el clima, la altura; modificando intensidad, dirección, polarización e integridad de las ondas. En la Figura 1.2, se muestran las capas de la atmósfera involucradas principalmente en las radiocomunicaciones.

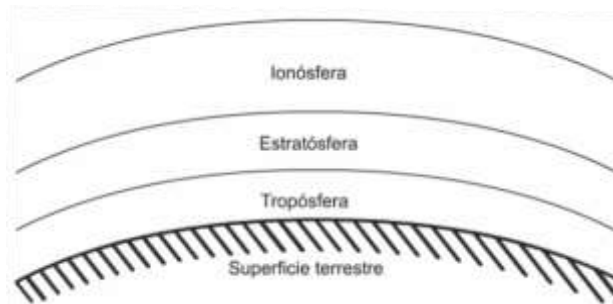


Figura 1.2 Capas de la atmósfera terrestre.

A continuación se presentan algunas características de las capas atmosféricas.

- **Ionósfera:** condiciones extremadamente variables, enlaces en ciertas bandas, no se aseguran enlaces fiables.
- **Estratósfera:** aproximadamente isotérmica, actualmente se desarrolla la tecnología de Estaciones en Plataformas de Gran Altitud (HAPS, *High-Altitude Platform Stations*) ubicadas en la estratósfera para establecer comunicaciones inalámbricas [6].

³ La frecuencia de una onda corresponde al número de oscilaciones o ciclos en un segundo.

⁴ Longitud de onda es la distancia entre dos puntos consecutivos de una onda periódica.

- **Tropósfera:** temperatura, humedad, presión, precipitaciones, descargas eléctricas, concentraciones de nitrógeno, oxígeno, dióxido de carbono.

1.1.2 Tipos de Propagación de las Ondas Radioeléctricas

En la literatura se presentan diversas clasificaciones de la propagación de las ondas radioeléctricas a través de la atmósfera terrestre. De acuerdo a la frecuencia y la importancia de las capas atmosféricas en la transmisión de estas ondas, los tipos o modos de propagación pueden clasificarse como sigue [7]:

- **Onda superficial:** para frecuencias inferiores a 30 MHz. La onda sigue aproximadamente el contorno de la tierra. Hay influencia de la superficie terrestre en la propagación, largas distancias y gran estabilidad de las señales.
- **Onda ionósfera:** para frecuencias comprendidas entre 3 y 30 MHz. La propagación ocurre por reflexión de las ondas en las capas superiores ionizadas de la atmósfera terrestre. Se pueden lograr comunicaciones globales, pero hay cierto grado de inestabilidad en las señales por las propiedades variables de la ionósfera.
- **Onda espacial:** para frecuencias superiores a 30 MHz. La propagación se realiza por refracción la capa más baja de la atmósfera terrestre. Ocasionalmente, puede tomar parte el suelo. Se distinguen tres submodos:
 - **Onda Directa:** enlaza el transmisor con el receptor de forma directa.
 - **Onda Reflejada:** conecta el transmisor y el receptor a través de una reflexión.
 - **Ondas multitrayecto:** son ondas que alcanzan el receptor por diferentes caminos tras varias reflexiones.

La visión directa entre el transmisor y el receptor determina el alcance de la onda espacial, aproximadamente. Además, existen componentes de la onda que producen interferencia destructiva generando una disminución de la potencia recibida, a este fenómeno se denomina desvanecimiento.

- **Onda por dispersión troposférica:** se presenta por variaciones en el índice de refracción de la tropósfera que provocan dispersión de las ondas, alcanzando distancias más allá del horizonte. A este tipo de propagación se agregan pérdidas muy elevadas.

En la Figura 1.3 se muestran los tipos de propagación de las ondas radioeléctricas utilizadas en comunicaciones terrestres.

En la tabla 1.2 se muestra una visión general de los tipos de propagación y algunos servicios típicos para las diferentes bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico [7].

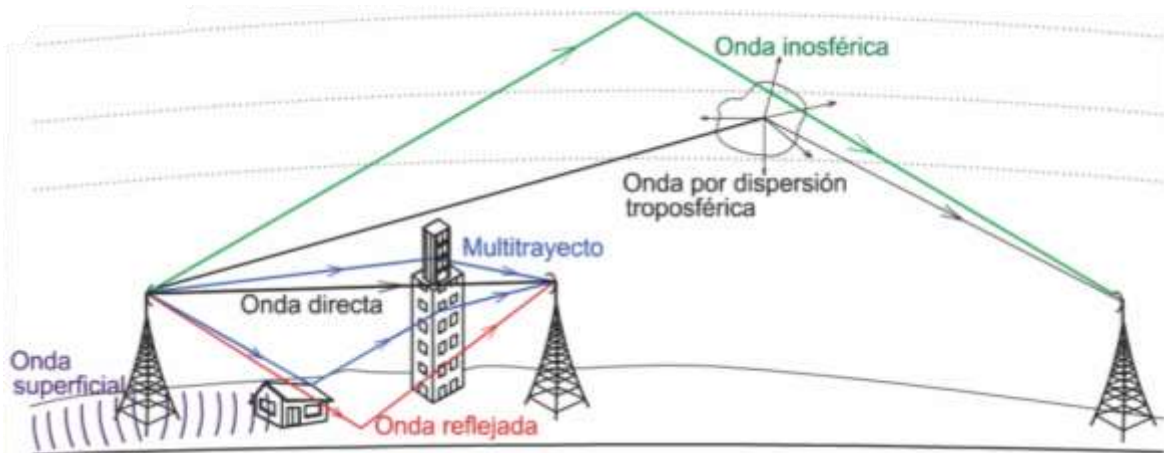


Figura 1.3 Tipos de propagación de las ondas radioeléctricas.

Tabla 1.1 Tipos de propagación para distintas bandas de frecuencia.

Banda	Rangos de frecuencia	Modo de Propagación	Uso típico
VLF	3 a 30 KHz	Ondas tierra-ionosfera	Radionavegación Servicio móvil marítimo
LF	30 a 300 KHz	Onda de superficie	Frecuencias patrón
MF	300 a 3000 KHz	Onda de superficie	Radiodifusión
		Onda ionosférica	Radiodifusión
HF	3 a 30 MHz	Onda de superficie	Radiodifusión
		Onda ionosférica	Servicio fijo Servicios móviles Radiodifusión
VHF	30 a 300 MHz	Onda espacial	Servicios móviles Radiodifusión sonora y TV Radionavegación
		Dispersión ionosférica	Servicio fijo
UHF	300 a 3000 MHz	Onda espacial	Servicio fijo (radioenlaces) Servicios móviles Radiodifusión
		Dispersión troposférica	Servicio fijo
SHF	3 a 30 GHz	Onda espacial	Servicio fijo (radioenlaces) Telecomunicación y radiodifusión por satélite Radionavegación

1.1.3 Campo Eléctrico en Condiciones de Espacio Libre

Para la obtención del campo eléctrico en un punto alejado de la antena, se considera la propagación en el espacio libre, es decir, aproximadamente el aire en condiciones de propagación y una antena isotrópica⁵ que radia una potencia p_t , la cual produce un frente de onda esférico [8], como se aprecia en la figura 1.4.

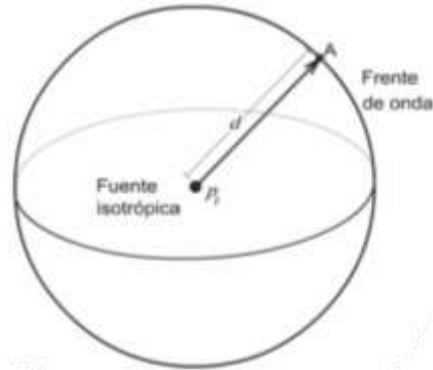


Figura 1.4 Frente de onda esférico producido por una fuente isotrópica.

De acuerdo a la figura 1.4, la densidad de flujo de potencia a la distancia d , para esta antena se indica en la ecuación 1.2.

$$S = \frac{p_t}{4\pi d^2} \text{ [W/m}^2\text{]}, \quad (1.2)$$

donde:

- S es la densidad de flujo de potencia en W/m^2 .
- p_t es la potencia del transmisor en W .
- d es la distancia en m .

La densidad de flujo de potencia emitida por cualquier antena puede obtenerse en función de su Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (PIRE). La PIRE en unidades lineales es igual al producto de la potencia suministrada al radiador isotrópico por la ganancia de antena g_{ant} como se expresa en la ecuación 1.3.

$$pire = p_t \cdot g_{ant} \text{ [W]} \quad (1.3)$$

Entonces la densidad de flujo de potencia en función de la $pire$ está dada en la ecuación 1.4.

$$S = \frac{pire}{4\pi d^2} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (1.4)$$

Además, la densidad puede ser expresada en función del campo eléctrico e_0 y la impedancia⁶ característica del espacio libre Z_0 , como en la ecuación 1.5.

⁵ La antena isotrópica radía de forma constante y uniforme en todas direcciones.

⁶ Constante física relacionada con las magnitudes de los campos eléctrico y magnético de una radiación electromagnética viajando en el espacio libre.

$$S = \frac{e_0^2}{Z_0} [\text{W/m}^2], \quad (1.5)$$

donde:

- S es la densidad de flujo de potencia en W/m^2 .
- e_0 es el campo eléctrico en V/m .
- Z_0 es la impedancia del medio en Ω .

Por otra parte, la impedancia característica del espacio libre se obtiene de la ecuación 1.6.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} [\Omega], \quad (1.6)$$

donde:

- Z_0 es la impedancia en Ω .
- $\mu_0 \approx 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$, es la permeabilidad magnética del espacio libre en H/m .
- $\epsilon_0 \approx 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ es la permitividad eléctrica del espacio libre en F/m .

Reemplazando los valores anteriores en la ecuación 1.6, se tiene $Z_0 = 120\pi \Omega$.

De esta forma, el campo eléctrico producido por el radiador isotrópico a la distancia d , se obtiene igualando las ecuaciones 1.4 y 1.5, como se expresa en la ecuación 1.7.

$$\frac{pire}{4\pi d^2} = \frac{e_0^2}{120\pi} \quad (1.7)$$

De la ecuación 1.7 se obtiene el campo eléctrico e_0 , en voltios por metro, el cual se expresa en la ecuación 1.8.

$$e_0 = \sqrt{30} \frac{\sqrt{pire[\text{W}]}}{d[\text{m}]} [\text{V/m}] \quad (1.8)$$

Luego al expresar el campo eléctrico en $\mu\text{V/m}$, la $pire$ en kW y la distancia en km , se obtiene de la ecuación 1.9.

$$e_0 = 173,2 \times 10^3 \frac{\sqrt{pire[\text{kW}]}}{d[\text{km}]} [\mu\text{V/m}] \quad (1.9)$$

En unidades logarítmicas, el campo eléctrico en dBu^7 , se expresa en la ecuación 1.10.

$$E_0[\text{dBu}] = 104,8 + PIRE[\text{dBW}] - 20 \log(d[\text{km}]) \quad (1.10)$$

Donde el campo eléctrico está en función de la Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (PIRE) y la distancia d , entre el transmisor y el receptor.

⁷ dBu equivale a $\text{dB}\mu\text{V/m}$.

1.1.4 Potencia Recibida

Retomando la figura 1.4 al ubicar una antena receptora en el punto A, en el que la intensidad de campo eléctrico es e_0 , se puede calcular la potencia recibida en función del área efectiva de antena y la densidad de flujo de potencia presente en el espacio capturada por dicha antena [8], mediante la ecuación 1.11.

$$P_r = S \cdot A_{ef} \text{ [W]}, \quad (1.11)$$

donde:

P_r es la potencia recibida en W.

S es la densidad del flujo de potencia en W/m²

A_{ef} es el área efectiva de la antena en m².

El área efectiva de antena se define en función de su ganancia isotrópica, en la ecuación 1.12.

$$A_{ef} = \frac{g_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (1.12)$$

Dónde:

A_{ef} es el área efectiva de la antena en m².

g_r es la ganancia de la antena receptora en veces.

λ es la longitud de onda en m.

Luego, la potencia recibida en función del campo eléctrico y el área efectiva de antena, se indica en la ecuación 1.13 al reemplazar las ecuaciones 1.6 y 1.12 en 1.11.

$$P_r = \frac{e_0^2}{120\pi} \cdot \frac{g_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (1.13)$$

De la ecuación 1.13, se expresa la potencia recibida en mW, el campo eléctrico en $\mu\text{V/m}$ y se reemplaza la longitud de onda por la frecuencia de acuerdo a la ecuación 1.1, con el fin de obtener la potencia recibida en unidades logarítmicas la cual se indica en la ecuación 1.14.

$$P_r[\text{dBm}] = E_0[\text{dBu}] + G_r[\text{dBi}] - 20 \log(f[\text{MHz}]) - 77,2 \quad (1.14)$$

Así se obtiene la potencia recibida en función del campo eléctrico E_0 , la ganancia de la antena receptora G_r y la frecuencia de operación. Las relaciones anteriores son válidas para antenas separadas del suelo y cualquier medio de propagación.

1.2 MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN

El objetivo de un sistema de radiocomunicaciones es transportar de manera inalámbrica, entre el transmisor y el receptor, la señal de información de baja frecuencia. Sin embargo, por razones prácticas, la transmisión de estas señales no es posible. Entonces, en el transmisor se realiza el procedimiento de adaptar la señal de información a una forma adecuada para ser transportada a través del medio de transmisión, proceso que se

denomina modulación, el cual consiste en variar las características o parámetros de una señal de alta frecuencia de acuerdo a las variaciones de la señal de baja frecuencia. La onda de baja frecuencia se conoce como señal moduladora, la onda de alta frecuencia se denomina señal portadora y la onda que viaja a través del medio de transmisión incorporando la información se denomina señal modulada. Una vez la señal emitida ha sido captada por el receptor, su función fundamental es recuperar la señal original de información. Este proceso se conoce como Demodulación y consiste en convertir los cambios de las características de la señal modulada a la señal mensaje original.

Existen dos categorías de modulación: Modulación de Onda Continua (CW, *Continuous-Wave*) y modulación por pulsos. En el primer tipo se utiliza una onda senoidal como portadora. En este caso, desde la perspectiva analógica, se tienen la Modulación en Amplitud (AM, *Amplitude Modulation*) y modulación angular, la cual se subdivide en Modulación en Frecuencia (FM) y Modulación en Fase (PM, *Phase Modulation*). En la modulación por pulsos la señal portadora es una secuencia periódica de pulsos rectangulares [9].

1.3 MODULACIÓN EN FRECUENCIA

Edwin Howard Armstrong en la década de 1930, debido al ruido presente en una señal de Modulación en Amplitud (AM), desarrolló la Modulación en Frecuencia (FM) como una alternativa a la primera [10]. FM se utiliza principalmente en transmisiones de radiodifusión sonora de alta calidad, aunque además se aplica para Televisión, comunicaciones civiles y militares, así como en otros sistemas de comunicación [11].

La Modulación en Frecuencia (FM) consiste en variar la frecuencia de la onda portadora, de amplitud constante, proporcionalmente a la amplitud y rapidez de la señal moduladora, como resultado se obtiene la señal FM [11]. Las formas de onda para un tono de modulación en el dominio del tiempo, se muestran en la figura 1.5. Como se aprecia en la señal modulada, su amplitud permanece constante y los mayores cambios de frecuencia ocurren durante los máximos positivos y negativos de la señal moduladora; es decir, la desviación de frecuencia es proporcional a la amplitud de la señal moduladora.

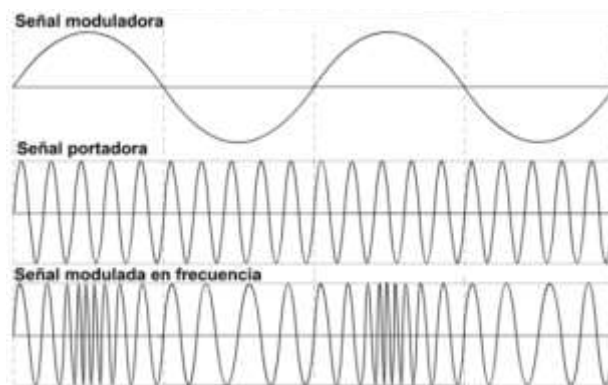


Figura 1.5 Modulación en frecuencia de un tono en el dominio del tiempo.

Para la modulación FM, una señal moduladora de un tono genera una componente de la portadora y una cantidad infinita de pares de frecuencias laterales separadas por múltiplos enteros de la frecuencia de la moduladora. Esa cantidad de componentes origina un espectro con un ancho de banda infinito. Sin embargo, la amplitud de la mayoría de

componentes es insignificante y se pueden ignorar. Se considera una frecuencia significativa si su amplitud es mayor o igual al 1% de la amplitud de la portadora sin modular [11].

El espectro de una señal FM se obtiene de las funciones de Bessel de primera clase. En dichas funciones la cantidad de componentes del índice de modulación y sus magnitudes están en función de la amplitud de la portadora sin modular [9]. En la figura 1.6 se muestra el espectro de una señal FM normalizada respecto a la amplitud de la portadora y modulada por un tono para un índice de modulación m igual a 5.

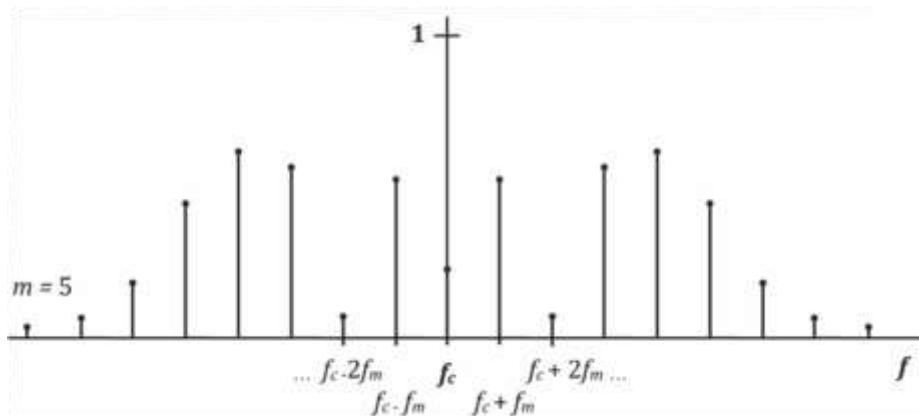


Figura 1.6 Espectro FM de una señal modulada por un tono.

En la figura 1.6 f_c es la frecuencia de la portadora y f_m representa la frecuencia de la señal moduladora. De acuerdo a las funciones de Bessel para un índice de modulación de 5, se tienen 8 componentes espectrales significativas a cada lado de la frecuencia de la onda portadora. El índice de modulación es adimensional y por definición se expresa en función de la frecuencia de la señal moduladora y la desviación máxima de frecuencia, Δf , a través de la ecuación 1.15.

$$m = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (1.15)$$

Respecto al ancho de banda, teóricamente se requiere un ancho de banda infinito para transmitir señales moduladas en frecuencia, pero en la práctica se utiliza una relación empírica que se conoce como la regla de Carson para calcular el ancho de banda mínimo de transmisión [9], el cual se indica en la ecuación 1.16.

$$B_T = 2(\Delta f + f_m) \text{ [Hz]} \quad (1.16)$$

Donde, B_T es el ancho de banda de transmisión, Δf es la desviación máxima en frecuencia y f_m es la frecuencia de la señal moduladora.

Al despejar la desviación máxima de frecuencia de la ecuación 1.15 y reemplazarla en la ecuación 1.16, se obtiene el ancho de banda de transmisión en función del índice de modulación y de la frecuencia de la señal moduladora como lo muestra la ecuación 1.17.

$$B_T = 2f_m(m + 1) \text{ [Hz]} \quad (1.17)$$

Es importante notar que a las señales eléctricas transmitidas en sistemas de radiocomunicaciones, inevitablemente, se suman señales aleatorias indeseables que afectan la comunicación. Dichas señales indeseadas son conocidas como ruido e interferencias. El ruido representa mayor problema en el receptor dado que en este punto, normalmente, las señales son débiles y por lo tanto es necesario amplificarlas para su procesamiento adecuado. La amplificación involucra tanto la señal deseada como el ruido de manera que la recuperación de la señal de información se dificulta.

La presencia de ruido sobre las señales eléctricas de circuitos o sistemas de comunicaciones, origina el concepto de Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) como una medida de la intensidad de potencia promedio de la señal deseada respecto a la potencia promedio de ruido presente en ella. Dicha relación se expresa en decibeles (dB) y se requiere que sea lo más grande posible para una cantidad de ruido mínima de tal manera que su presencia sea irrelevante y se mejore el desempeño de un sistema o un circuito electrónico.

La modulación FM es menos afectada por el ruido aditivo que actúa directamente sobre la amplitud de la señal, debido a que la información está contenida en las variaciones de frecuencia. En consecuencia, la SNR aumenta en comparación con la Modulación en Amplitud (AM) para un mismo nivel de potencia recibido y a cambio se requiere un mayor ancho de banda para transmitir la señal modulada en frecuencia, dado que las componentes espectrales de mayor potencia se concentran en un rango más amplio de frecuencias [12].

1.3.1 Preacentuación y Desacentuación

Generalmente, las componentes de alta frecuencia en señales analógicas como la voz, video y audio, entre otras, tienen menores amplitudes en comparación a sus frecuencias medias y bajas [13]. Además, a la salida de un demodulador de FM el voltaje de ruido aumenta proporcionalmente con la frecuencia [9]. Para esta situación en un sistema FM, la relación SNR es menor a frecuencias altas y se origina distorsión en la señal de información demodulada.

Con el fin de mejorar la SNR, las componentes de alta frecuencia se refuerzan o acentúan en amplitud antes de la modulación en el transmisor y se atenúan en la misma proporción en el receptor después de la demodulación para recuperar la señal original. Estos procesos se conocen como preacentuación y desacentuación, respectivamente.

En radiodifusión de FM comercial, un circuito de preacentuación es un filtro pasa-altas y un filtro pasa-bajas constituye una red de desacentuación. Para los filtros anteriores la constante de tiempo⁸ es 75 μ s y en consecuencia la frecuencia de corte es 2.12 kHz. Se consigue una mejora aproximada de 12 dB en FM con el uso de redes como las anteriores [13].

1.3.2 Transmisiones en FM Comercial

En Colombia, de acuerdo al Plan Técnico Nacional de radiodifusión sonora en FM [14], se atribuyen para radiodifusión los canales de la banda de 88 a 108 MHz, los cuales se

⁸ La constante de tiempo es el tiempo necesario para que el condensador se cargue al 63 % del voltaje máximo y la bobina sea atravesada por 63 % de la corriente máxima en circuitos RC o RL.

identifican por su frecuencia portadora central y por el número del canal. Sus frecuencias centrales comienzan en 88.1 MHz y continúan separadas cada 200 kHz hasta 107.9 MHz. La máxima desviación en frecuencia es de 75 kHz a cada lado de la portadora y la frecuencia más alta de la señal moduladora es de 15 kHz. La separación de 200 kHz entre estaciones de FM, en comparación con los 10 kHz de radiodifusión AM, permite obtener señales con mejor calidad [12].

1.4 FUNDAMENTOS DE UN RECEPTOR DE FM

Con el paso del tiempo se han desarrollado diversos tipos de radio receptores que de acuerdo a sus configuraciones, elementos electrónicos utilizados y su principio de funcionamiento se clasifican en: radio de galena, receptor regenerativo, receptor de Radio Frecuencia Sintonizado (TRF, *Tuned Radio Frequency*), receptor superheterodino, receptor super-regenerativo, receptor de conversión directa [15]. Además de la tipología anterior existen otros como los transistorizados y con Circuito Integrado (IC) [16].

La función fundamental de un receptor es extraer la señal de información de la señal de RF transmitida, para tal propósito realiza un conjunto de procesamientos a los cuales se pueden añadir otras funciones para mejorar la recepción u otras características del mismo receptor. Entre las funciones básicas se tienen: sintonización de la señal deseada, filtrado, amplificación y demodulación.

1.4.1 Receptor Superheterodino para FM

La mayoría de receptores modernos se diseñan con base en el principio del receptor superheterodino [13]. Éste consta básicamente de una sección de RF, mezclador y oscilador local, filtro de Frecuencia Intermedia (IF, *Intermediate Frequency*) y amplificador/Limitador, detector de FM y amplificador de audio [17]. En la figura 1.7 se muestra un diagrama en bloques básico de un receptor superheterodino.

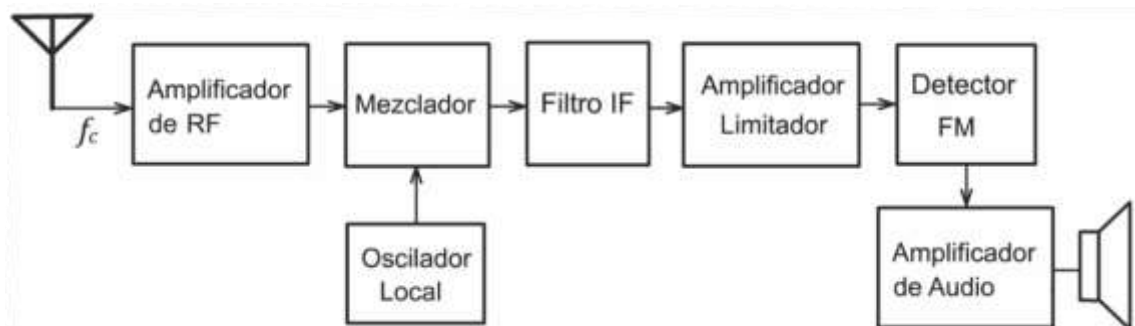


Figura 1.7 Diagrama en bloques del receptor superheterodino.

El funcionamiento del receptor superheterodino es el siguiente: en la antena se tiene la señal FM de bajo voltaje con frecuencia portadora f_c , entre 88 y 108 MHz, la cual se incrementa hasta un nivel adecuado de manera que no sature al mezclador en presencia de señales fuertes, pero lo suficiente para alcanzar una buena relación SNR.

La frecuencia f_c se traslada a una frecuencia fija e inferior IF cuando se mezcla con la frecuencia f_{ol} generada en el oscilador local. A éste proceso se denomina batido o heterodinación. Se presentan dos situaciones en la heterodinación dependiendo de si f_{ol}

es mayor o menor que f_c . Cuando es menor se denomina infraheterodinación y si es mayor superheterodinación. Para el segundo caso, f_{ol} es mayor que f_c en una frecuencia igual a IF, es decir, $f_{ol} = f_c + IF$. Del proceso de mezcla con las componentes suma y diferencia aparecen armónicos. La salida del mezclador corresponde a la componente diferencia, $IF = |f_{ol} - f_c|$, ya que el filtro IF elimina las demás.

Antes de aplicar la señal IF al detector de FM para que opere correctamente, el amplificador eleva su amplitud hasta un nivel suficientemente alto y el limitador elimina las variaciones de amplitud manteniéndola constante. La señal a la salida del detector de FM, se amplifica nuevamente para aplicar potencia a un altavoz.

El principal inconveniente de esta arquitectura ocurre con una señal interferente denominada frecuencia imagen, F_{IM} , hecho que se presenta cuando se ajusta el oscilador local a una frecuencia mayor o menor que la frecuencia de la portadora como se indica en las ecuaciones 1.18 y 1.19.

$$f_{ol} = f_c + IF \quad (1.18)$$

$$f_{ol} = f_c - IF \quad (1.19)$$

Y a su vez, la antena captura una señal con frecuencias según las ecuaciones 1.20 y 1.21:

$$F_{IM} = f_{ol} + IF = f_c + 2IF, \text{ si } f_{ol} > f_c \quad (1.20)$$

$$F_{IM} = f_{ol} - IF = f_c - 2IF, \text{ si } f_{ol} < f_c \quad (1.21)$$

Luego, en el proceso de mezcla se genera una señal en frecuencia intermedia, diferente a la IF producida por la señal deseada, que atraviesa el filtro pasa banda y contamina la señal de interés como se indica en las ecuaciones 1.22 y 1.23.

$$|f_{ol} - F_{IM}| = |f_{ol} - (f_{ol} + IF)| = IF, \text{ si } f_{ol} > f_c \quad (1.22)$$

$$|f_{ol} - F_{IM}| = |f_{ol} - (f_{ol} - IF)| = IF, \text{ si } f_{ol} < f_c \quad (1.23)$$

Principalmente, el funcionamiento del receptor superheterodino, se basa en la condición $f_{ol} > f_c$, en este caso la frecuencia imagen estará ubicada en el rango de 109.4 MHz a 129.4 MHz, y en consecuencia, para reducir este problema se requiere que la frecuencia imagen de alguna de las bandas de FM comercial esté en una zona del espectro radioeléctrico con menor grado de utilización o en su defecto, el nivel de la potencia de emisión sea bajo. También se puede incluir un filtro pasa banda, antes del amplificador de RF, para reducir las frecuencias al rango de interés y de esa manera limitar el paso de la frecuencia imagen.

1.4.2 Detector de FM en Cuadratura

Hay varios tipos de detectores usados para extraer la información de la señal portadora. Algunos pueden ser utilizados en receptores construidos con elementos discretos y otros son incluidos en Circuitos Integrados (IC) [18]. A los últimos pertenecen: el demodulador Lazo de Fase Cerrada (PLL, *Phase Locked Loop*) o el demodulador en cuadratura que es el más utilizado.

En un detector de FM en cuadratura la señal de IF pasa hacia un mezclador de forma directa y a través de una red desfasadora de 90° . A la salida del mezclador, como resultado de dicho proceso, se obtiene una señal de alta frecuencia y otra con una amplitud proporcional a la desviación de frecuencia. Un Filtro Pasa Bajas (LPF, *Low Pass Filter*) elimina la primera, de manera que a la salida del demodulador se obtiene la amplitud correspondiente a la señal de información [19]. En la figura 1.8 se muestra un diagrama en bloques básico de un detector de FM en cuadratura.



Figura 1.8 Diagrama en bloques básico del detector de FM en cuadratura.

1.4.3 Ruido en el Receptor de FM

El ruido y las interferencias de canal se suman como variaciones aleatorias indeseadas a la amplitud de la señal FM recibida. Por fortuna el ruido es más notable en los máximos de la señal FM e insignificante en otra situación. Debido a que en FM la señal de información está contenida en variaciones de frecuencia; en el receptor, antes de la demodulación, es posible eliminar incrementos en amplitud de la señal recibida a través de un circuito limitador de amplitud sin suprimir componentes de información. El uso de limitadores de amplitud mejora la SNR a la salida del detector hasta en 20 dB respecto de la SNR a su entrada. Por otra parte, debido al tratamiento adecuado de señales deseadas en presencia de ruido es común que no se requiera el uso de amplificadores en la etapa de RF de un receptor de FM [11].

1.4.3.1 Efecto Captura

Un fenómeno particular de los sistemas FM es el efecto captura, el cual consiste en lo siguiente: si en recepción se tienen dos señales con frecuencias portadoras cercanas, el receptor captura la de mayor potencia y elimina la otra. Si la potencia de las señales en cuestión es similar, el receptor fluctuará entre una y otra.

1.4.3.2 Efecto de Umbral

Siempre que la Relación Portadora a Ruido⁹ (CNR, *Carrier to Noise Ratio*) a la entrada del detector sea mucho mayor que la unidad, el receptor opera satisfactoriamente. Experimentalmente se ha observado que el receptor de FM opera incorrectamente a medida que el ruido se incrementa, es decir, la relación CNR disminuye. El efecto de umbral se define como el mínimo valor de CNR que permite una mejora de la relación SNR a la salida del receptor de FM [9].

En la figura 1.9 se muestran las curvas teóricas de relación señal a ruido de salida del receptor respecto a cambios en la relación portadora a ruido, para ondas senoidales. La curva punteada corresponde al valor teórico de SNR de salida para un valor de CNR

⁹ CNR relaciona la potencia promedio de la portadora respecto a la potencia promedio de ruido a la entrada del receptor FM.

elevado. La curva I resulta al transmitir la portadora sin modular y la curva II se obtiene con la portadora modulada. Se aprecia que las curvas de I y II se apartan de la curva punteada aproximadamente a los 10 y 11 dB, respectivamente. Además, la curva II no coincide exactamente con la curva I, lo cual se atribuye a la fuerte dependencia de la potencia de ruido con la señal moduladora.

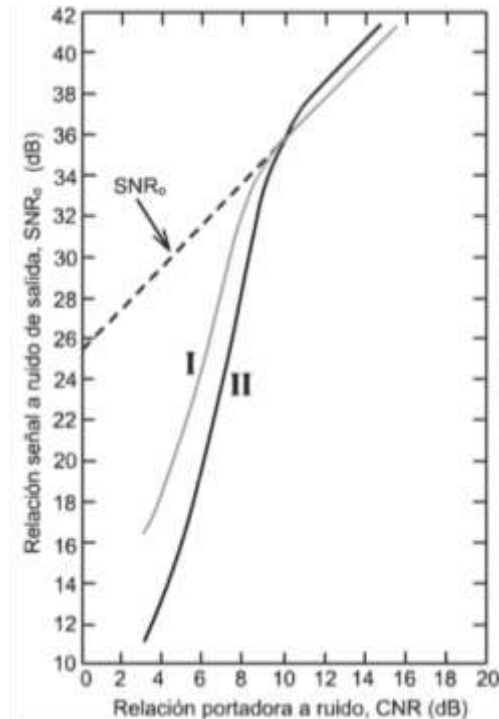


Figura 1.9 SNR a la salida del receptor FM en función de CNR [9].

En la práctica, se ha encontrado que el efecto de umbral se presenta a valores de CNR aproximados a los 13 dB, valor cercano al teórico. Por lo tanto para evitar este efecto la relación CNR debe estar por encima de 13 dB, aproximadamente unas 20 veces [20].

1.4.3.3 Extensión del Umbral de FM

Existe la posibilidad de minimizar la potencia de la señal recibida de tal forma que el receptor de FM opere adecuadamente por debajo del umbral de FM, establecido en la sección 1.4.3.2. Para tal propósito, en el receptor se utiliza un demodulador de FM con realimentación negativa (FMFB, *FM Feed-Back*) o un Lazo de Fase Cerrada (PLL) [4]. Experimentalmente, la extensión de umbral para un demodulador FMFB está entre 5 a 7 dB y para el demodulador PLL es del orden de 2 a 3 dB [9]. En este caso sólo interesa el primero.

En la figura 1.10 se muestra un receptor de FM con arquitectura FMFB. La extensión del umbral de FM en dicho receptor [20], se logra debido a la realimentación de la señal de información demodulada para mezclarla con la señal de FM de entrada.

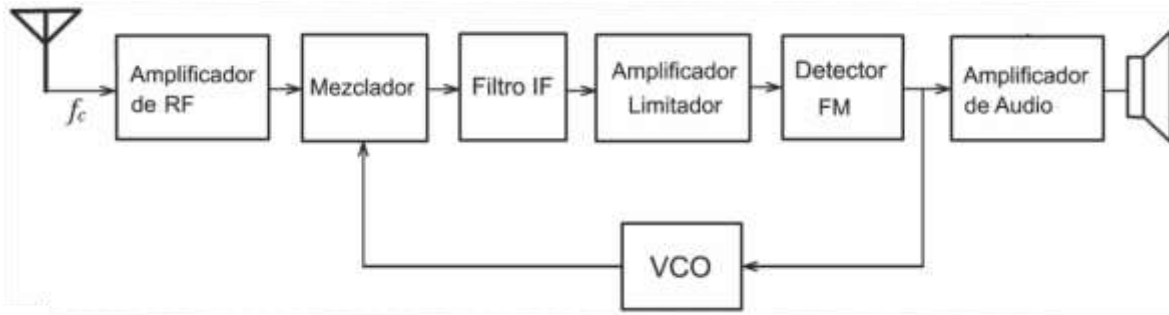


Figura 1.10 Receptor superheterodino con arquitectura FMFB.

El Oscilador controlado por voltaje (VCO, *Voltage-Controlled Oscillator*) se sintoniza a la frecuencia, $f_c - f_{int}$ ¹⁰. Además, se modula en frecuencia por la señal de información procedente del detector. La señal a la salida del VCO se mezcla con la que proviene de la antena resultando señales suma y diferencia. El filtro de IF, centrado en f_{int} , permite el paso de la componente diferencia y elimina la otra. Esta situación reduce la desviación instantánea de frecuencia Δf , de la portadora en una cantidad igual a la desviación instantánea de frecuencia generada en el VCO. Por lo tanto, el ancho de banda del filtro IF se comprime respecto al receptor de FM no realimentado y en consecuencia se reduce el ruido debido a que las componentes por fuera de la banda de IF se eliminan. De este modo mejora la relación señal a ruido para la misma potencia promedio de señal de entrada. Esto se traduce en la extensión del umbral de FM dado que con un nivel de señal menor a la entrada del receptor, éste opera satisfactoriamente. En la figura 1.11 se ilustra la extensión del umbral de FM.

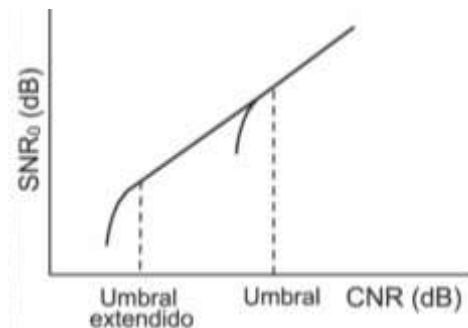


Figura 1.11 Extensión de umbral de FM [20].

1.4.4 Características de un Receptor

A continuación se enumeran y describen algunas características importantes de los receptores de FM:

- **Sensibilidad**

La sensibilidad puede definirse como el nivel mínimo de señal que debe aplicarse a la entrada del receptor, en condiciones específicas, para obtener a la salida una señal con características determinadas y similares a la señal original [21].

¹⁰ f_{int} frecuencia intermedia del Filtro IF en el receptor realimentado.

- **Selectividad**

La selectividad es la capacidad de un receptor para seleccionar la señal deseada dentro de una banda de frecuencias determinada y rechazar las otras señales no deseadas interferentes y adyacentes a ésta [13].

- **Relación Señal a Ruido**

La Relación Señal a Ruido (SNR), es la medida relativa existente entre los niveles de potencia de la señal deseada y la potencia de ruido que indica el grado de contaminación presente en la señal de interés. Entre mayor sea la intensidad de la señal deseada respecto a la del ruido, mayor es la relación SNR, por lo tanto la señal de información tiene mayor robustez. Comúnmente esta relación se expresa en decibeles [22].

1.4.5 Receptores de FM en Circuito Integrado Lineal

Básicamente existen dos posibilidades para la construcción de un receptor de FM, las cuales consisten en diseñar cada etapa del mismo en base a componentes electrónicos que realicen las funciones correspondientes o diseñar alrededor de Circuitos Integrados que requieren menos ajustes y pocos elementos externos para obtener un receptor funcional. Fabricantes como Philips®¹¹, Motorola®, Sanyo®, RCA®, Signetics®, entre otros, han desarrollado Circuitos Integrados (IC) que hacen la mayoría de las funciones de un receptor para sistemas de comunicación de AM y FM [11].

En el presente trabajo de grado, el objetivo principal es medir la potencia de la señal de una estación de FM comercial en cualquier punto dentro de una zona de cobertura determinada. En este caso se utilizará un receptor de FM basado en Circuito Integrado (IC) que tenga una salida denominada Indicador de Intensidad de Señal Recibida (RSSI, *Received Signal Strength Indicator*) o en su defecto algún Indicador/Medidor de Intensidad de señal como: Medidor de Señal (S-Meter, *Signal Meter*) o Intensidad de Campo.

Un medidor de señal, es un indicador que comunmente es proporcionado en receptores de comunicaciones como por ejemplo: los receptores de radioaficionados o los receptores de onda corta.

Los receptores de FM con circuito integrado lineal a menudo tienen en su estructura un receptor de tipo superheterodino. Algunos circuitos integrados contienen el receptor de FM completo y otros no. De manera general los circuitos integrados analizados tienen las siguientes características [13]:

- Bajo consumo de potencia.
- Bajo Voltaje de operación entre 1,8 y 9 V.
- Bajo consumo de corriente entre 3 y 6,5 mA.
- Tipo de encapsulado: Paquete en doble línea (DIP, *Dual In-Line Package*).
- Tipo de encapsulado: Paquete de Esquema Pequeño (SOP, *Small Outline Package*).
- Tipo de encapsulado: Paquete de Esquema Pequeño Reducido (SSOP, *Shrink Small Outline Package*).
- Pin medidor de Intensidad de señal, Signal-Meter (S-Meter).

¹¹ Se refiere a la división de Philips Semiconductors® que en la actualidad pertenece a NXP Semiconductors®.

- Óptima sensibilidad.
- Salida de audio amplificada.

Según el análisis de las diferentes etapas que conforman un receptor superheterodino básico, como se observa en la figura 1.7, se encuentra que algunos de estos IC, se basan en esta estructura de receptor con algunas variaciones que aparecen en receptores para diferentes aplicaciones tales como [13]:

- Circuito integrado de un solo chip para las grabadoras de radio casete portátil con sintonización manual.
- Receptores FM de banda estrecha de doble conversión.
- Sistema mezclador FM IF de baja potencia y alto desempeño.
- Sistema mezclador FM IF de alto rendimiento y baja tensión.
- Sistema mezclador FM IF de alta velocidad RSSI de alto desempeño y baja tensión.
- Sistema mezclador FM IF de baja potencia.
- Circuito de radio FM para sistema multilateral de comercio.

1.5 HERRAMIENTAS SOFTWARE

En esta sección se describen las principales características de herramientas software utilizadas en:

- Diseño de Tarjetas de Circuito Impreso (PCB, *Printed Circuit Board*).
- Planificación radioeléctrica.
- Software de programación de Microcontroladores.

1.5.1 Herramientas Software para el Diseño de Tarjetas de Circuito Impreso

En la actualidad se dispone de diversas herramientas para el Diseño Asistido por Computador (CAD, *Computer-Aided Design*) de Tarjetas de Circuito Impreso (PCB). Dichas herramientas son de uso libre o licenciado y entre ellas se tiene:

- ARES®
- EAGLE®¹²
- ExpressPCB®¹³
- KiCad®¹⁴
- Orcad®¹⁵
- Altium®¹⁶.

Para el diseño de Tarjetas de Circuito Impreso (PCB) el Editor de Diseño Gráfico Fácilmente Aplicable (EAGLE, *Easily Applicable Graphical Layout Editor*) de la empresa Cadsoftusa® representa una buena alternativa dado que tiene un alto grado de

¹² <http://www.cadsoftusa.com>

¹³ <http://www.expresspcb.com>

¹⁴ <http://www.kicad-pcb.org>

¹⁵ <http://www.cadence.com/products/orcad>

¹⁶ <http://www.altium.com/>

aceptación. EAGLE® está disponible en versión libre y licenciada. La versión libre tiene las siguientes limitaciones:

- Tamaño máximo de la tarjeta es de 100 x 80 mm.
- Es posible diseñar como máximo dos capas.
- El esquemático¹⁷ se edita en una hoja solamente.

1.5.2 Herramientas Software de Planificación Radioeléctrica

Actualmente se encuentran varias herramientas de simulación mediante las cuales se puede implementar un modelo de comunicación para radiodifusión. Algunas son de uso libre y otras son de uso licenciado. Entre ellas se encuentran:

- Link Planner®¹⁸
- Radwin Planner®¹⁹
- Herramienta de Predicción de Cobertura para un Sistema de Radiodifusión Sonora en Frecuencia Modulada (FM) utilizando un Sistema de Información Geográfica (SIG).
- Link Calc® (En línea)²⁰
- Xirio-Online®²¹
- Radio Mobile®²²
- ICS Telecom®²³

Las dos primeras herramientas son propiedad de los fabricantes Motorola® y Radwin® respectivamente, aunque estas son robustas y trabajan bajo los estándares de las normas ITU, solo permiten simular características de equipos de ellos mismos.

Con la Herramienta de Predicción de Cobertura para un Sistema de Radiodifusión Sonora en Frecuencia Modulada (FM) utilizando Sistemas de Información Geográfica (SIG) [23], se puede realizar predicción de cobertura en FM comercial mediante modelos basados en la Rec ITU-R P.526 (Propagación por difracción), modelo de curvas E(50,50), modelo de curvas F(50,50), modelo 2D Anderson, Longley Rice y Espacio libre. Aunque es una buena herramienta especializada en las mediciones que se pretenden tomar mediante este trabajo de grado, es limitada su utilización debido a que sólo se puede utilizar en las oficinas de la biblioteca instalada en un computador personal (PC). Además, se requiere de un sistema operativo XP SP2 y con programa arcGIS versión 9.2. Cabe destacar que en la actualidad sólo se puede descargar la versión 10.2.2 de arcGIS.

Link Calc® y Xirio-Online® son herramientas de simulación en internet, la primera es desarrollada por el fabricante Ligo Wave®²⁴, la segunda es una buena herramienta desarrollada por la empresa APTICA®²⁵ que permite realizar predicción de cobertura para

¹⁷ El esquemático es la hoja que contiene la interconexión de los elementos electrónicos.

¹⁸ <http://www.cambiumnetworks.com/products/planning-tools/link-planner>.

¹⁹ <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/12056/fichero/3+--+Uso+de+la+herramientas+R-Planner.pdf>.

²⁰ <http://www.ligowave.com/linkcalc/>.

²¹ <https://www.xirio-online.com/secure/login.aspx>.

²² <http://www.cplus.org/rmw/english1.html>.

²³ <http://www.atdi.es/ics-telecom/>

²⁴ <http://www.ligowave.com/es/about-us>.

²⁵ <http://www.aptica.es/>

difusión FM con mapas de baja resolución de forma gratuita y con mapas de alta resolución de forma paga. Xirio-Online® es una excelente herramienta de planificación radioeléctrica que se basa en diferentes tecnologías de comunicaciones como Sistema Global para las Comunicaciones Móviles (GSM, *Global System for Mobile Communications*), Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*), Evolución a Largo Término (LTE, *Long Term Evolution*), Frecuencia Modulada (FM) entre otras y en diferentes recomendaciones del Sector de Radiocomunicaciones de la ITU (ITU-R, *ITU Radiocommunication Sector*) como Rec. ITU-R P.526.11 (Propagación por difracción), Rec ITU-R P 1546, Rec ITU-R P1812.

Radio Mobile® es una buena herramienta de simulación de sistemas de comunicación de radio frecuencia, esta herramienta opera en un rango de frecuencias desde los 20 MHz hasta los 20 GHz y es de uso libre, pero sólo utiliza el Modelo de Terreno Irregular (ITM, *Irregular Terrain Model*) denominado Longley-Rice como modelo de propagación.

ICS Telecom®²⁶ es otra herramienta robusta de planificación radioeléctrica desarrollada por la empresa ATDI *Advanced Radiocommunications* que permite predecir el comportamiento de los parámetros de desempeño de las tecnologías de radio fijas y móviles utilizadas actualmente. Entre éstas se tiene: difusión de radio y televisión, televisión analógica, televisión digital terrestre, microondas, comunicaciones móviles de celular (UMTS) entre otras, estas tecnologías operan en el espectro de frecuencias de 10 KHz a 450 GHz. Cabe aclarar que esta importante herramienta requiere de una licencia para su uso.

1.5.3 Herramientas Software de Programación de Microcontroladores

Debido a que el presente trabajo de grado trata de un prototipo cuyas funciones consisten en medir potencia, tomar la posición geográfica del sitio medido, almacenar y visualizar los datos, se requiere de un componente electrónico que realice tareas de control y procesamiento de datos para desarrollar las funciones mencionadas. Estas tareas son realizadas por una Unidad Microcontroladora (MCU, *Microcontroller Unit*). En este sentido, es posible utilizar una MCU compuesta por un Circuito Integrado Programable (PIC; *Programmable Integrated Circuit*) o por Arduino que es una plataforma de hardware libre código abierto basada en una tarjeta electrónica.

Para que la MCU realice las tareas determinadas es necesario alojar en su memoria un programa²⁷ o un conjunto de instrucciones que cumplan tal objetivo. El programa se desarrolla mediante un software de programación especializado para MCU. Existe software de programación de alto y bajo nivel. Contrario a lo que sucede con el software de bajo nivel, con el de alto nivel se requiere, por parte del programador, escribir y ejecutar una cantidad reducida de instrucciones para cumplir una tarea específica. Además, no es necesario conocer a profundidad el Hardware de la MCU a programar. En consecuencia, sólo se tratan las características principales de software de programación de MCU de alto nivel.

Existen diversas herramientas de programación software para el desarrollo de programas o códigos para MCU. Entre otras, se tienen las siguientes:

²⁶ <http://www.atdi.es/perfil/>

²⁷ Otra denominación de programa es código.

- MikroC PRO for PIC®
- CCS C Compiler®
- Entorno de Desarrollo Integrado (IDE, *Integrated Development Environment*) de Arduino.

MikroC PRO for PIC® es una herramienta software desarrollada por MikroElektronika®²⁸ y CCS C Compiler® es desarrollado por CCS *Custom Computer Services*®²⁹ para la programación de microcontroladores Microchip®. Tanto MikroC PRO for PIC® como CCS C Compiler® se fundamentan en el lenguaje de programación C, pero requieren de una licencia para su uso. Además, para la transferencia del código o programa a la MCU es necesario un hardware externo adicional.

En este sentido, el IDE de Arduino representa una alternativa adecuada ya que es un entorno libre y multiplataforma basado en Wiring³⁰ y Processing³¹ que permite escribir, editar, compilar y ejecutar un conjunto de instrucciones para luego almacenarlas en la memoria del microcontrolador de la tarjeta de Arduino. El lenguaje de programación cuenta con elementos como bloques condicionales, bloques repetitivos, variables, funciones que buscan detallar de manera coherente las instrucciones que se desean programar. La programación se realiza mediante comandos propios de Arduino al definir las entradas, las salidas y escribir las instrucciones necesarias para luego compilar el programa en búsqueda de errores. Con esta potente herramienta se pueden transferir los proyectos, sin necesidad de hardware externo, directamente desde el Computador Personal (PC) a la MCU de Arduino [24].

La estructura básica del código en el IDE de Arduino consta de tres partes:

- **Sección de declaración de variables:** se definen las variables a utilizar.
- **Función setup():** se definen las configuraciones de las interfaces conectadas a la tarjeta de Arduino. Se ejecuta una vez cuando inicia la ejecución del programa para inicializar dichas interfaces.
- **Función loop():** aquí se definen las instrucciones a realizar de forma continua. Esta función es un ciclo que se ejecuta una y otra vez hasta que se suspenda la alimentación a la tarjeta de Arduino.

²⁸ <http://www.mikroe.com/mikroc/>.

²⁹ <http://www.ccsinfo.com/>

³⁰ Wiring es una estructura de código abierto para microcontroladores que permite escribir programas multiplataforma.

³¹ Processing es un lenguaje de programación y entorno de desarrollo de código abierto basados en Java.

2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA

En este capítulo se trata el diseño y construcción del prototipo portátil medidor de potencia de señales en la banda de FM comercial. Para lograr estos objetivos se continua con las actividades que hacen parte de una metodología secuencial [25], la cual consta de las siguientes etapas:

- **Recolección de información:** recopilación de información relacionada con Circuitos Integrados (IC) y componentes electrónicos para la recepción de señales en sistemas de radiodifusión en FM comercial. Además, recolección de información acerca de herramientas software para planificación radioeléctrica, programación de microcontroladores y diseño de Tarjetas de Circuito Impreso (PCB); capítulo 1.
- **Análisis de requerimientos:** se definen los requerimientos que debe cumplir el prototipo portátil para medir potencia recibida en diferentes sitios de la ciudad de Popayán, proveniente de señales FM en la banda comercial. Además, análisis de: Circuitos Integrados (IC) receptores de FM que dispongan de un pin Indicador de Intensidad de señal Recibida (RSSI), módulos receptores de señales del Sistema de Posicionamiento Global (GPS, *Global Positioning System*), módulos para el almacenamiento y visualización de información y, fuentes para proveer energía al prototipo medidor de potencia de señales FM. Lo anterior en el capítulo 2.
- **Diseño y construcción**

Las actividades de la etapa de diseño y construcción que se tratan en este capítulo son:

- **Diseño general del prototipo:** a partir de los requerimientos se diseña el diagrama general en bloques del prototipo.
 - **Diseño específico de módulos:** con base en el diagrama general del prototipo se diseñan los módulos no disponibles en el mercado electrónico y se definen adecuadamente los módulos existentes.
 - **Pruebas de funcionamiento de módulos:** se realizan pruebas de funcionamiento, mediante herramientas software o en protoboard, a cada uno de los módulos.
 - **Elaboración y pruebas de módulos no disponibles:** elaboración de módulos no disponibles en tarjetas de circuito impreso y posteriores pruebas de los mismos.
 - **Construcción del prototipo:** ubicación adecuada de cada módulo en el cuerpo del prototipo y conexiones respectivas de los mismos.
 - **Construcción de la Antena Receptora:** elaboración de la antena de recepción para la banda de FM comercial.
- **Pruebas**

Las pruebas se presentan en el capítulo 3 y son las siguientes:

- **Pruebas del prototipo:** ejecución de pruebas para verificar el funcionamiento del prototipo.
- **Medidas de Potencia con el prototipo:** se mide la potencia recibida de Unicauca Estéreo en algunos lugares de la ciudad de Popayán.

- **Medidas de potencia mediante simulación:** en una herramienta software se simulan los mismos de la actividad anterior.
- **Comparación de resultados:** se comparan los datos de potencia medidos con el prototipo y obtenidos mediante simulación.
- **Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros:** se elaboran a partir del desarrollo del presente trabajo de grado y se presentan en el capítulo 4.

Entrega: elaboración y entrega de la documentación generada del desarrollo del presente trabajo de grado.

2.1 REQUERIMIENTOS DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA DE FM

En el presente trabajo de grado se trata el diseño y construcción de un prototipo de medida, visualización y almacenamiento tanto de niveles de potencia de señales de FM comercial como de la posición geográfica de los puntos medidos. Debido a las funciones anteriores del instrumento de medida y a la necesidad de realizar medidas en algunos sitios específicos de la ciudad de Popayán, los requerimientos de dicho prototipo son los siguientes:

- **Prototipo portátil:** el equipo de medida a diseñar y construir debe ser fácilmente transportable por el hecho de la realización de medidas en campo.
- **Sintonización de FM comercial:** el prototipo debe captar las señales emitidas en la banda de FM comercial, es decir el rango de frecuencias entre 88 y 108 MHz.
- **Recepción de señales del Sistema de Posicionamiento Global:** indispensable para registrar el punto donde mide la potencia de una señal de FM.
- **Despliegue digital de información:** importante para visualizar los datos de interés en el proceso de medición.
- **Almacenamiento de datos:** es fundamental guardar los datos obtenidos para su posterior análisis.
- **Procesamiento de datos:** este requerimiento deriva de la visualización digital y almacenamiento de los datos.
- **Autonomía en cuanto a alimentación:** al tratarse de un prototipo portátil para medidas en campo es necesario tener gran autonomía de alimentación.

2.2 DISEÑO GENERAL DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA DE FM

Teniendo en cuenta los requerimientos para el diseño del prototipo portátil medidor de potencia de señales FM en la banda comercial, se determina que éste debe contar con los siguientes módulos:

- Módulo receptor de señales de FM comercial.
- Módulo receptor de señales de GPS.
- Módulo de almacenamiento de datos.
- Módulo de visualización de datos.
- Módulo de procesamiento de datos.
- Módulo de alimentación.

En la figura 2.1 se aprecia el diagrama en bloques correspondiente al prototipo medidor de potencia de señales FM en la banda comercial.

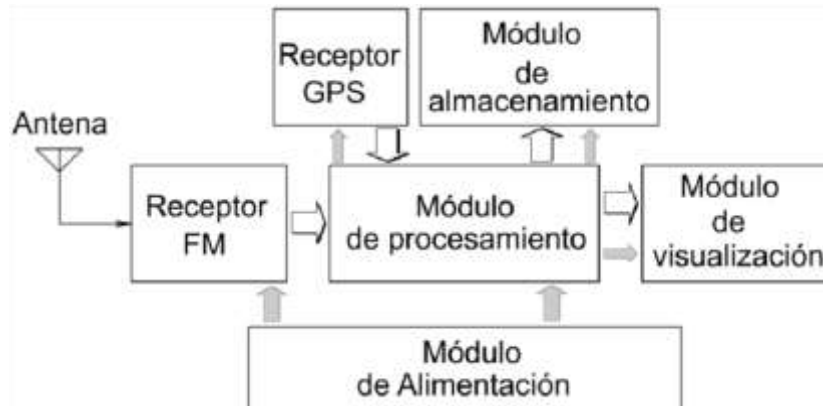


Figura 2.1 Diagrama en bloques del prototipo medidor de potencia de señales FM comercial.

En el esquema de la figura 2.1, a través de la antena del receptor de FM se sintoniza una emisora para ser escuchada y se presenta el nivel de intensidad de señal recibida en uno de sus terminales de manera que se aplique al módulo de procesamiento para obtener un valor digital de la potencia de dicha señal. El receptor de señales del Sistema de Posicionamiento Global (GPS) provee al módulo de procesamiento las coordenadas geográficas del lugar donde se realizan las medidas de potencia. Tanto los valores digitales de potencia como la posición de los respectivos lugares se guardan y despliegan en los módulos de almacenamiento y visualización, respectivamente. Por otra parte, para la operación de cada uno de los módulos es necesario proveerles energía mediante un bloque de alimentación. La alimentación se suministra directamente a los módulos del receptor de FM y de procesamiento. El receptor GPS y los módulos de almacenamiento y visualización obtienen la alimentación a través del módulo de procesamiento, como se indica con las flechas de color gris en la figura 2.1.

2.3 DISEÑO DE MÓDULOS ESPECÍFICOS

El diseño y construcción del prototipo portátil medidor de potencia de señales FM en la banda comercial, se basa en el uso y adecuación de elementos y dispositivos tecnológicos existentes en el mercado. A continuación se describe la elección de los componentes y dispositivos electrónicos correspondientes a cada módulo del diagrama general del prototipo medidor de potencia, figura 2.1.

2.3.1 Receptor de FM

Como se mencionó en la sección 1.4.5, debido a la posibilidad de construir el receptor de FM en torno a un Circuito Integrado (IC), se escoge esta opción por los mínimos ajustes y componentes electrónicos requeridos. Existe en el mercado una gran cantidad de circuitos integrados para la banda de FM comercial que disponen de un pin del cual se obtiene un voltaje Indicador de la Intensidad de Señal Recibida (RSSI).

En la tabla 2.1, se referencian circuitos integrados con sus características tomadas de las hojas de características³² y que se tienen en cuenta para la selección del chip³³ a utilizar.

Tabla 2.1 Receptores de FM en un solo chip y algunas características.

IC	Fabricante	Rango de frecuencia (MHz)	Voltaje de alimentación (V)	Corriente de alimentación (mA)	Tipo de encapsulado
MC13135 MC13136	Motorola®	Hasta 200	2 - 6	4	DIP-24 SOL-24
SA615	Philips®	Hasta 500	4,5 - 8	5,7	DIP-20 SOL-20 SSOP-20
SA616	Philips®	Hasta 150	2,7 - 7	3,5	SSOP-20
SA626	Philips®	Hasta 500	2,7 - 5,5	6,5	SOL-20 SSOP-20
SA636	Philips®	Hasta 500	2,7 - 5,5	6,5	SSOP-20
LA1828	Sanyo®	88 - 108	2,5 - 6	16	DIP-24S
TDA7021T	Philips®	1,5 - 110	1,8 - 6	6,3	SOP-16

De la tabla 2.1, haciendo referencia al menor consumo de energía, entre las opciones viables están los Circuitos Integrados (IC) SA616 y TDA7021T. El integrado SA616, es un sistema de procesamiento de señales de Frecuencia Intermedia (IF) de baja potencia para FM, adecuado para sistemas de doble conversión como un circuito de segunda etapa de Frecuencia Intermedia (IF). El otro, es un chip receptor de señales de FM, tanto monofónicas como estereofónicas, para radios portátiles, el cual requiere de una cantidad reducida de condensadores, resistencias, un diodo varactor o varicap y una bobina para la sintonización del Oscilador Local (LO, *Local Oscillator*).

Por otra parte, en cuanto al tipo de encapsulado, las mejores opciones son los circuitos integrados MC13135/ MC13136 y SA615, ya que tienen una presentación de tamaño mayor que los demás, con dos líneas de 24 y 20 pines largos respectivamente. Esta característica facilita el montaje del chip en una Tarjeta de Circuito Impreso (PCB, *Printed Circuit Board*), pero ambos requieren de una cantidad mayor de componentes electrónicos para su funcionamiento. En consecuencia, de lo anterior, se concluye que el Circuito Integrado (IC) indicado para la construcción del receptor de FM comercial es el chip TDA7021T de Philips®.

El TDA7021T es un chip de montaje superficial de 16 pines con arquitectura de realimentación FMFB muy similar a la del superheterodino con la diferencia que en vez del oscilador local se tiene un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO), el cual modula en frecuencia la señal de audio proveniente del demodulador.

Con el método de realimentación se produce una reducción del ancho de banda de la señal de IF, aproximadamente a 60 kHz [26]. La disminución del ancho de banda permite pasar de una IF típica de 10,7 MHz a una frecuencia inferior IF de 76 kHz.

³² Las hojas de características contienen especificaciones técnicas de los circuitos integrados. Disponible en: <http://www.datasheetcatalog.com/>.

³³ El chip es otra denominación de circuito integrado. Está constituido de material semiconductor de algunos milímetros de tamaño sobre el que se fabrican circuitos electrónicos y se protege por un encapsulado plástico o cerámico.

Además de su arquitectura muy similar a la del receptor superheterodino, el IC TDA7021T incorpora un sistema de silenciamiento de correlación para enmudecer la salida de audio mientras no se logre sintonizar una emisora correctamente. El sistema de silenciamiento es controlado por un circuito que determina la correlación entre la forma de onda de la señal IF y una versión invertida de la misma que se desfasa 180°. La señal de audio no es enmudecida si las dos señales son idénticas al compararlas, es decir, su correlación es alta y en situaciones distintas a la anterior se enmudece la señal de audio [27]. En la figura 2.2 se observa el diagrama en bloques del receptor TDA7021T.

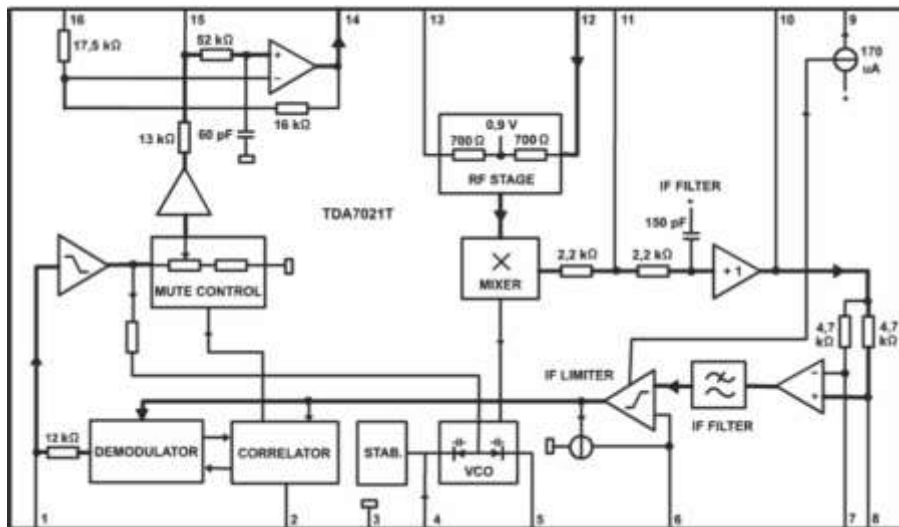


Figura 2.2 Diagrama en bloques del Circuito Integrado TDA7021T [26].

2.3.1.1 Circuito de Antena

La recepción de las señales se realiza a través de una antena, que de acuerdo al Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*), se define como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñado específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” [28]. En recepción, una antena capta la densidad de potencia de una onda electromagnética que incide sobre ella con el fin de producir un pequeño voltaje del orden de los microvoltios o milivoltios en sus terminales para aplicarla al receptor.

La señal RF ingresa desde la antena al receptor de FM, a través de los pines 12 y 13 del Circuito Integrado (IC). En este caso se utiliza la configuración de la hoja de datos, en la cual una de las entradas se desacopla conectándola a tierra mediante el condensador C_1 de forma que se comporte como cortocircuito a altas frecuencias, aproximadamente 100 MHz y en la otra se conecta la antena mediante el condensador C_2 . En dicha configuración la impedancia de la antena es de 75 Ω . En la figura 2.3, se presenta el circuito de antena sobre el integrado TDA7021T.

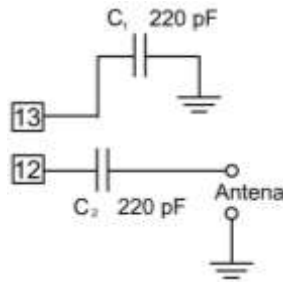


Figura 2.3 Circuito de antena.

2.3.1.2 Oscilador Local

Las frecuencias de sintonía se obtienen con un Oscilador Local (LO), el cual está conformado por un circuito LC que se conecta a los pines 4 y 5 del chip TDA7021T [29]. Este circuito está integrado por el condensador C_4 en serie con un diodo de capacidad variable D_v , los cuales se conectan en paralelo con la bobina L . El diodo de capacidad variable se conoce como diodo varactor o varicap y tiene la propiedad de cambiar su capacitancia al ser polarizado inversamente con un voltaje continuo. El ánodo de dicho diodo se conecta a un potenciómetro de 10 k Ω para variar el voltaje inverso aplicado mientras su cátodo permanece conectado al voltaje de alimentación a través de la bobina. Además, con el condensador C_4 (≈ 10 nF) se bloquea la entrada de Corriente Directa (DC, *Direct Current*) al circuito de sintonía [29]. Por otra parte, la alimentación se suministra a través del pin 4 y se utiliza el condensador C_3 (10nF), el cual se comporta como cortocircuito a altas frecuencias y debe estar lo más cerca posible del circuito integrado (IC). El esquema correspondiente, se aprecia en la figura 2.4.

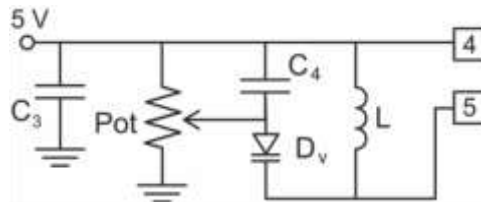


Figura 2.4 Circuito de oscilador local sintonizado mediante diodo varactor.

Se utiliza el valor de la bobina empleado en la hoja de características técnicas del fabricante y debido a que no fue posible encontrar una bobina de 56 nH, se fabricó una con núcleo de aire, la cual se fundamenta en la expresión de Wheeler [30], según la ecuación 2.1.

$$L = 0,394 \frac{N^2 r^2}{9r + 10l} [\mu\text{H}], \quad (2.1)$$

donde:

- o L Es la inductancia de la bobina en μH .
- o l es la longitud en cm
- o r el radio de la bobina en cm.
- o N es el número de espiras.

El valor de $l = N \cdot d$, donde d es el diámetro del alambre de cobre.

En este caso para la bobina de 56 nH con un alambre de cobre de 0,5 mm de diámetro y un núcleo de 4,5 mm, aplicando la ecuación 2.2, resultan 3 espiras aproximadamente. El ajuste de la misma se realiza juntando o separando ligeramente las espiras.

2.3.1.3 Etapa de Frecuencia Intermedia

Componentes electrónicos internos como condensadores, resistencias y amplificadores operacionales conforman la etapa de Frecuencia Intermedia (IF). Dicha etapa consta de tres secciones y el Amplificador/Limitador IF, como se aprecia en la figura 2.5. Para su ajuste se incluyen condensadores externos a través de los pines 6, 7, 8, 10 y 11 del chip TDA7021T con el propósito de obtener una frecuencia central de 76 kHz y un ancho de banda de 60 kHz, es decir, las frecuencias de corte inferior y superior son de 46 kHz y 106 kHz, respectivamente.

La primera etapa, filtro Sallen-Key [27], permite implementar un filtro pasa-bajas de segundo orden de respuesta plana hasta la frecuencia de corte. Por encima de dicho valor se obtiene una atenuación de 40 dB/década. La función de transferencia está dada por la ecuación 2.2.

$$H_1(s) = \frac{1}{R_2^2 C_5 C_6 s^2 + 2R_2 C_6 s + 1} \quad (2.2)$$

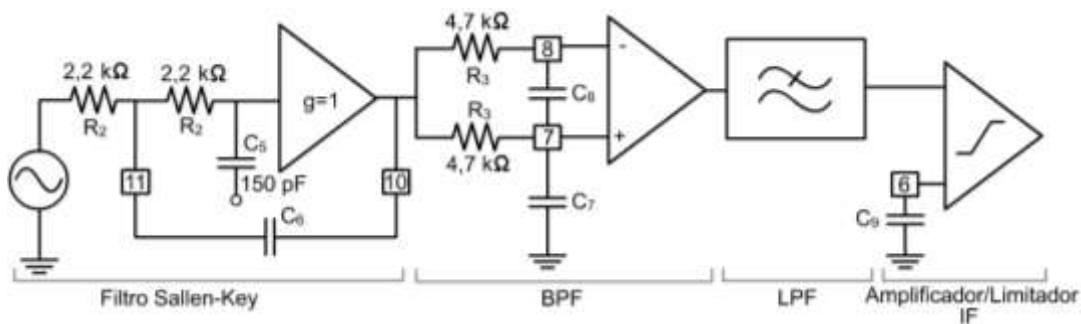


Figura 2.5 Etapa de Frecuencia Intermedia [27].

La expresión para la frecuencia de corte de la función $H_1(s)$, ecuación 2.2, se indica en la ecuación 2.3.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 \sqrt{C_5 C_6}} \quad (2.3)$$

De donde se obtiene para C_6 un valor de 3164 pF ($\approx 3,3$ nF), con $f_c = 106$ kHz, $R_2 = 2200 \Omega$ y el condensador C_5 de 150 pF integrado en el chip. La característica del filtro Sallen-Key, se muestra a través del diagrama de Bode asintótico³⁴ en la figura 2.6.

³⁴ El diagrama de Bode asintótico muestra la respuesta aproximada en frecuencia de un circuito.

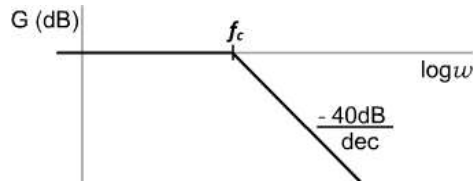


Figura 2.6 Diagrama de Bode del Filtro Sallen-key .

La segunda etapa corresponde a un Filtro Pasa Banda (BPF, *Band Pass Filter*), que permite el paso de un ancho de banda de 60 kHz centrado a la frecuencia IF de 76 kHz.

La función de transferencia para la segunda etapa [29], se muestra en la ecuación 2.4.

$$H_2(s) = \frac{\frac{s}{R_2 C_7}}{(1 + R_3 C_7 s)(1 + R_3 C_8 s)} \quad (2.4)$$

Para garantizar que la ganancia a 46 kHz sea de 0 dB, la frecuencia de corte inferior f_{ci} se ubica una octava por debajo del valor anterior, es decir, $f_{ci} = 23$ kHz. La frecuencia de corte superior corresponde a $f_{cs} = 106$ kHz. Las expresiones de las frecuencias de corte se obtienen de las ecuaciones 2.5 y 2.6 [29].

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi R_3 C_7} \quad (2.5)$$

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi R_3 C_8} \quad (2.6)$$

De las ecuaciones 2.6 y 2.7, para $R_3 = 4,7$ kΩ y los valores correspondientes a cada frecuencia de corte se obtienen $C_7 = 320$ pF y $C_8 = 1,47$ nF. Por debajo del filtro IF no se cumple ningún requerimiento específico, por tanto, se utiliza una pendiente de 20 dB/dec [29]. El diagrama de Bode de esta etapa del filtro IF se muestra en la figura 2.7.

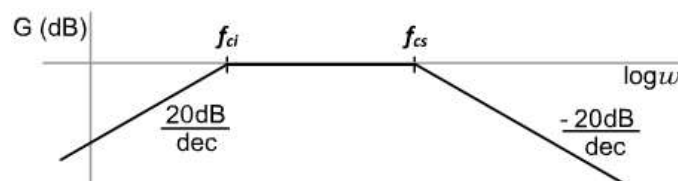


Figura 2.7 Diagrama de Bode del Filtro pasa banda.

La sección final del filtro IF está completamente integrada en el chip y se trata de un Filtro Pasa Bajas (LPF, *Low Pass Filter*).

Debido a que la señal de entrada al demodulador debe tener una amplitud suficiente y constante, la salida del filtro IF es suministrada a un amplificador/limitador el cual requiere un condensador externo de desacople que es dado por el fabricante, $C_9 = 100$ nF.

2.3.1.4 Detector de FM

La señal proveniente del Amplificador/Limitador pasa a través del detector de FM en cuadratura, el cual proporciona un desfase de -90° a la frecuencia de 76 kHz [29]. Las

señales resultantes del proceso de demodulación pasan a través de un filtro pasa bajas RC para eliminar las altas frecuencias. La frecuencia de corte del filtro RC se obtiene con una resistencia integrada en el chip de 12 kΩ y un condensador externo a través del pin 1 del chip TDA7021T. El esquema del detector de FM en cuadratura se aprecia en la figura 2.8.

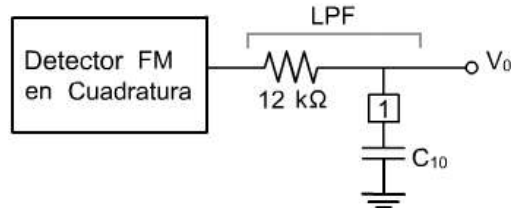


Figura 2.8 Etapa del detector de FM en cuadratura.

La frecuencia de corte del filtro pasa bajas del detector está afectada por un factor de compresión, $1 + K_o K_d$, debido a la realimentación [29]. Por tanto, considerando que la máxima frecuencia del mensaje a demodular es de 15 kHz, de la ecuación 2.7 se obtiene el valor del condensador C_{10} .

$$\frac{15 \text{ KHz}}{1 + K_o K_d} = \frac{1}{2\pi \cdot 12000 \cdot C_{10}}, \quad (2.7)$$

donde:

$K_o = 1,14$, es la sensibilidad del oscilador local en MHz/V.

$K_d = 3,6$ es la sensibilidad del detector de FM en V/MHz.

De la ecuación 2.7 se obtiene que $C_{10} \approx 4,5 \text{ nF}$.

2.3.1.5 Etapa de Audio

Para la etapa de audio del chip receptor de FM TDA7021T se diseña la red de desacentuación, la cual se muestra en la figura 2.9.

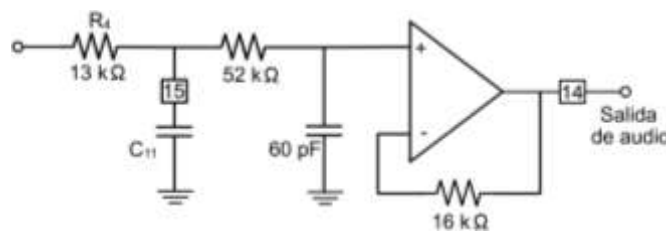


Figura 2.9 Red de desacentuación.

Por otra parte, de la sección 1.3.1, se conoce que la constante de tiempo de un Filtro Pasa Bajas (LPF) para una red de desacentuación es de $75 \mu\text{s}$. Además dicho parámetro está determinado, en este caso, por el producto de la resistencia R_4 y el condensador C_{11} . Por lo tanto, se calcula el valor del condensador C_{11} de acuerdo con la ecuación 2.8.

$$R_4 C_{11} = 75 \mu\text{s}, \quad (2.8)$$

de donde se obtiene que $C_{11} \approx 5,77 \text{ nF}$.

Ahora, para escuchar la señal de audio a través de un altavoz, es necesario aplicarla a una sección de amplificación. Dicha etapa se configura en torno al IC TDA7052A fabricado por Philips®, el cual consta de un Paquete de Doble Línea (DIP) de 8 pines [31]. Este chip es un amplificador de baja potencia que entrega aproximadamente 1 W a un altavoz de 8 Ω con un voltaje de alimentación de 12 V. Este Circuito Integrado (IC) requiere pocos componentes electrónicos externos, en consecuencia, mantiene estable su funcionamiento y es útil en dispositivos portátiles alimentados con batería.

La señal de audio procedente del el pin 14 en el IC TDA7021T, entra a la etapa de amplificación a través del condensador de bloqueo de DC de 470 nF al pin 2 del chip TDA7052A. La señal de audio amplificada se aplica a un altavoz de 8 Ω conectado a los pines 5 y 8 los cuales tienen polarización positiva y negativa, respectivamente. Para el control de volumen se utiliza un potenciómetro de 1 M Ω en paralelo con un condensador de 1 μ F conectados al pin 4 del circuito amplificador de audio. Dicho condensador se utiliza para evitar sonidos indeseados al accionar algún botón de encendido/apagado del prototipo. El esquema de la etapa de audio se muestra en la figura 2.10.

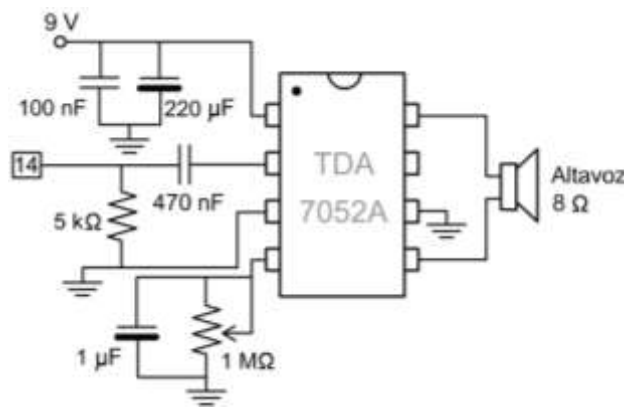


Figura 2.10 Amplificador de audio de baja potencia con circuito integrado TDA7052A.

2.3.1.6 Medidor de Intensidad de Señal Recibida

El Circuito Integrado (IC) TDA7021T a través del pin 9 permite disponer de un detector de intensidad de campo. Esta clase de pines se conocen con el nombre de Indicador de Intensidad de Señal Recibida (RSSI). En el pin 9 se obtiene una corriente, por tanto, se coloca una resistencia para originar una caída de voltaje V_o a la salida. De la hoja de datos técnicos del fabricante se tiene un voltaje máximo de 0,16 V a través de una resistencia de 1 k Ω y en consecuencia los niveles a medir están por debajo de dicho voltaje. Por lo tanto se utiliza una resistencia de precisión de 22 k Ω para aumentar el voltaje a medir. En paralelo con la resistencia se coloca un condensador de valor especificado por el fabricante. En la figura 2.11 se muestra el esquema para la obtención de voltaje a la salida del pin RSSI.

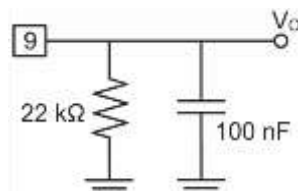


Figura 2.11 Voltaje de salida del pin RSSI.

Este nivel de voltaje se aplica como una entrada analógica de la Unidad Microcontroladora (MCU) para realizar los procedimientos necesarios en almacenamiento y visualización de un valor digital a través de un LCD.

Por otra parte, dado que el Circuito Integrado (IC) TDA7021T opera a 5 V, se usa el regulador de voltaje positivo L7805CV, fabricado por STMicroelectronics®. El esquema del regulador de voltaje fijo se muestra en la figura 2.12.

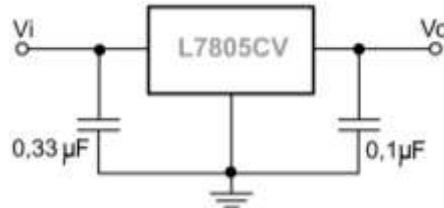


Figura 2.12 Regulador de voltaje positivo.

El esquema del circuito y los valores de los componentes electrónicos son tomados de la hoja de características proporcionadas por el fabricante. En el circuito de la figura 2.12, V_i corresponde al voltaje suministrado por la batería y V_o es el voltaje fijo regulado a 5 V positivos. Es importante resaltar que para obtener un determinado voltaje de salida en este regulador, a la entrada se debe aplicar, como mínimo, un voltaje mayor en 2,5 V sin superar los 35 V.

Finalmente, el circuito del receptor de FM se muestra en la figura 2.13. En este esquema, V_R corresponde al voltaje regulado positivo de 5 V y V_A es la señal mensaje que se aplica al amplificador de audio para ser escuchada.

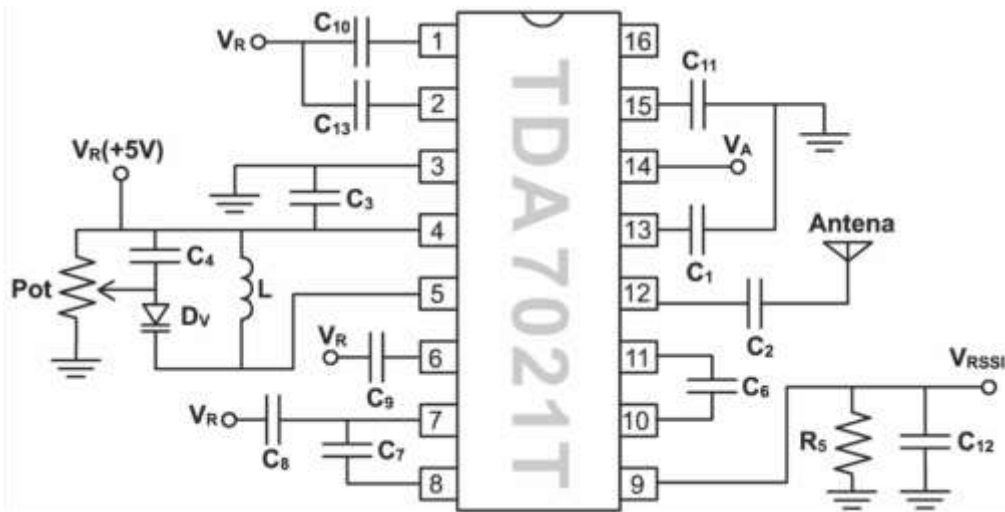


Figura 2.13 Circuito del receptor de FM.

En la tabla 2.2 se resume el valor de los componentes electrónicos comerciales utilizados en el receptor de FM con Circuito Integrado (IC) TDA7021T.

Tabla 2.2 Valores de los componentes electrónicos del receptor de FM.

Componente	Valor
C ₁	2,2 pF
C ₂	2,2 pF
C ₃	10 nF
C ₄	10 nF
C ₆	1,2 nF
C ₇	330 pF
C ₈	1500pF
C ₉	100 nF
C ₁₀	4,7 nF
C ₁₁	5,8 nF
C ₁₂	100 nF
C ₁₃	100 nF
R ₅	22 kΩ
Potenciómetro de precisión	10 k
D _V	BB809

2.3.2 Módulo de Procesamiento

En este módulo se procesan, en una Unidad Microcontroladora (MCU), las señales provenientes del receptor GPS y del receptor de FM de manera que tanto los valores de coordenadas como de potencia, se almacenen en una memoria MicroSD y se muestren a través del LCD. En este sentido, existe la posibilidad de realizar dichos procedimientos mediante un Circuito Integrado Programable (PIC, *Programmable Integrated Circuit*) o por medio de la tarjeta Arduino.

Arduino es la unidad de procesamiento adecuada para el desarrollo del presente trabajo de grado, debido a que se trata de hardware libre el cual posee un microcontrolador con pines de entrada y salida que permite conectar en ellos: sensores, actuadores e interfaces de forma muy sencilla. Además posee una interfaz de conexión Bus Serial Universal (USB, *Universal Serial Bus*) mediante la cual se cargan los programas directamente desde el Computador Personal (PC) al microcontrolador de la tarjeta Arduino sin utilizar otro tipo de programas y hardware externo.

Existen diversos tipos de tarjetas Arduino, las cuales se diferencian principalmente por la cantidad de pines de entrada/salida, voltaje de alimentación y el microcontrolador integrado, entre otros [32]. En el presente trabajo de grado se utiliza Arduino UNO R3, dado que posee características adecuadas para el desarrollo del prototipo medidor de potencia de señales FM, entre las que se encuentran [33]:

- Conexión serial USB.
- Conector de alimentación.
- Botón de reinicio.
- Voltaje de entrada (Límites): 6-20 V.
- 14 Entradas/Salidas digitales con 6 de ellas utilizables para Modulación por Ancho de Pulsos (PWM, *Pulse-Width Modulation*).
- 6 entradas analógicas de 10 bits.
- Microcontrolador ATmega328P, fabricado por Atmel®.

En la tabla 2.3 se muestran entre otras características los tamaños de memoria flash, Memoria Estática de Acceso Aleatorio (SRAM, *Static Random Access Memory*), Memoria de Sólo Lectura Programable y Borrable Eléctricamente (EEPROM, *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*) para el microcontrolador ATmega328P [34].

Tabla 2.3 Características del microcontrolador ATmega328P.

Características	Valor/Descripción
Corriente por pin de entrada/salida	40 mA
Voltaje de operación	5 V
Memoria flash	32 kB
SRAM	2 kB
EEPROM	1 kB
Velocidad de reloj	16 MHz
Temperatura de operación	-40°C a 85 °C

En la figura 2.14 se muestra el esquema físico de una tarjeta Arduino UNO R3.

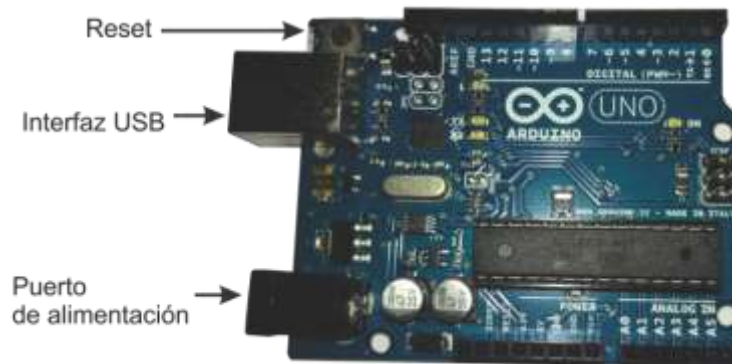


Figura 2.14 Tarjeta Arduino UNO R3.

Para la operación de la tarjeta Arduino UNO solo se requiere conectar los sensores y actuadores en los pines a utilizar. Luego se carga el código o programa desde el Entorno de Desarrollo Integrado (IDE) al microcontrolador mediante la interfaz USB. Por último se alimenta la tarjeta Arduino UNO con un voltaje DC soportado. En caso de presentar fallas de ejecución la tarjeta Arduino uno posee el pulsador reset para reinicio del programa.

2.3.3 Receptor GPS

GPS, es un sistema de posicionamiento global basado en un conjunto de satélites que se encuentran ubicados en una órbita alrededor de la tierra a más de 20.000 km. Este sistema permite determinar la posición tanto en latitud como longitud y altura de cualquier punto geográfico terrestre, las 24 horas del día y en cualquier condición climatológica. Al dispositivo que permite tomar la lectura de esta posición se denomina receptor GPS [35].

El receptor GPS indicado para la implementación es el modelo EM-406A fabricado por la compañía USGlobalSat®. En la figura 2.15 se muestra el GPS EM-406A.



Figura 2.15 Receptor GPS EM-406A.

Este GPS tiene entre otras las siguientes características que lo hacen muy atractivo:

- Receptor de 20 canales.
- Alta sensibilidad : -159 dBm
- Exactitud de posición de 10 m y 5m con el Sistema de Ampliación de Área (WAAS, *Wide Area Augmentation System*).
- Tasa de baudios: 4800 bits por segundo (bps).
- Consumo de potencia: 70 mA a 4,5 – 6,5 V.
- 20 gramos de peso.
- Tamaño: 30 mm x 30 mm x 10,5 mm.

El receptor GPS es pequeño, con una antena integrada y se alimenta con 5 V. El reporte de datos es cada segundo a través de una comunicación serial y cuenta con 20 canales para disponer de más sitios en la búsqueda de diferentes señales lo que mejora su desempeño y conexión en zonas urbanas.

Además se dispone de una tarjeta fabricada por Sparkfun Electronics®, la cual soporta el módulo GPS y se integra fácilmente con la tarjeta Arduino UNO R3, como se aprecia en la figura 2.16.



Figura 2.16 Receptor GPS EM-406A ensamblado sobre tarjeta Arduino UNO R3.

La tarjeta que soporta al receptor GPS, figura 2.16, posee un pulsador y dos interruptores etiquetados como DLINE/UART y ON/OFF. El pulsador RESET se utiliza para reiniciar la ejecución del programa y opera igual que el RESET de la tarjeta Arduino UNO R3. El interruptor DLINE/UART es para indicar los pines que se emplean en la comunicación entre las tarjetas Arduino UNO R3 y el receptor GPS. Al seleccionar UART la comunicación se realiza por el puerto serial de la tarjeta Arduino UNO, pines digitales 1 y 2; en caso contrario la comunicación se lleva a cabo por cualquier otro pin digital que por defecto son los pines 2 y 3. Finalmente, por medio del interruptor ON/OFF se enciende o apaga el receptor GPS.

En este caso se utiliza el puerto serial de la tarjeta Arduino UNO R3. Por lo tanto, durante la ejecución del programa, el interruptor DLINE/UART debe estar ubicado hacia UART. Es importante destacar que el interruptor se debe posicionar hacia DLINE siempre que se

cargue un código al microcontrolador de la tarjeta Arduino UNO R3. Para realizar el cambio de UART a DLINE o viceversa, se debe apagar el GPS.

El módulo GPS se comunica a través del protocolo de datos de la Asociación Nacional de Electrónica Marina (NMEA, *National Marine Electronics Association*) que soporta varios formatos de mensajes de salida³⁵. En este trabajo de grado se utiliza el protocolo de Sistema de Posicionamiento Global de Datos Fijo (GGA, *Global Positioning System Fixed Data*) dado que incluye datos de interés como la posición y altitud a diferencia de los demás. El formato del protocolo GPGGA obtenido se aprecia en el recuadro azul de la figura 2.17. El código programado para obtener los mensajes recibidos desde el receptor GPS a través del monitor virtual del entorno de Arduino, se presenta en el anexo A.1.

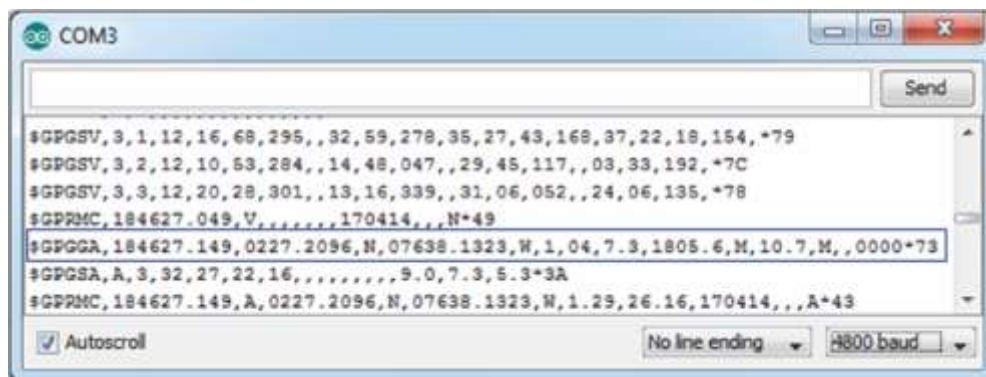


Figura 2.17 Estructura del mensaje GPGGA.

En la tabla 2.4 se muestra una breve descripción de cada uno de los componentes del mensaje GGA.

Tabla 2.4 Descripción del mensaje GGA.

Argumentos	Descripción
\$GPGGA	Cabecera del protocolo GGA
184627.149	18:46:27.149, Hora en Tiempo Universal Coordinado (UTC, <i>Universal Time Coordinated</i>)
0227.2096	Latitud 2° 27.2096'
N	Indicador de latitud Norte / Sur
07638.1323	Longitud 76° 38.1323'
W	Indicador de longitud Este / Oeste
1	Indicador de calidad del servicio GPS
04	Satélites en uso
7.3	Dilución de precisión ³⁶ horizontal
1805.6	Altitud sobre el nivel del mar
M	Unidades de altitud (metros)
10.7	Altura geoidal
M	Unidades separación geoidal (metros)
0000*73	Verificación de errores de transmisión

³⁵ Mensajes soportados por el protocolo NMEA aparecen en el manual de referencia. Disponible en: <https://www.sparkfun.com/datasheets/GPS/NMEA%20Reference%20Manual1.pdf>

³⁶ La dilución de precisión es la medida de la precisión de las coordenadas obtenidas por el GPS según la distribución de los satélites.

El indicador de calidad del servicio para los receptores GPS toma valores entre 0 y 3, para los cuales se muestra una pequeña descripción en la tabla 2.5.

Tabla 2.5 Descripción de la calidad del servicio GPS.

Valor	Descripción
0	No válido
1	Modo GPS con Servicio de Posicionamiento Estándar (SPS ³⁷ , <i>Standard Positioning Service</i>)
2	GPS diferencial ³⁸ , modo SPS
3	Modo GPS con Servicio de Posicionamiento Preciso (PPS ³⁹ , <i>Precise Positioning Service</i>)

2.3.4 Módulo de Almacenamiento

En éste trabajo de grado es indispensable almacenar las medidas obtenidas con el prototipo en un formato adecuado, en consecuencia, es indicado el uso de una memoria microSD de manera que se aumente la capacidad de almacenamiento y se tenga la posibilidad de analizar los datos en un Computador Personal (PC). Las memorias microSD corresponden a un formato de tarjeta de memoria no volátil más pequeña que la miniSD, desarrollada por SanDisk, la cual es diseñada para ser utilizada en dispositivos portátiles como teléfonos móviles, cámaras digitales, entre otros; cuya especificación es mantenida por la SD Card Association [36], entidad que agrupa muchos fabricantes de hardware.

En este contexto, para efectos de almacenamiento se dispone de un kit microSD y de un módulo adaptador de tarjeta microSD; fabricados por Sparkfun® y Catalex®, respectivamente. El kit se ensambla directamente sobre la tarjeta Arduino UNO R3 o el receptor GPS y el módulo adaptador se conecta mediante seis líneas. La principal diferencia es el tamaño y la posibilidad de ensamble en un lugar adecuado del cuerpo del prototipo, por tanto, se escoge el módulo adaptador de tarjeta microSD para introducir y extraer fácilmente la memoria microSD. En la figura 2.18 se muestra el módulo adaptador de tarjeta microSD V0.9B.

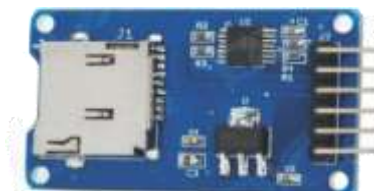


Figura 2.18 Módulo adaptador de tarjeta microSD.

Las principales características del módulo adaptador de tarjeta microSD son:

- Voltaje de alimentación: 5 V.
- Soporta memoria microSD de hasta 2 GB o microSDHC⁴⁰ de hasta 32 GB.

³⁷ El Servicio de Posicionamiento Estándar (SPS) no es tan preciso y es utilizado sin restricciones por personal civil.

³⁸ El GPS diferencial proporciona mayor precisión con correcciones introducidas por una estación terrestre de referencia.

³⁹ El Servicio de Posicionamiento Preciso (PPS) provee muy alta precisión y es de uso militar principalmente.

- Dimensiones: 46 mm x 24 mm x 7 mm.

La comunicación entre la tarjeta Arduino UNO R3 y el módulo adaptador de microSD se lleva a cabo mediante el bus de Interfaz Serial de Periféricos (SPI, *Serial Peripheral Interface*). Se trata de un tipo de transmisión de datos síncrona donde hay un dispositivo maestro que controla a los periféricos o esclavos. Aparte de las dos líneas de alimentación se utilizan cuatro líneas que son:

- Línea para datos de Entrada Maestro y Salida Esclavo (MISO, *Master Input Slave Output*).
- Línea de datos de Salida Maestro y Entrada Esclavo (MOSI, *Master Output Slave Input*).
- Línea de sincronización Serial de Reloj (SCK, *Serial Clock*).
- Línea de Selector de Esclavo (SS, *Slave Select*).

Las tres primeras líneas son comunes a todos los dispositivos periféricos y la última es particular a cada uno de ellos. También se conoce como Selector de Chip (CS, *Chip Select*) En la tabla 2.6 se muestran los pines correspondientes a las conexiones entre la tarjeta Arduino UNO R3 y el adaptador de tarjeta microSD.

Tabla 2.6 Conexiones entre adaptador de tarjeta microSD y tarjeta Arduino UNO.

Pin adaptador de microSD	Pin tarjeta Arduino
MISO	D12
MOSI	D11
SCK	D13
SS	D8
VCC	+5V
GND	GND

2.3.5 Módulo de Visualización

Los datos se muestran mediante un Despliegue de Cristal Líquido (LCD): el LCD es una pantalla que utiliza cristales líquidos cargados entre dos hojas de material transparente, vidrio o plástico, con el objeto de mostrar símbolos o imágenes. Para ello se utilizan varias capas de cristales líquidos que en estado normal son alineados, de tal forma que la luz pasa a través de la pantalla. Cuando una carga se aplica a los cristales líquidos, éstos cambian su orientación o giro por lo que la luz no puede pasar a través de la pantalla y las intersecciones cargadas en la red de electrodos se torna de color oscuro formando los símbolos o imagen deseada sobre la pantalla [37].

Existen tres tipos de pantalla LCD [38]: segmento LCD (o alfanumérico), matriz de punto (o caracter) y LCD gráfico.

Segmento LCD: el LCD segmento o LCD alfanumérico, se utiliza para mostrar únicamente números arábigos representados por siete (7) segmentos o números arábigos y letras romanas por catorce segmentos. Los símbolos, como signos más (+), menos (-), unidades de medida y los iconos personalizados también se pueden observar en el LCD. Cada símbolo se trabaja como un segmento.

⁴⁰ La microSDHC es una versión de alta capacidad de la memoria microSD estándar.

LCD de matriz de puntos: o LCD caracter se utiliza para mostrar de 1 a 4 líneas con 16 o 40 caracteres cada una. Un caracter se representa por una matriz de 5x7 puntos lo que origina un bloque, el cual puede formar números, letras y una cantidad limitada de símbolos personalizados.

LCD Gráfico: este elemento proporciona a los usuarios un mayor grado de flexibilidad. Ellos se componen de pixeles dispuestos en filas y columnas, donde cada pixel se puede manipular de forma individual para texto, gráficos o una combinación entre los dos.

Dado que únicamente se mostrarán caracteres alfanuméricos y algunos símbolos, el LCD apropiado para la visualización de datos en el prototipo es del tipo caracter con un tamaño de 4 líneas y 20 columnas (4x20) para desplegar mayor cantidad de información al mismo tiempo. En la figura 2.19 se muestra el tipo de LCD seleccionado.



Figura 2.19 LCD tipo caracter 20x4.

Es importante resaltar que este LCD es compatible con el controlador ampliamente utilizado HD44780 de Hitachi, el cual permite administrar dicho despliegue mediante comandos de alto nivel en el IDE Arduino 1.0. Otra característica primordial es que para el manejo del LCD, con este controlador, se utilizan 14 pines entre los que se tienen 3 de alimentación, 3 de control y 8 de datos, aunque algunos tipos de LCD incluyen 2 pines más para retroiluminación, como en este caso. Este hecho conduce al uso de una cantidad considerable de pines en la tarjeta Arduino UNO R3, por este motivo se utiliza una Interfaz de Dos Cables (TWI, *Two Wire Interface*) o bus de comunicación Entre Circuitos Integrados⁴¹ (IIC, *Inter Integrated Circuits*) para desplegar los datos en el LCD. Dicha comunicación es bidireccional y se basa en el protocolo IIC que además de las conexiones GND y VCC, generalmente a 5 V, requiere de una Línea Serial de Datos (SDA, *Serial DA*ta) y una Línea Serial de Reloj (SCL, *Serial CL*ock). SCL sincroniza la escritura o lectura bidireccional de los datos en la línea SDA. En la figura 2.20 se muestra la vista superior de un módulo de interfaz IIC compatible con el LCD y Arduino UNO.



Figura 2.20 Módulo de Interfaz IIC, compatible con el LCD y Arduino UNO.

En la tabla 2.7 se muestran los pines correspondientes a las conexiones entre la tarjeta Arduino UNO y el módulo de interfaz IIC.

⁴¹ Este protocolo se conoce también como I²C.

Tabla 2.7 Conexiones entre tarjeta Arduino UNO y módulo de interfaz IIC.

Pin módulo IIC	Pin tarjeta Arduino
SDA	A4
SCL	A5
VCC	+5V
GND	GND

2.3.6 Módulo de Alimentación

Actualmente existe una gran diversidad de pilas y baterías con diferentes composiciones químicas, formas y tamaños que se han desarrollado para entregar cada vez mayor autonomía en el suministro de energía eléctrica a equipos portátiles. Aunque hay diferentes tipos de pilas y baterías [39], éstas se pueden clasificar en dos grupos como sigue:

- **Primarias o no recargables:** se le denomina así a las pilas que son desechables, ya que una vez la reacción química ha terminado la pila no se puede utilizar nuevamente [39].
- **Secundarias o recargables:** también son conocidas como baterías o acumuladores. Éstas cuentan con propiedades químicas tales que al recargarlas con una corriente eléctrica se reinvierte su reacción química y se utilizan de nuevo [40].

El prototipo que se desarrolla en este trabajo de grado hace parte de un sistema que requiere una batería recargable para brindar una autonomía aproximada de 10 horas continuas, con el objeto de que el equipo receptor opere durante este tiempo realizando las mediciones de campo respectivas. En este punto es importante determinar la cantidad mínima de corriente en Ah⁴² que debe suministrar la batería hasta descargarse durante el tiempo de operación requerido. Para ello es necesario conocer el consumo de corriente del prototipo medidor. De éste modo el tiempo de descarga en h, el consumo eléctrico del dispositivo en A y la carga eléctrica de la batería en Ah, se relacionan en la ecuación 2.9.

$$tiempo\ de\ descarga = \frac{carga\ eléctrica\ de\ la\ batería}{consumo\ eléctrico\ del\ dispositivo} [h] \quad (2.9)$$

Con el propósito de conocer el consumo eléctrico del prototipo medidor de potencia, con la fuente regulada, se suministraron 12 V al prototipo y se obtuvo un consumo máximo aproximado de 200 mA. De acuerdo a la ecuación 2.9, para un tiempo de descarga de 10 horas y un consumo eléctrico del prototipo de 200 mA, la carga de la batería debe ser como mínimo 2 Ah. De esta manera se utilizará una batería recargable de 12V y 5 Ah para garantizar un tiempo de descarga superior.

Por otro lado, la descarga de la batería tiene un límite inferior que está relacionado con el voltaje para la operación adecuada del dispositivo. Teniendo en cuenta que el receptor de FM opera correctamente a 5 V regulados y los demás módulos funcionan con un voltaje entre 7 a 12 V sin regular; la batería debe suministrar como mínimo 8 V. De esta manera, si el voltaje es inferior a este umbral; es necesario advertir sobre este hecho mediante un indicador de carga de la batería con lo que adicionalmente se sugiere que la batería debe

⁴² Ah: Amperios-hora

ser recargada. En la figura 2.21 se muestra el esquema del circuito indicador de carga de la batería.

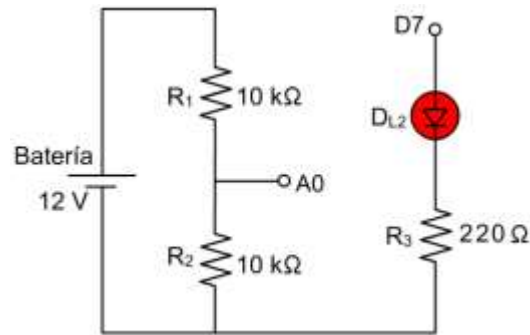


Figura 2.21 Circuito indicador de carga de la batería.

El circuito indicador de carga consta de un divisor de voltaje conectado en paralelo con la batería. El voltaje sobre la resistencia inferior R_2 se aplica a la entrada analógica A0 de la tarjeta Arduino UNO R3 para censar su variación. Si las mediciones son menores a 8 V se ilumina un LED rojo a través de la salida digital D7 de la tarjeta Arduino UNO; pero, si dicho voltaje es superior el LED permanecerá apagado.

2.4 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DE MÓDULOS

Una vez se tiene el diseño de módulos y selección de dispositivos del prototipo portátil medidor de potencia de señales FM, antes del montaje final, se realizan pruebas de funcionamiento a cada bloque. Dichas pruebas se llevaron a cabo, en algunos casos, mediante simulación y en otros a través de montajes en protoboard o verificando los módulos que vienen integrados en tarjetas como por ejemplo Arduino UNO R3, GPS y memoria microSD. En cuanto a las pruebas es ideal simular cada módulo antes de realizar el montaje final, principalmente, para verificar el adecuado funcionamiento y evitar posibles daños tanto en componentes electrónicos como Circuitos Integrados (IC).

2.4.1 Funcionamiento de Módulos en Protoboard o Integrados en Tarjeta

Debido a la dificultad de generar señales como las de GPS o la inexistencia de algunos módulos en el programa de simulación, se prueba su funcionamiento de forma directa en las tarjetas adquiridas o a través de montaje en protoboard.

2.4.1.1 Receptor de Frecuencia Modulada

En la figura 2.22, se muestra el montaje en protoboard del receptor de FM. En la parte superior derecha aparece el amplificador de audio con su potenciómetro de control de volumen y el altavoz, en la parte superior izquierda está el receptor de FM con su potenciómetro de sintonía y en la parte inferior izquierda se encuentra el regulador de voltaje.

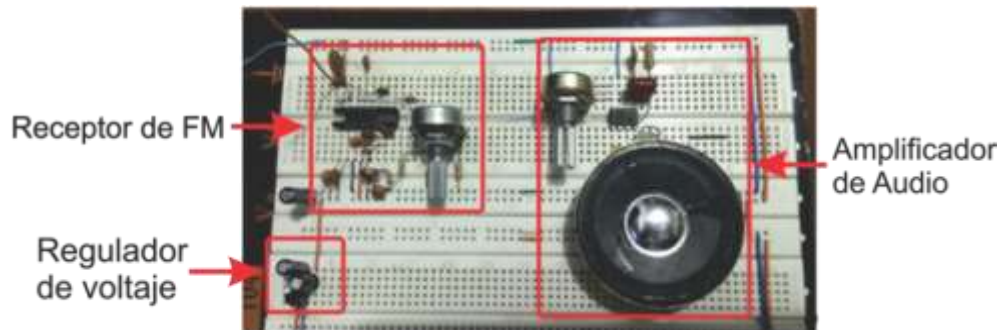


Figura 2.22 Receptor de FM montado en protoboard.

Respecto al montaje del receptor de FM, se verificó la recepción de señales para la banda entre 88 MHz y 108 MHz. Es importante destacar que se sintonizó una banda más amplia que la de interés. Por lo tanto, es necesario agregar una resistencia a cada lado del potenciómetro para limitar la sintonización al rango de espectro deseado en todo su recorrido.

Por otra parte, al conectar una antena en el circuito de la figura 2.22 y medir el voltaje a la salida del pin RSSI sintonizando el espectro de 88 MHz a 108 MHz, se obtuvo un voltaje máximo de 3V. Este voltaje máximo se toma como nivel de referencia con el objeto de mejorar la resolución⁴³ de la Conversión Analógico a Digital (ADC, *Analog to Digital Converter*) dado que generalmente se utiliza la referencia por defecto que corresponde a 5 V.

2.4.1.2 Montaje del Receptor GPS, Arduino UNO, LCD IIC y Memoria MicroSD

En el montaje de la figura 2.23 se prueba la recepción de datos desde el GPS, la visualización en el LCD con interfaz de comunicación I²C y la adecuada operación de la tarjeta Arduino UNO R3. El código programado se muestra en el anexo A.2.



Figura 2.23 Prueba de receptor GPS, memoria microSD, Arduino UNO y LCD I²C.

Los datos se almacenan, en un archivo con extensión ods⁴⁴, en la memoria microSD. En este caso, se trata de una hoja de cálculo que contiene columnas de latitud y longitud, como se aprecia en la figura 2.24 donde se resaltan los datos mostrados en el LCD de la figura 2.23.

⁴³ La resolución indica el valor mínimo de voltaje detectable capaz de generar un cambio entre una lectura y otra.

⁴⁴ Ods es la extensión de un archivo de hoja de cálculo en la herramienta ofimática libre OpenOffice.

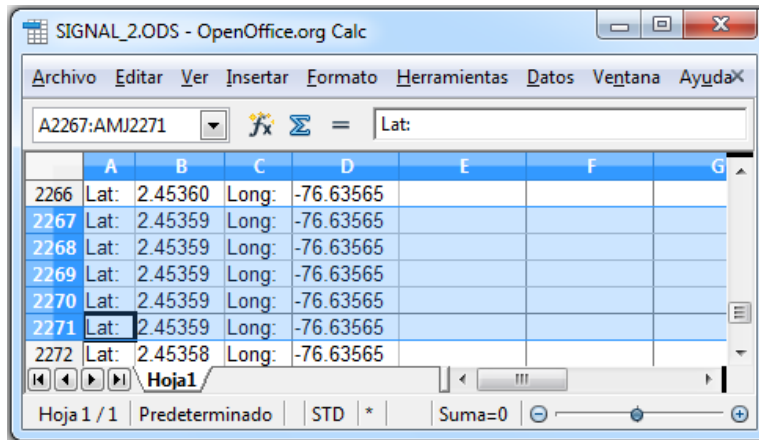


Figura 2.24 Archivo de hoja de cálculo almacenado en la memoria microSD.

2.4.2 Funcionamiento de Módulos Mediante Simulación

Para comprobar el funcionamiento en simulación se utilizó el programa Proteus 7 Professional⁴⁵ de Labcenter Electronics[®] y el Entorno de Desarrollo Integrado (IDE) Arduino 1.0⁴⁶. De éste modo se verifican los siguientes módulos.

2.4.2.1 Regulador de voltaje positivo

En la figura 2.25 se muestra el esquema y simulación del circuito correspondiente al regulador de voltaje positivo alimentado con una batería de 12 V. Los valores de voltaje de entrada y de salida se visualizan en dos voltímetros de DC, respectivamente.

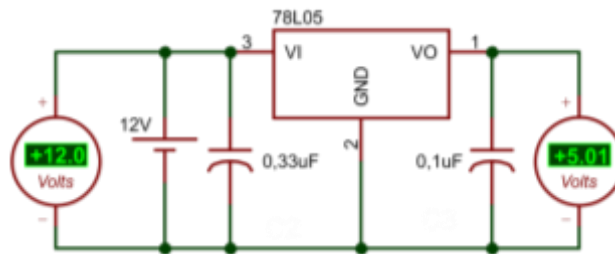


Figura 2.25 Simulación de regulador de voltaje positivo.

2.4.2.2 Oscilador local del receptor de FM

En la figura 2.26 se presenta la simulación del circuito de Oscilador Local (LO) con un voltaje aplicado de 5 V, en el cual se aprecian los voltajes sobre el potenciómetro y el diodo varactor, al mover el cursor del potenciómetro hacia sus extremos. El potenciómetro se utiliza para variar el voltaje aplicado sobre el diodo varactor y de esa manera generar frecuencias entre 88 MHz y 108 MHz en el circuito de sintonía del receptor de FM.

⁴⁵ <http://www.labcenter.com/index.cfm>

⁴⁶ <http://arduino.cc/en/Main/Software>

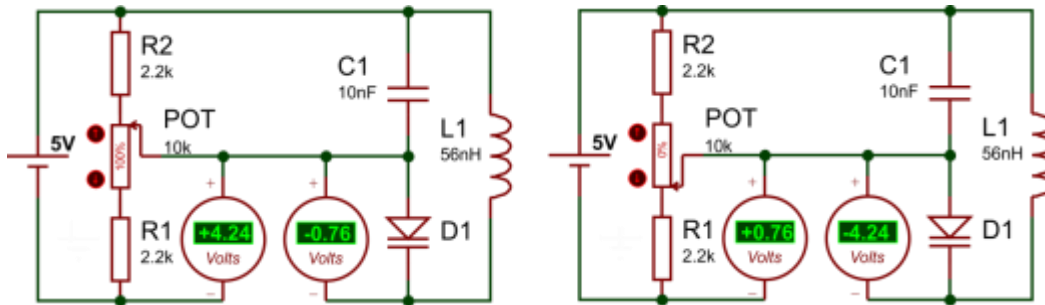


Figura 2.26 Simulación de circuito de oscilador local.

2.4.2.3 Circuito de Alimentación

Es importante recordar que el microcontrolador de la tarjeta Arduino UNO R3 posee un Conversor Analógico a Digital (ADC) de 10 bits, por lo tanto, para un voltaje de referencia por defecto (5 V) de dicha tarjeta se obtiene una resolución de $5V/1024$ por unidad; es decir, aproximadamente 4,9 mV por cada cambio en las lecturas de las entradas analógicas.

En la sección 2.3.1.1 se midió un voltaje máximo de 3 V sobre la resistencia de precisión de 22 k Ω , a la salida del pin 9 del chip TDA7021T. Por esta razón y dado que Arduino UNO R3 admite el uso de voltajes de referencia externos⁴⁷ se escoge este valor como referencia y por consiguiente se mejora la precisión del Conversor Analógico a Digital (ADC) a una resolución de aproximadamente 2,9 mV por unidad. El voltaje de referencia externo se aplica al pin AREF de la tarjeta Arduino UNO R3 y se obtiene del regulador de voltaje ajustable LM317T. Las principales características de este chip son las siguientes:

- Voltaje de salida⁴⁸: 1,2 V hasta 37 V.
- Ajuste del voltaje de salida mediante un potenciómetro.
- Tolerancia del voltaje de salida del 1%.
- Pocos elementos externos para su operación.

En la figura 2.27 se presenta el esquema del regulador de voltaje con chip LM317T. Para mejorar la estabilidad del voltaje de salida se utiliza un potenciómetro como una resistencia de precisión. Es importante que V_o sea igual a 3 V dado que se utilizará en el programa de Arduino para calcular el valor digital que corresponde a alguna entrada analógica determinada.

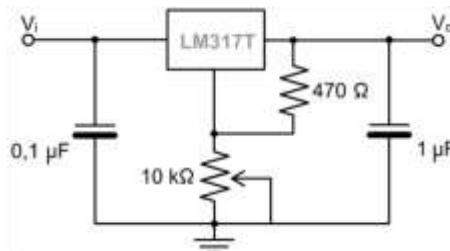


Figura 2.27 Regulador de voltaje ajustable con LM317T.

En la prueba de simulación del circuito de alimentación se agregó al circuito indicador de carga de la figura 2.21, en paralelo con la batería, el regulador de voltaje ajustable con

⁴⁷ Es importante notar que el voltaje de referencia externo debe estar en el rango entre 0 y 5 V.

⁴⁸ El voltaje de entrada debe estar 1,25 V del voltaje de salida deseado.

Circuito Integrado (IC) LM317T para generar el nivel de referencia externo de 3 V. Al utilizar un voltaje de referencia externo, a las entradas analógicas de la tarjeta Arduino UNO R3 se debe aplicar como máximo 3 V. Por lo tanto, la resistencia R_2 del circuito de carga, diseñado en la figura 2.21, cambia ya que se reemplaza por dos resistencias de precisión comerciales de tal manera que cuando la batería suministra 12 V, el voltaje del divisor de tensión aplicado al pin A0 no exceda los 3 V. Por otro lado, se coloca el diodo D_1 en serie con la batería para evitar inconvenientes al colocar la misma con polaridad invertida en el prototipo.

En las figuras 2.28 y 2.29 se muestra el circuito de alimentación conectado a la tarjeta Arduino UNO R3 para simular que el LED permanece apagado cuando el voltaje de la batería es mayor o igual que 8 V y se enciende cuando es menor a 8 V. En los cuadros rojos de los voltímetros DC se aprecian los voltajes medidos del voltaje de referencia y del divisor de voltaje al cambiar el voltaje de la batería. En la figura 2.28 se observa que si el voltaje de la batería es 8 V, el LED permanece apagado.

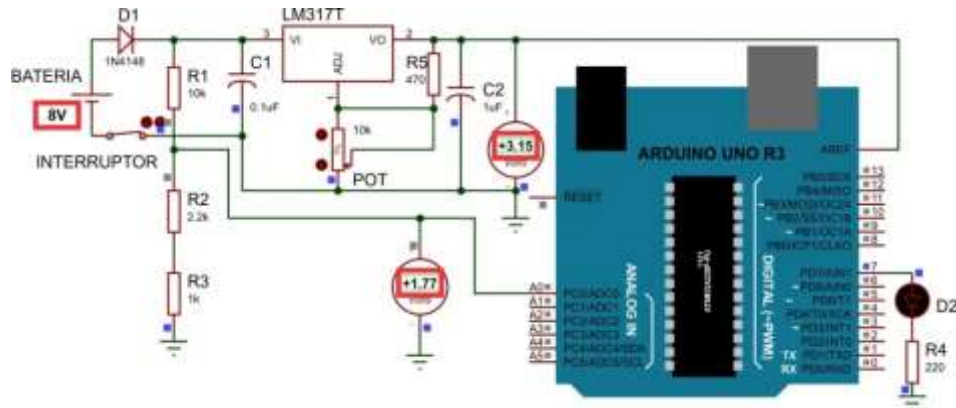


Figura 2.28 Simulación de circuito de alimentación con voltaje de batería de 8 V.

En la figura 2.29 se aprecia que cuando el voltaje de la batería disminuye a 7,9 V, el LED se enciende para indicar que la batería está próxima a descargarse y que debe ser recargada. El código programado se muestra en el anexo A3.

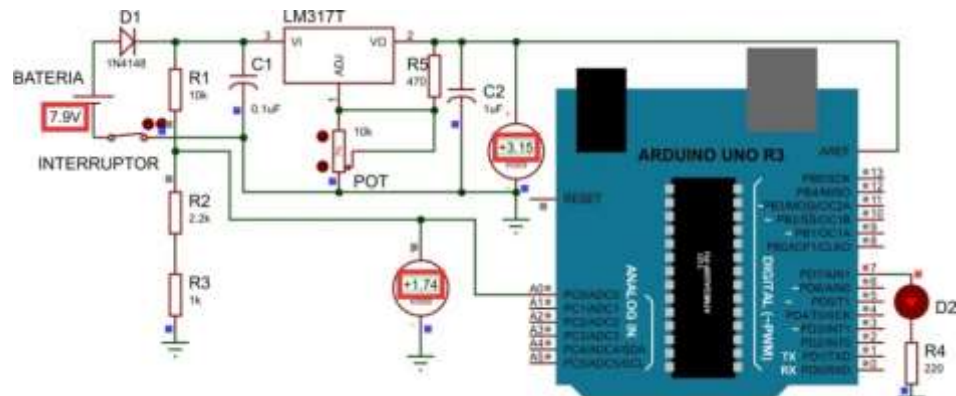


Figura 2.29 Simulación de circuito de alimentación con voltaje de batería de 7,9 V.

2.5 DISEÑO DE TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

Para su funcionamiento, el prototipo portátil medidor de potencia de señales FM realiza diferentes operaciones de forma que se requiere el uso de módulos electrónicos disponibles en el mercado, además de unos pocos circuitos electrónicos necesarios de construir. Por esta razón es indispensable conocer acerca de las Tarjetas de Circuito Impreso (PCB) y el diseño de esquemas electrónicos para PCB.

2.5.1 Tarjeta de Circuito Impreso

La Tarjeta de Circuito Impreso (PCB) más simple consta de un soporte rígido de material aislante, recubierta en su totalidad, una o ambas caras, con una capa delgada de cobre. Sin embargo, existen PCB conformadas de múltiples capas y otras en las que el material aislante es flexible, en consecuencia su diseño y fabricación son complejos. De ésta forma, únicamente se consideran las PCB de una o dos capas, las cuales se ilustran en la figura 2.30.

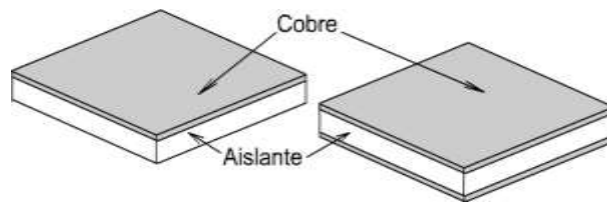


Figura 2.30 Tarjeta de circuito impreso de una y dos caras.

2.5.1.1 Características Generales para Tarjetas de Una o Dos Capas de Cobre

Las características generales de las Tarjetas de Circuito Impreso (PCB), de una o dos capas de cobre se determinan principalmente por sus componentes. A continuación se presenta una descripción de los componentes básicos de una PCB.

- **Soporte de Material Aislante:** el material aislante aporta rigidez a la PCB. Sobre éste se adhieren láminas conductoras para fijar componentes electrónicos ya sea a través de orificios o de manera superficial. Dependiendo del material del cual está hecha la PCB, es posible distinguir tres tipos fundamentales [41]:
 - Baquelita: cada vez menos utilizada, es la más frágil y de peor calidad. Bajo costo.
 - Fibra de vidrio: buena resistencia mecánica, aislamiento, y relativamente económicas.
 - Teflón: poseen una resistencia mecánica alta, escasa o casi nula tendencia a absorber humedad, buen aislante. De muy buena calidad aunque de un costo muy alto.
- **Conductores:** son las pistas, generalmente de cobre, encima del material aislante que conectan los diferentes componentes electrónicos. Tienen un espesor estándar de 35 μm , el ancho y separación entre ellas varía de 0,30 mm a 0,15 mm [42].
- **Tipos de Montaje:** existen dos tipos de montaje, los cuales se describen a continuación:

- **Dispositivos de Inserción:** los Dispositivos de Inserción (THD, Through Hole Device) en este tipo de montajes tienen pines metálicos que se insertan por medio de agujeros en la PCB para soldarlos y recortarlos. Suelen ser fácilmente manipulables, aunque presentan problemas para la fabricación automatizada [42]. En la figura 2.31 se ilustra un montaje de dispositivo THD.



Figura 2.31 Montaje de dispositivo de Inserción.

- **Dispositivos de Montaje Superficial:** los Dispositivos de Montaje Superficial (SMD, Surface Mount Device) son de dimensiones más pequeñas que los dispositivos THD y se colocan directamente en la superficie de la Tarjeta de Circuito Impreso (PCB). El costo de fabricación es menor, manipulación y soldadura más complejas, además, el efecto producido por capacitancias parásitas es casi nulo, ideal para el manejo de señales de RF en circuitos electrónicos [42]. En la figura 2.32 se ilustra un montaje de este tipo.



Figura 2.32 Montaje de dispositivo superficial.

2.5.2 Diseño de Módulos en Tarjeta de Circuito Impreso

Para el diseño de las Tarjetas de Circuito Impreso (PCB) se escogió EAGLE® en su versión libre porque, en este caso, aún con las limitaciones impuestas es posible diseñar las tarjetas necesarias debido a la simplicidad de los circuitos. Además permite crear fácilmente elementos electrónicos que no están disponibles en sus librerías.

Los pasos básicos para el diseño de una PCB son los siguientes:

- Disponer de hojas técnicas de componentes electrónicos que hacen parte del circuito con el fin de conocer el tamaño real de dichos componentes.
- Diseño de circuito electrónico en la herramienta software.
- Esquemático del circuito en cuestión, es decir interconexión de los elementos electrónicos.
- Diseño de la PCB con base en el esquemático. En este caso particular al tratar señales de RF, principalmente, se debe tener en cuenta la longitud de las pistas, así como las reglas generales para un diseño adecuado [42].

A continuación se describe el proceso de diseño y elaboración de las Tarjetas de Circuito Impreso (PCB) correspondientes a los módulos del receptor de FM, el circuito de alimentación y el circuito para botones.

2.5.2.1 Diseño de la PCB del receptor de FM

Con los circuitos diseñados y probados, se procede al diseño de Tarjetas de Circuito Impreso (PCB) con la herramienta software EAGLE®.

Antes de diseñar la PCB del receptor de FM, se tiene en cuenta el voltaje obtenido en el potenciómetro de sintonía, figura 2.26, ya que se asocia con las frecuencias en la banda de FM comercial. Por lo tanto, dicho voltaje se aplica a la entrada analógica A1 de la tarjeta Arduino UNO R3 para establecer la frecuencia correspondiente y visualizarla en el Despliegue de Cristal Líquido (LCD). El voltaje sobre el potenciómetro varía de 0 a 5 V y como se deben aplicar 3 V a las entradas analógicas de la tarjeta Arduino UNO R3, se agregó el divisor de voltaje formado por las resistencias R_9 , R_{10} y R_{11} , como se observa en la figura 2.33. Se utilizan resistencias comerciales de precisión con los siguientes valores:

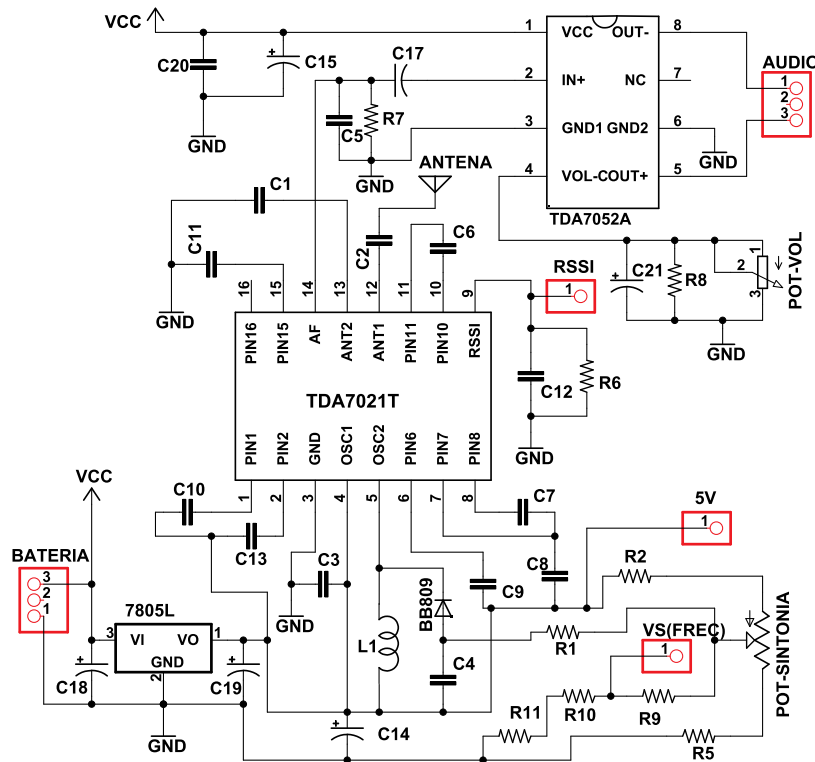


Figura 2.33 Esquemático del receptor de FM.

En la figura 2.34 se muestra el diseño de la PCB del receptor de FM. En este diseño se posicionan los componentes electrónicos como si se ubicaran en la Tarjeta de Circuito Impreso (PCB) real y se dibujan tanto las pistas de interconexión entre los diferentes elementos como el plano de tierra. En color rojo se aprecian las pistas y el plano de tierra.

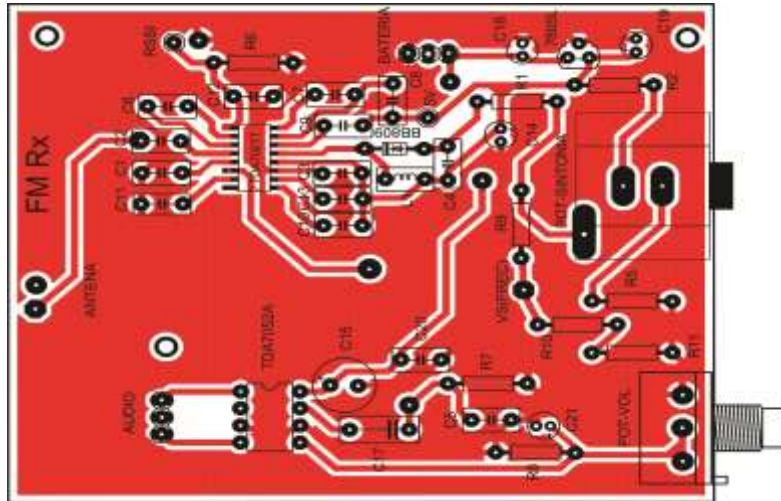


Figura 2.34 Diseño de la PCB del receptor de FM.

Una vez se tiene el diseño de la PCB, éste se transfiere a la placa virgen que en este caso está recubierta totalmente un lado por una capa delgada de cobre. Dicho proceso se lleva a cabo mediante el planchado de una impresión láser⁴⁹ en una transparencia o acetato. Se verifica que el diseño este completo y se introduce la placa en percloruro férrico para eliminar el cobre no cubierto por la impresión. En la figura 2.35 se muestra la placa por el lado de la capa de cobre con los componentes electrónicos soldados, en esta se observan las pistas y el Circuito Integrado (IC) TDA7021T que es un Dispositivo de Montaje Superficial (SMD). Es importante indicar que se aplicó una capa de colofonia disuelta en thinner para proteger el cobre de la corrosión.

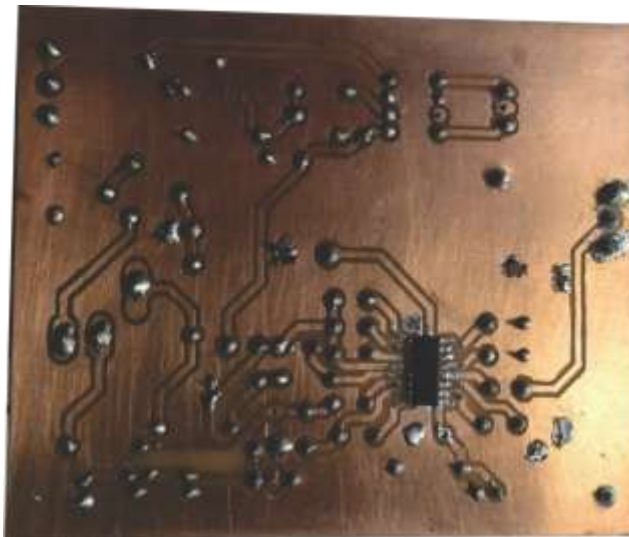


Figura 2.35 Placa del receptor de FM por el lado de las pistas.

En la figura 2.36 se muestra la PCB por el lado opuesto de las pistas, en esta se visualizan los dispositivos de Inserción (THD) del receptor de FM. Es importante notar que por el lado de la placa en cuestión se imprimió un diseño de los componentes con sus

⁴⁹ La impresión láser del diseño debe ser en modo espejo.

respectivos nombres, esto para facilitar el proceso de ensamblaje y soldado de los componentes electrónicos en sus respectivos lugares.



Figura 2.36 Montaje de componentes electrónicos sobre PCB del receptor de FM.

2.5.2.2 Diseño de la PCB del Circuito de Alimentación

Al circuito de alimentación de la figura 2.28 se agregan conectores para establecer las conexiones respectivas y facilitar el ensamblaje o desensamblaje en caso de ser necesario. En la figura 2.37 se muestra el esquemático del circuito de alimentación diseñado en EAGLE®.

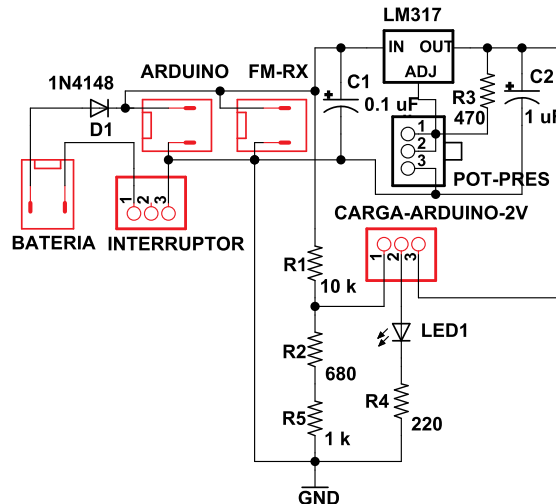


Figura 2.37 Esquemático del circuito de alimentación.

De acuerdo al diagrama de la figura 2.37 los conectores corresponden a los bloques de color rojo cuyas funciones son las siguientes:

- **Conector BATERIA:** a través de éste se alimenta la placa del circuito de alimentación directamente desde la batería.
- **Conector INTERRUPTOR:** se permite el paso o el corte de corriente al circuito de alimentación.

- **Conector FM_RX:** alimenta el circuito del receptor de FM.
- **Conector ARDUINO:** alimenta la tarjeta Arduino UNO por medio de la cual se alimentan el receptor GPS, el adaptador de tarjeta microSD y el Despliegue de Cristal Líquido (LCD).
- **Conector CARGA-ARDUINO-3V:** mediante el pin 1 se verifica el voltaje de la batería, con el pin 2 se enciende o apaga un LED y el pin 3 es el voltaje de referencia externo. Los tres pines de este conector están asociados con pines de la tarjeta Arduino UNO. En la tabla 2.8 se indican los pines relacionados.

Tabla 2.8 Conexiones entre tarjeta Arduino UNO y conector CARGA-ARDUINO-3V.

Conector CARGA-ARDUINO-3V	Tarjeta Arduino UNO
Pin 1	A0
Pin 2	D7
Pin 3	AREF

Por otro lado, justo después de la batería se utiliza un diodo para evitar posibles daños por polarización invertida del circuito de alimentación.

En la figura 2.38 se muestra el diseño de la PCB del circuito de alimentación.

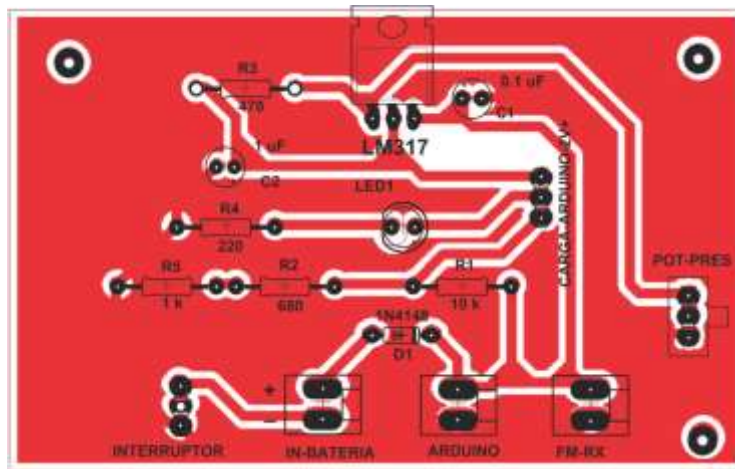


Figura 2.38 Diseño de la PCB del circuito de alimentación.

De aquí en adelante se sigue un proceso similar que para el receptor de FM hasta tener los respectivos componentes electrónicos soldados en la tarjeta del circuito de alimentación.

2.5.2.3 Diseño de la PCB del Circuito para Botones

Al utilizar el puerto serial de la tarjeta Arduino UNO R3 en la comunicación con el receptor GPS, el interruptor DLINE/UART que posee la tarjeta del receptor GPS debe estar ubicado hacia UART. Este interruptor debe posicionarse hacia DLINE siempre que se cargue un código al microcontrolador de la tarjeta Arduino UNO. Para realizar la conmutación entre a DLINE y UART se debe apagar el GPS a través del interruptor ON/OFF. Por otro lado, la tarjeta del receptor GPS posee el pulsador RESET para

reiniciar un programa cada vez que se presenten fallas de ejecución. En la figura 2.39 se muestra el diagrama de pines de la tarjeta del receptor GPS.

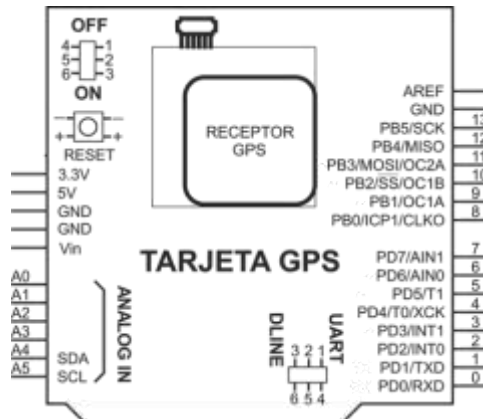


Figura 2.39 Diagrama de pines de la tarjeta del receptor GPS.

En este contexto, dado que la tarjeta del receptor GPS estará ubicada en la parte interna del prototipo es necesario diseñar una tarjeta que integre el pulsador y los interruptores mencionados para el manejo externo de los mismos. En este diseño se incluye un pulsador para generar diferentes archivos debido a que se almacenarán medidas de potencia y toma de coordenadas geográficas en distintos lugares. En la figura 2.40 se muestra el esquemático del circuito para botones.

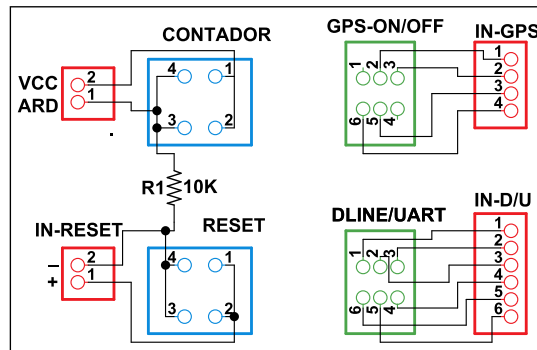


Figura 2.40 Esquemático del circuito para botones.

En el esquema de la figura 2.39, en color azul se observan los pulsadores CONTADOR y RESET, en color verde los interruptores GPS-ON/OFF y DLINE/UART. Los bloques de color rojo corresponden a los conectores de los interruptores y los pulsadores.

Respecto a las conexiones de la tarjeta para botones, a excepción del conector de CONTADOR, los demás se unen a los interruptores y pulsador respectivos en la tarjeta del receptor GPS. En la tabla 2.9 se indican los pines de las conexiones relacionadas entre la tarjeta del circuito para botones y la tarjeta del receptor GPS a través de los respectivos conectores.

Tabla 2.9 Conexiones entre tarjeta para botones y tarjeta del receptor GPS.

Conector	Tarjeta botones	Tarjeta GPS
IN-RESET	Pin 1 (+)	Pin +
	Pin 2 (-)	Pin -
IN-GPS	Pin 1	Pin 2
	Pin 2	Pin 3
	Pin 3	Pin 5
	Pin 4	Pin 6
IN-D/U	Pin 1	Pin 1
	Pin 2	Pin 2
	Pin 3	Pin 3
	Pin 4	Pin 4
	Pin 5	Pin 5
	Pin 6	Pin 6

En cuanto al conector asociado a CONTADOR, el pin 2 (VCC) se conecta a 5 V y el pin 1 (ARD) se une tanto a la entrada digital D6 de la tarjeta Arduino UNO como a tierra a través de la resistencia de 10 kΩ. La conexión a tierra se realiza para garantizar que mientras no se presione el pulsador el estado del pin D6 en la tarjeta Arduino UNO no se altere por niveles parásitos.

En la figura 2.41 se muestra el diseño de la PCB del circuito para botones donde se aprecian las pistas de interconexión.

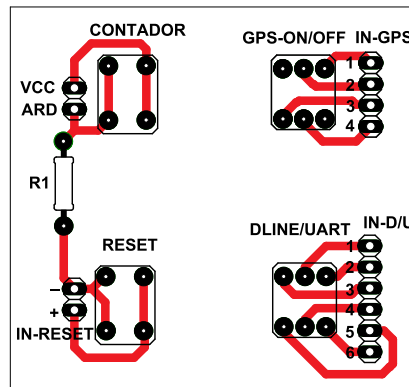


Figura 2.41 Diseño de la PCB del circuito para botones.

A partir del esquema de la figura 2.41 se realiza la placa física de la tarjeta para botones como en los casos de las tarjetas anteriores.

2.6 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA

En este punto, los diferentes módulos que hacen parte del prototipo portátil medidor de potencia de señales FM en la banda comercial, se incorporan estratégicamente dentro de una estructura metálica con forma rectangular. En la figura 2.42 se muestra una vista superior de la parte interna del prototipo construido donde se ven los bloques que hacen parte del mismo.



2.7 CONSTRUCCIÓN DE ANTENA RECEPTORA DE FM

Una vez se cuenta con el prototipo, el paso siguiente es construir la antena para que opere en la banda de FM comercial. En este sentido se construyen dos antenas dipolo de lambda medios con impedancia de entrada de 75Ω . Una antena se utiliza como receptora de señales de radiodifusión sonora y la otra como transmisora en pruebas posteriores. Éstas tienen características similares. En la recepción habitual de señales FM se utilizan los siguientes tipos de antenas: antena dipolo simple, antena dipolo plegado, antena bucle y antena monopolo [43].

A continuación se describen las condiciones a tener en cuenta para la construcción de las antenas.

2.7.1 Frecuencia de Operación

Con el propósito que la antena opere en la banda de FM comercial, la frecuencia de trabajo se determinó para la media geométrica⁵⁰ entre el rango de 88 MHz a 108 MHz. Haciendo uso de la media geométrica se determina el punto medio de la banda de trabajo de acuerdo a la ecuación 2.10:

$$f = (\sqrt[2]{88 * 108}) = 97,484 \approx 97,5 \text{ MHz} \quad (2.10)$$

2.7.2 Longitud de la Antena

Para el presente prototipo medidor de potencia de señales FM en la banda comercial se utiliza una antena lineal⁵¹ cuya longitud eléctrica se relaciona directamente con la longitud de onda de la señal RF de trabajo. La longitud eléctrica de una antena lineal se obtiene al reemplazarla por la longitud de onda en la ecuación 1.1, como se indica en la ecuación 2.11.

⁵⁰ Establece que la razón entre el punto menor y el punto medio es equivalente a la razón entre el punto medio y el punto mayor.

⁵¹ Una antena lineal está formada por un conductor cilíndrico simple o bien por una espira de alambre.

$$L = \frac{300}{f} [m], \quad (2.11)$$

donde f es la frecuencia en MHz.

De esa manera la longitud eléctrica de la antena para la frecuencia de 97,5 MHz correspondiente a una longitud de onda es aproximadamente 3,07 m. Esta longitud para la antena es grande. Por lo tanto, dicha longitud se reduce a mitad de manera que se relacione con una antena de media longitud de onda. En consecuencia, la longitud eléctrica de la antena dipolo de λ medios es 1,535 m. La longitud física de la antena se reduce aproximadamente un 5 % de la longitud eléctrica de la misma [44]. Entonces la longitud física de la antena dipolo de λ medios debe ser 1,46 m. Como se trata de una antena dipolo de λ medios, ésta se conforma por dos brazos de longitud equivalente a la mitad de la longitud física de la antena. Por tanto, la longitud de cada brazo es aproximadamente de 0,73 m.

Con el objeto de tener cálculos y mediciones coherentes, esta antena se construyó teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo para el espectro de FM comercial y utilizando materiales cuyas características técnicas son especificadas por los fabricantes. La entrada de antena tanto del prototipo como del medidor de campo eléctrico MC-87/EV que se utiliza para caracterizar el prototipo, tienen una impedancia de 75 Ω . Por lo tanto, se construyó una antena de 75 Ω para obtener máxima transferencia de potencia y de esa forma disminuir las pérdidas por desadaptación de impedancias en el receptor. En este contexto cada brazo consta del alambre central de cobre de un cable coaxial de 75 Ω .

El radio del alambre y su longitud son de $0,3 \times 10^{-3}$ m y 1,3 m; respectivamente. Para una antena dipolo cilíndrico alimentada por el centro, la impedancia de entrada se aproxima a 75 Ω [45]. Dicho alambre se soporta sobre una estructura de tubo de Policloruro de Vinilo⁵² (PVC, *Polyvinyl Chloride*) que tiene una forma similar al dipolo de λ medios para aportar rigidez a la antena. En la figura 2.43 se muestra la antena soportada sobre el tubo de PVC.



Figura 2.43 Antena receptora dipolo de λ medios.

Para sostener y orientar la antena en el punto de recepción, se requiere el uso de un trípode el cual se muestra en la figura 2.44.

⁵² Material aislante con muy buena resistencia eléctrica.



Figura 2.44 Trípode para soportar la antena receptora.

Es importante destacar que la antena es un sistema balanceado y el prototipo portátil medidor es desbalanceado, por tanto, es necesario el uso de un balun⁵³ con relación 1:1 para transformar de un sistema a otro. El balun se coloca entre los terminales de alimentación de la antena y la línea de transmisión. En la figura 2.44 se muestra el balun utilizado.



Figura 2.45 Balun con relación 1:1.

Por otro lado, como línea de transmisión se utiliza un cable coaxial de 75 Ω dado que tanto el medidor de campo eléctrico como el prototipo portátil medidor de potencia de señales FM constan de un cuerpo metálico. Esto afecta los resultados de las mediciones respectivas si la antena receptora se ubica muy cerca de los mismos. Un extremo del cable coaxial se suelda al balun y en el extremo opuesto del mismo cable se utiliza un conector BNC⁵⁴ macho, el cual se inserta en el conector BNC hembra de la entrada de antena en el prototipo. En las tablas 2.10 y 2.11 se muestran las principales características del cable coaxial y los conectores utilizados.

Tabla 2. 10 Características técnicas del cable coaxial.

Tipo de cable coaxial	RG-59 B/U
Fabricante	Conducfil®
Impedancia nominal	75 Ω
Velocidad de propagación	67 %
Atenuación por metro ⁵⁵	0,104 dB
Longitud de la línea	5 m

Tabla 2. 11 Características técnicas de los conectores.

Tipo de conector	Adaptador BNC Jack-Jack Bulkhead	Conector BNC Plug RG-59
Fabricante	Amphenol®	Amphenol®
Impedancia nominal	75 Ω	75 Ω
Pérdidas por inserción	0,2 dB	0,2 dB
Rango de frecuencias	0 Hz a 4GHz	0 Hz a 4GHz

⁵³ BALUN proviene del inglés BALanced to UNbalanced.

⁵⁴ Proviene del inglés Bayonet Neill-Concelman, es un tipo de conector de conexión o desconexión rápida utilizado para cable coaxial.

⁵⁵ Atenuación para una frecuencia de 100 MHz

Teniendo en cuenta las pautas anteriores, se construyó una antena adicional de características similares. Esto con el objeto de utilizarla como antena transmisora en la determinación de la ganancia de ambas antenas.

2.8 COSTO TOTAL DEL PROTOTIPO

En la tabla 2.12 se detalla, en pesos colombianos, el costo del prototipo construido.

Tabla 2.12 Costo detallado del prototipo.

Componente	Costo [COP]
Tarjeta Arduino UNO R3	73500
Tarjeta receptor GPS	195000
LCD IIC	30600
Interfaz IIC	22300
TDA7021T	40000
Potenciómetro multivuelta	40000
Resistencias de precisión	22000
Adaptador de microSD	15000
Memoria microSD	10000
Batería	40000
Cargador de batería	25000
Adaptador de USB a microSD	5000
Conectores BNC	11300
Cable coaxial	11200
Antena	8000
Trípode	50000
Otros	35000
Costo total	637400

En otros componentes se incluyen el amplificador de audio TDA7052A, resistencias, condensadores, conectores, interruptores, pulsadores, el balun y la bobina. Es importante destacar que el chasis y las tapas fueron reciclados. Por lo tanto, el costo aproximado de la construcción del prototipo fue de 637400 pesos Colombianos.

Es de resaltar que la mayoría de módulos y componentes electrónicos no se encontraron en el comercio electrónico de la ciudad de Popayán; por lo tanto, a éstos se incluyó el costo de envío el cual asciende a la cantidad de 90000 pesos. Una suma importante que incrementa el costo total del prototipo construido.

3. PRUEBAS Y RESULTADOS

En esta parte se realizan pruebas al prototipo para determinar la impedancia y ganancia de la antena, la sintonización de frecuencias, la precisión de coordenadas geográficas obtenidas, la característica del Indicador de Intensidad Recibida (RSSI), la sensibilidad. Luego de lo anterior, se mide la potencia recibida de Unicauca Estéreo en algunos lugares de la ciudad de Popayán. Por otra parte, mediante simulación se obtienen los niveles de potencia para los mismos sitios donde se mide la potencia con el prototipo y de esa manera comparar los resultados de ambas actividades.

3.1 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS DIPOLO DE LAMBDA MEDIOS

En esta prueba, para las dos antenas construidas, se verificó la reflexión presentada a la frecuencia de 97,5 MHz y se determinó la ganancia. Además se comprobó la reflexión para la carga de 75 Ω .

3.1.1 Impedancia de la Antena Receptora

Para determinar la impedancia de las antenas, se midió el coeficiente de reflexión de una carga conocida de 75 Ω y se comparó esa misma característica al reemplazar la carga por la antena a medir. Se midió el coeficiente de reflexión porque de esa manera se conoce el grado de adaptación de la carga. Por lo tanto, si se tiene una carga con un valor de impedancia que se adapta al medidor, la reflexión presentada debe ser mínima.

En este contexto, el coeficiente de reflexión relaciona la amplitud de voltaje de la onda reflejada respecto a la amplitud de voltaje de la onda incidente cuando la señal pasa de un medio a otro. El coeficiente de reflexión está dado por la ecuación 3.1.

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (3.1)$$

donde:

- ρ ⁵⁶ es el coeficiente de reflexión en unidades adimensionales.
- Z_L es la impedancia de la carga en Ω .
- Z_0 es la impedancia en Ω de la fuente o sistema de transmisión.

De la ecuación 3.1 se observa que el coeficiente de reflexión es cero si la impedancia de la carga es igual a la impedancia de la fuente o sistema de transmisión. Caso en el que se tiene la máxima adaptación de impedancias. El coeficiente de reflexión está entre 0 y 1.

En unidades logarítmicas el coeficiente de reflexión se determina de la ecuación 3.2.

$$\rho[\text{dB}] = 20 \log(\rho) \quad (3.2)$$

La interacción de la onda reflejada con la onda incidente puede generar interferencia, dando lugar a ondas estacionarias. A este acontecimiento se denomina Relación de Ondas Estacionarias de Voltaje (VSWR, *Voltage Standing Wave Ratio*) o simplemente Relación de Ondas Estacionarias (SWR, *Standing Wave Ratio*). En este documento la

⁵⁶ El coeficiente de reflexión es un número complejo y en este caso ρ es su módulo.

Relación de Ondas Estacionarias (SWR) se designa como ROE. La ROE se relaciona con el coeficiente de reflexión ρ , a través de la ecuación 3.3.

$$ROE = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3.3)$$

De esta manera, si la adaptación de impedancias es máxima, $\rho = 0$ y la ROE = 1. A medida que ρ tiende a 1, estado de máxima reflexión, la ROE crece cada vez más. En consecuencia se busca que la ROE sea un poco mayor que 1.

Respecto a las pruebas, en este caso, se montó el esquema de la figura 3.1, en el que se utilizaron los siguientes dispositivos:

- Analizador vectorial de redes R&S@ZVL Vector Network Analyzer⁵⁷: Mostrado en la figura 3.2.
- Adaptador de impedancia de 50 a 75 del tipo N a BNC, respectivamente. Mostrado en la figura. 3.3.
- Carga de 75 Ω . Mostrado en la figura 3.4.
- Antena dipolo de lambda medios. Mostrado en la figura 2.43.

La carga, en la figura 3.1, dependiendo de la actividad, se reemplazó por cualquiera de las antenas o por la carga de 75 Ω .

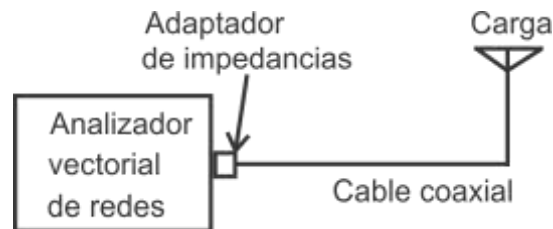


Figura 3.1 Montaje para la medida del coeficiente de reflexión y carta de Smith.



Figura 3.2 Analizador vectorial de redes ZVL.



Figura 3.3 Adaptador de impedancia N-BNC de 50 a 75 ohm.

⁵⁷ Manual disponible en: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/zvl-productstartpage_63493-9014.html



Figura 3.4 Carga adaptada de 75 Ω .

En esta prueba se realizaron tres medidas: medida con la carga de 75 Ω , medida con la antena receptora de $\lambda/2$ y medida con la antena transmisora de $\lambda/2$ para pruebas.

3.1.1.1 Medidas con la Carga de 75 Ω

En este caso se midió el coeficiente de reflexión para la carga de 75 Ω en el extremo opuesto del cable coaxial conectado al analizador vectorial de redes. La curva de la magnitud del coeficiente de reflexión se muestra en la figura 3.5.

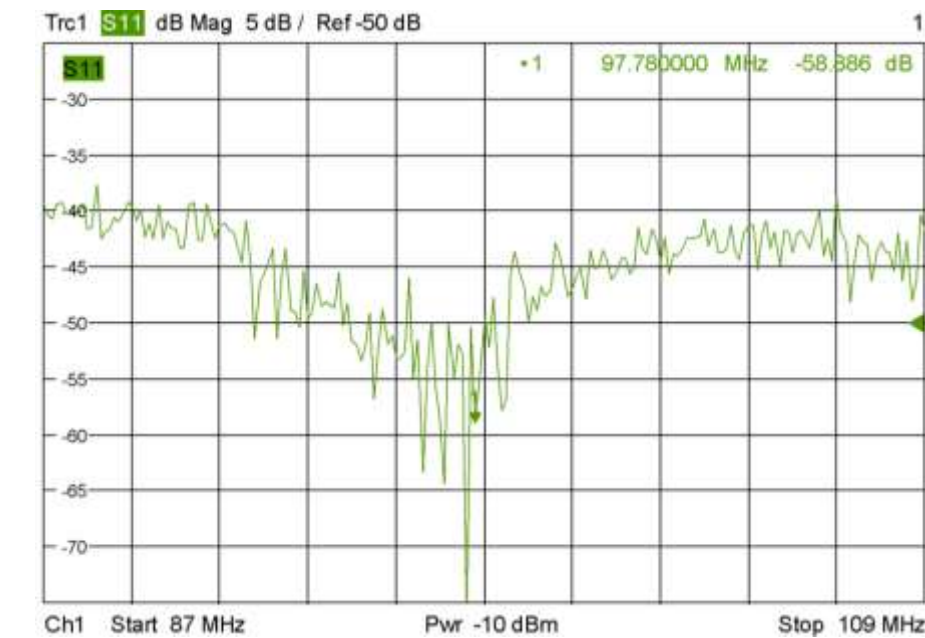


Figura 3.5 Magnitud del coeficiente de reflexión para la carga adaptada de 75 Ω .

En la figura 3.5 se puede observar que con la carga de 75 Ω , la mínima reflexión ocurre para la frecuencia de 97.78 MHz, la cual es bastante aproximada a la frecuencia de operación en el centro de la banda de interés. Además, $\rho = -58,886$ dB lo que en unidades lineales es aproximadamente $1,13 \times 10^{-3}$. Al reemplazar el último valor del coeficiente de reflexión en la ecuación 3.3 se obtiene una ROE de 1,00022 (≈ 1) lo que indica adaptación máxima para la carga de 75 Ω en el montaje, figura 3.1.

Por otro lado, en cuanto a la impedancia, es importante recordar que ésta puede representarse como la suma de una parte real y una parte imaginaria, es decir, un número complejo tal como se expresa en la ecuación 3.4.

$$Z = R + jX [\Omega], \quad (3.4)$$

donde:

- R es la resistencia en Ω .
- X es la reactancia en Ω

Dado que la impedancia es una cantidad fasorial⁵⁸, su magnitud en Ω se determina de la ecuación 3.5.

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} [\Omega] \quad (3.5)$$

Así, al reemplazar en la ecuación 3.5 los valores de resistencia y reactancia de la carta de Smith en la figura 3.6, se obtiene una impedancia de 49,937 Ω ($\approx 50 \Omega$) para la carga de 75 Ω .

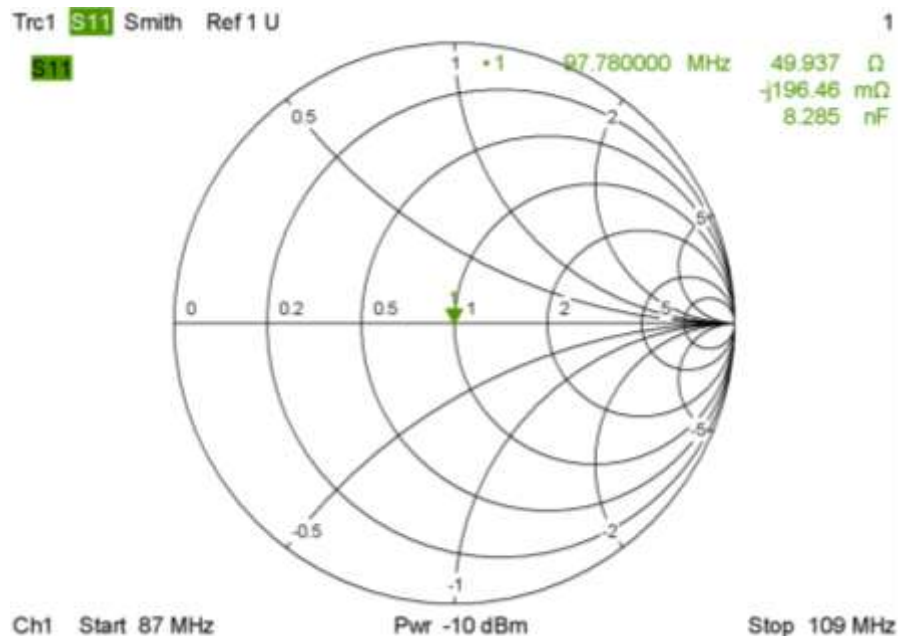


Figura 3.6 Impedancia medida de la carga adaptada de 75 Ω .

Se esperaba una impedancia cercana a 75 Ω , pero esto sucede por la siguiente razón. No fue posible calibrar el analizador respecto al extremo del cable coaxial ya que no se tenían los elementos necesarios para dicha actividad, por lo tanto, el analizador vectorial de redes mide la impedancia justo en la entrada del mismo donde se conectó el adaptador de impedancias de 50 Ω a 75 Ω . Además, al conectar el cable coaxial sin carga al analizador vectorial de redes se observó que la curva del coeficiente de reflexión de la figura 3.5 era una recta horizontal próxima a 0 dB en el rango de 87 MHz a 109 MHz. Esto indica que la reflexión es máxima y por ende la desadaptación de impedancias también lo es. Por tanto, en este caso se concluye que para una carga de impedancia conocida igual a 75 Ω la impedancia medida con el analizador vectorial de redes es de 50 Ω . Este suceso se tiene en cuenta para determinar la impedancia de las antenas.

3.1.1.2 Medidas con la antena Receptora de Lambda Medios

En esta prueba se reemplazó la carga de 75 Ω por la antena dipolo de lambda medios. La curva de la magnitud del coeficiente de reflexión se visualiza en la figura 3.7. En ésta se aprecia que la antena receptora dipolo de lambda medios presenta mínima reflexión a la frecuencia de 97,55 MHz. Aunque la magnitud del coeficiente de reflexión aumentó respecto al de la carga de 75 Ω , éste todavía es muy pequeño e igual a -31,831 dB. Por lo

⁵⁸ Representación gráfica de un número complejo.

tanto, la relación de ondas estacionarias (ROE) es 1,052. Esto indica que la antena receptora de $\lambda/2$ utilizada como carga en el diagrama de la figura 3.1, está muy bien adaptada.

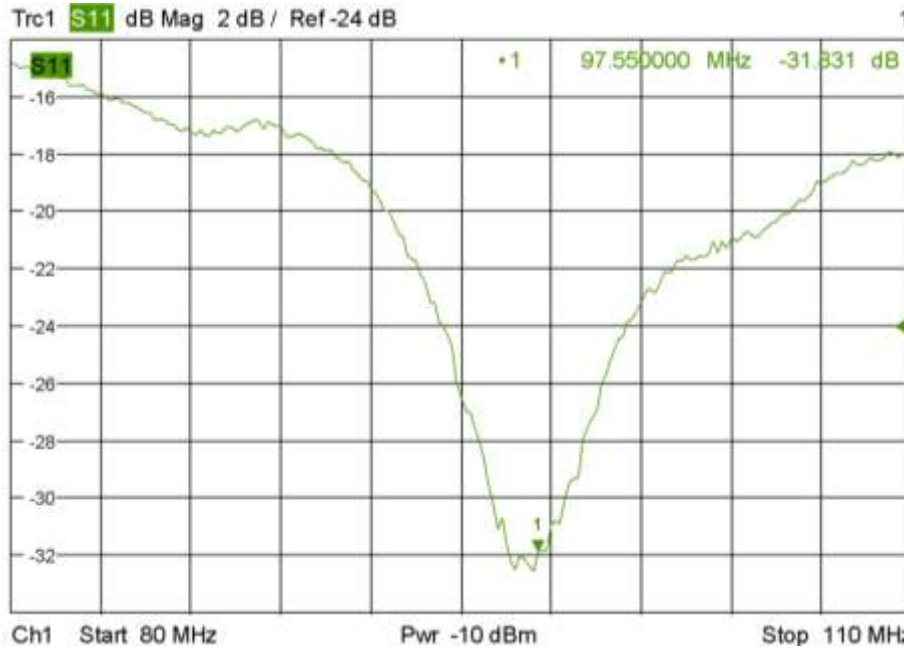


Figura 3.7 Magnitud del coeficiente de reflexión para el dipolo de $\lambda/2$

En la figura 3.8 se muestra la carta de Smith para la antena receptora de $\lambda/2$ a la frecuencia de 97,55 MHz. Con los valores de resistencia y reactancia de dicha gráfica se calcula una impedancia de $49,75 \Omega$ ($\approx 50 \Omega$). Lo cual indica un comportamiento similar al de la carga de 75Ω .

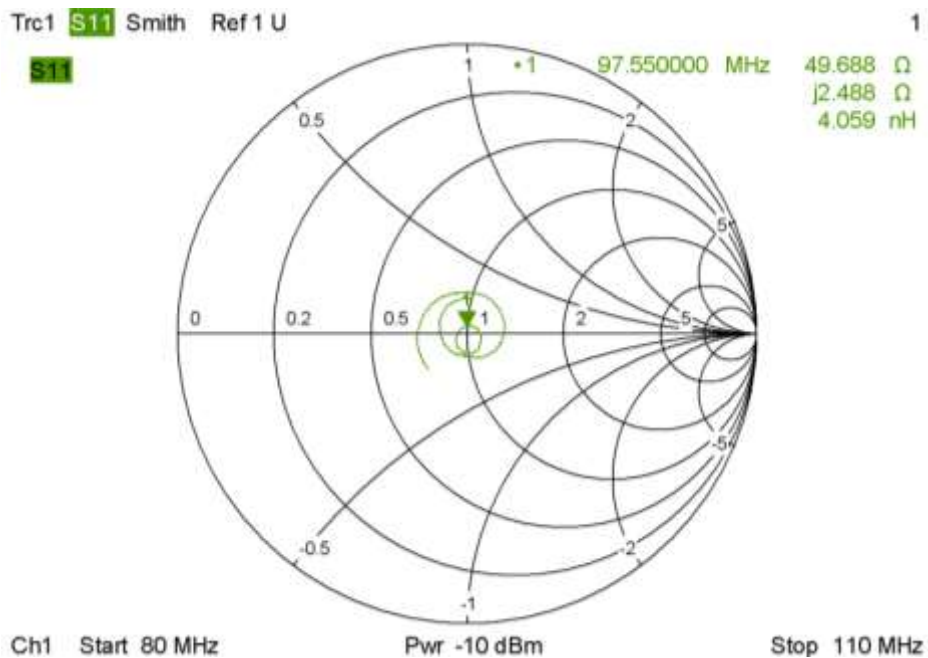


Figura 3.8 Impedancia medida para la antena receptora de $\lambda/2$.

Al comparar la magnitud del coeficiente de reflexión, la relación de ondas estacionarias (ROE) y la carta de Smith tanto para la carga de 75Ω como para la antena receptora dipolo de λ medios, se observa un comportamiento bastante similar. Por tanto, se deduce que, a la frecuencia del punto geométrico de la banda de FM comercial, el coeficiente de reflexión de la antena es mínimo y su impedancia es 75Ω , aproximadamente.

3.1.1.3 Medidas con la Antena Transmisora de Lambda Medios

Análogo a la prueba de la sección 3.1.1.2, en ésta, se midió la impedancia y el coeficiente de reflexión para otra antena dipolo de λ medios de construcción similar a la antena receptora anterior.

El coeficiente de reflexión obtenido se muestra en la figura 3.9, donde se aprecia que la reflexión es mínima para la frecuencia de 97,1 MHz. Además se obtiene que $\rho = -31,75$ dB, el cual es un valor similar al obtenido con la antena receptora de λ medios. Esto indica que la antena medida en este caso, presenta muy buena adaptación de impedancia en el montaje de la figura 3.1.

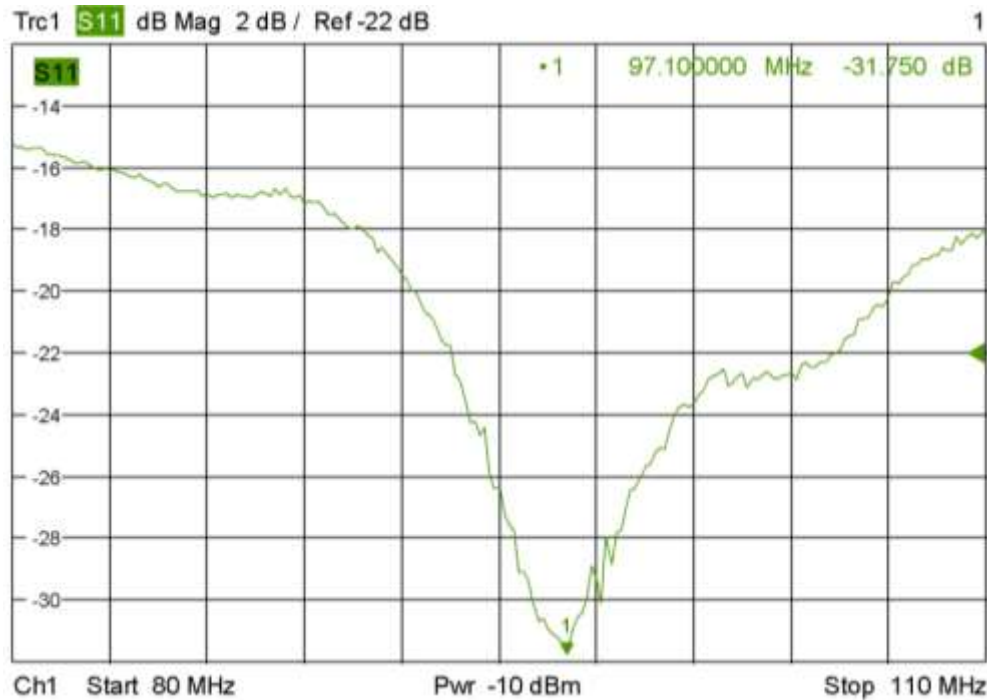


Figura 3.9 Magnitud del coeficiente de reflexión para antena transmisora de pruebas.

En la figura 3.10 se presenta la carta de Smith para la antena transmisora de λ medios. Como se esperaba, al igual que en el caso de la antena receptora de λ medios, la impedancia calculada es aproximadamente 50Ω . La componente reactiva es cercana a la del caso anterior.

De acuerdo a los datos del coeficiente de reflexión y carta de Smith para las dos antenas medidas, se determina que tienen características similares y por lo tanto la impedancia es de 75Ω .

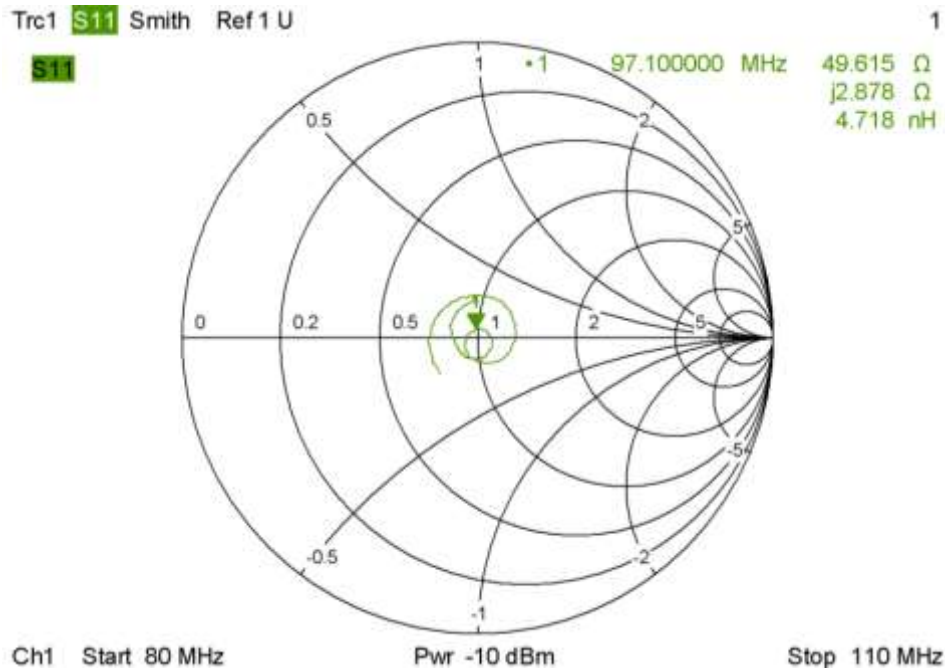


Figura 3.10 Impedancia medida para la antena transmisora de pruebas.

En cuanto a medidas del coeficiente de reflexión e impedancia, es importante resaltar que se hizo la prueba con una antena telescópica de lambda cuartos, pero se presentó mucha variación en la medida al acercarse o alejarse. Por consiguiente sólo se contemplan los parámetros mencionados para las antenas de lambda medios construidas.

3.1.2 Ganancia de la Antena Receptora

Para determinar la ganancia de la antena receptora se montó un radioenlace de corta distancia con las dos antenas dipolo de lambda medios construidas. La prueba consistió en transmitir una señal de FM a diferentes potencias y en recepción determinar la potencia recibida con el medidor de campo eléctrico MC-87/EV. Se generaron 10 valores de potencia del orden de 1 dBm a 10 dBm. La frecuencia de operación fue de 97,5 MHz. Se destaca que las antenas se orientaron al punto donde la potencia recibida alcanzó el máximo. A partir de ese momento se inició la prueba en cuestión. El esquema del montaje se muestra en la figura 3.11.

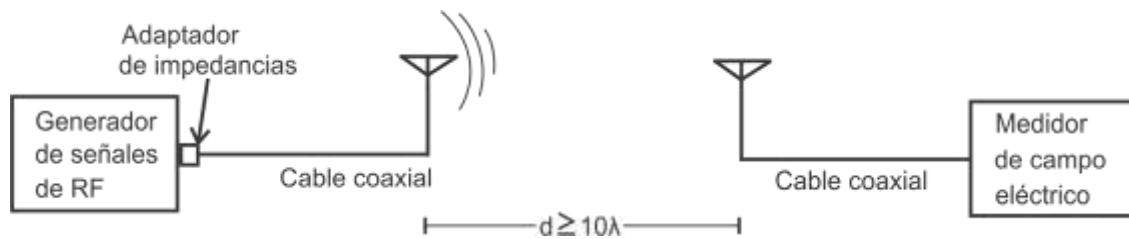


Figura 3.11 Montaje para la medida de ganancia de antena.

La distancia entre las antenas transmisora y receptora debe cumplir la condición de campo lejano, o sea $d \geq 10\lambda$ [46]. En este caso la distancia entre antenas es aproximadamente 30 m. Además, es conveniente que el entorno cercano del transmisor como del receptor esté libre de objetos metálicos para obtener medidas más precisas.

Bajo las condiciones mencionadas y con Línea de Vista (LOS, *Line Of Sight*) entre las antenas de transmisión y recepción, la potencia recibida se puede calcular del Balance de Enlace (LB, *Link Budget*), como en la ecuación 3.6.

$$P_r[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] + 2G_{ant}[\text{dBd}] - L_t[\text{dB}] - L_r[\text{dB}] - L_f[\text{dB}], \quad (3.6)$$

donde:

- P_r es la potencia recibida.
- P_t es la potencia transmitida.
- G_{ant} es la ganancia de las antenas con relación a un dipolo de λ medios.
- L_t son las pérdidas de la línea y los conectores en transmisión.
- L_r son las pérdidas de la línea y los conectores en recepción.
- L_f son las pérdidas de espacio libre, denominadas pérdidas de Friis.

En la tabla 3.1 se muestran las pérdidas generadas por la línea y los conectores en el transmisor y el receptor. Los datos son tomados de las hojas de especificaciones técnicas de los fabricantes.

Tabla 3.1 Pérdidas de la línea y conectores en transmisor y receptor.

	Transmisor	Receptor
Longitud del cable coaxial [m]	3,5	5
Atenuación del cable coaxial [dB]	0,364	0,52
Pérdidas por inserción de conectores [dB]	0,2	0,2
Pérdidas del adaptador de impedancia [dB]	3,844	0
Pérdidas totales [dB]	4,408	0,72

Las pérdidas de espacio libre se obtienen de la ecuación 3.7.

$$L_f[\text{dB}] = 32,45 + 20 \log(f[\text{MHz}]) + 20 \log(d[\text{km}]) \quad (3.7)$$

Así, para una frecuencia de 97,5 MHz y la distancia de 0,03 km las pérdidas de Friis son 41,773 dB.

Por otro lado, en el punto de recepción, la potencia recibida induce una Fuerza Electromotriz (EMF, *Electromotive Force*) en los terminales de la antena tal que, la EMF inducida y la potencia recibida se relacionan en la ecuación 3.8.

$$P_r = \frac{V^2}{Z} [\text{W}], \quad (3.8)$$

donde:

- P_r es la potencia recibida.
- V es la fuerza electromotriz inducida en V.
- Z es la impedancia de la antena en Ω .

Al convertir, en la ecuación 3.8, P_r a mW, V a μV y expresar el resultado en unidades logarítmicas, se obtiene la potencia en dBm como en la ecuación 3.9.

$$P_r[\text{dBm}] = E[\text{dB}\mu\text{V}] - 20 \log(\sqrt{Z}) - 90 \quad (3.9)$$

De esta forma, se transmiten varios niveles de potencia, se mide el voltaje de campo inducido, se calcula la potencia recibida en la ecuación 3.6 para la impedancia de antena de 75Ω , se calculan todas las pérdidas indicadas y se reemplazan los valores calculados en la ecuación 3.1. De esa manera se obtiene la ganancia para las antenas transmisora y receptora dado que tienen características similares. Se utilizaron los siguientes dispositivos para determinar la ganancia de las dos antenas.

- Generador de señales Hewlett Packard®⁵⁹ 8656B. Mostrado en la figura 3.12.
- Medidor de campo eléctrico MC-87/EV. Mostrado en la figura 3.13.
- Antena transmisora y receptora de λ medios. Mostrada en la figura 2.43.



Figura 3.12 Generador de Señales Hewlett Packard® 8656B.



Figura 3.13 Medidor de campo eléctrico MC-87/EV.

Los valores de potencia transmitida, voltaje de campo eléctrico medido y ganancia calculada para las dos antenas se muestran en la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Voltaje de campo eléctrico y ganancia de antena para diferentes potencias transmitidas.

$P_{tx}[\text{dBm}]$	$V[\text{dB}\mu\text{V}]$	$G_{ant}[\text{dBd}]$
1	68,5	5,6505
2	69,5	5,6505
3	70	5,1505
4	71	5,1505
5	72	5,1505
6	73	5,1505
7	74	5,1505
8	75	5,1505
9	75,9	5,0505
10	76,8	4,9505

De los valores de ganancia para ambas antenas se determina el promedio y se divide entre dos, por tanto la ganancia de cada antena es aproximadamente 2,61 dBd.

⁵⁹ <http://www.hp.com>

3.2 SINTONÍA DEL RECEPTOR DE FM

En las pruebas de sintonía; primero, se calculó el valor de resistencias que se debe colocar a cada lado del potenciómetro de sintonía y luego se mide el valor digital de voltaje que corresponde a cada frecuencia de las estaciones radiales sintonizadas.

3.2.1 Determinación del Rango de Frecuencias Sintonizadas con el Prototipo

La sintonía de las emisoras se llevó a cabo mediante el diodo varicap BB809 al cambiar su polarización a través de un potenciómetro multivuelta⁶⁰ de 10 k Ω según el circuito de la figura 2.13. En dicho esquema con una alimentación de 5 V el rango de sintonía es mayor que el de FM comercial, por tal razón, se generó un tono a 87,5 MHz y otro a 108,5 MHz para medir el voltaje sobre el potenciómetro y, como se mencionó en la sección 2.3.1.1, colocar resistencias a ambos lados del mismo para obtener un voltaje entre el máximo y mínimo medidos. Para realizar dicha actividad se utilizó:

- Generador de señales Hewlett Packard®⁶¹ 8656B. Mostrado en la figura 3.12.
- Multímetro digital, el cual se presenta en la figura 3.14.



Figura 3.14 Multímetro digital Hewlett Packard® E2377A.

Los voltajes obtenidos correspondientes a cada frecuencia fueron los siguientes:

- 108,5 MHz - 1,09 V
- 87,5 MHz - 4,13 V

En la figura 3.15 se muestra el esquema al cual se agregó una resistencia a cada lado del potenciómetro para obtener la sintonía de la banda de FM comercial.

⁶⁰ Un potenciómetro multivuelta tiene la característica de un ajuste fino en la variación de su resistencia.

⁶¹ <http://www.hp.com>

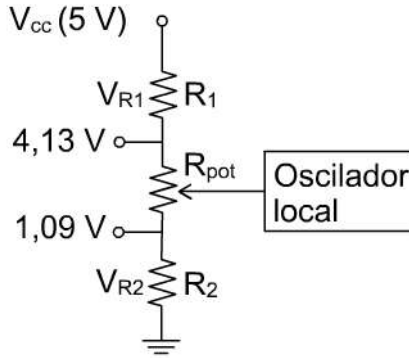


Figura 3.15 Circuito de voltaje aplicado al oscilador local.

De acuerdo al circuito de la figura 3.15 el voltaje sobre R_2 , por divisor de voltaje, se obtiene de la ecuación 3.10.

$$V_{R2} = \frac{4,13 \cdot R_2}{R_{pot} + R_2} = 1,09 \quad (3.10)$$

Y de la ecuación 3.7 para $R_{pot} = 10 \text{ k}\Omega$ se obtiene un valor para R_2 de $3,62 \text{ k}\Omega$. Debido a que este voltaje se aplica al circuito de sintonía a través del diodo varicap, se utilizan resistencias de precisión⁶² para lograr mayor estabilidad. Para este tipo de resistencias el valor calculado de R_2 no es comercial; por lo tanto, se escoge uno de menor valor de manera que V_{R2} medido sea superior al voltaje obtenido con la resistencia seleccionada. En este caso el valor comercial bajo más próximo es $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

De forma similar, por divisor de voltaje, el voltaje sobre R_1 se obtiene de la ecuación 3.11.

$$V_{R1} = \frac{V_{cc} \cdot R_1}{R_1 + R_{pot} + R_2} = V_{cc} - 4,13 \quad (3.11)$$

Al despejar R_1 de la ecuación 3.11 se obtiene un valor de $2,57 \text{ k}\Omega$. Por consiguiente, se escoge un valor comercial para una resistencia de precisión por debajo del calculado para que $V_{cc} - V_{R1}$ sea superior a $4,13 \text{ V}$. En este sentido se garantiza que los voltajes máximo y mínimo, al mover el cursor del potenciómetro hacia los extremos, se encuentran en el rango deseado.

3.2.2 Frecuencias Asociadas al Voltaje Aplicado en el Diodo Varicap

Dado que se utilizó un diodo varicap en un circuito LC, al cambiar el voltaje inverso aplicado se sintonizan las frecuencias de interés. Por lo tanto, en esta prueba se sintonizaron algunas emisoras en el rango de 88 MHz a 108 MHz y se midió el correspondiente voltaje inverso aplicado. El voltaje inverso se aplicó a la MCU para procesarlo y mostrar su correspondiente valor digital. En la tabla 3.1 se presentan las frecuencias sintonizadas y sus valores de voltaje digital asociados.

⁶² Las resistencias de precisión tienen una tolerancia del 1% sobre el valor nominal.

Tabla 3.3 Frecuencias sintonizadas y sus voltajes digitales.

Frecuencia [MHz]	Voltaje digital [V]
90,1	875
94,1	767
98,1	642
100,1	574
104,1	430
106,1	343
106,9	314

Para mostrar las frecuencias sintonizadas en el Despliegue de Cristal Líquido (LCD), se verificó la tendencia de los valores de frecuencia y voltaje mediante gráficas en el programa Excel de Microsoft®. De esta actividad resultó un comportamiento ligeramente distinto para frecuencias mayores y menores que 100 MHz. Por lo tanto, se establecieron dos tendencias respecto a dicha frecuencia. En las figuras 3.16 y 3.17 se muestran las gráficas tanto de los puntos medidos como su respectiva tendencia y la ecuación generada.

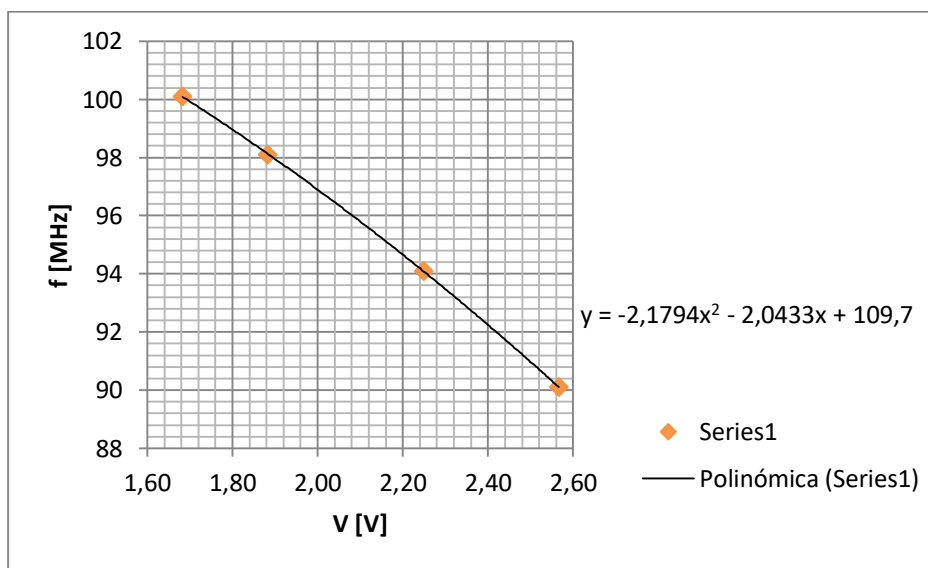


Figura 3.16 Frecuencias y voltajes para un espectro de 90 MHz a 100 MHz.

En las gráficas de las figuras 3.16 y 3.17 se aprecia que las tendencias correspondientes a cada rango de frecuencias y voltajes medidos, son bastante precisas. La precisión de la tendencia a puntos graficados, en Excel, es mejor si el valor R cuadrado (R^2)⁶³ se aproxima mucho más a la unidad. El valor de R^2 está entre 0 y 1. Es importante destacar que las ecuaciones mostradas en las gráficas 3.16 y 3.17 son utilizadas en el código programado para mostrar la respectiva frecuencia sintonizada.

⁶³ Información disponible en: <http://office.microsoft.com/es-mx/word-help/agregar-cambiar-o-quitara-una-linea-de-tendencia-en-un-grafico-HP010007461.aspx#BMrsquaredvalue>.

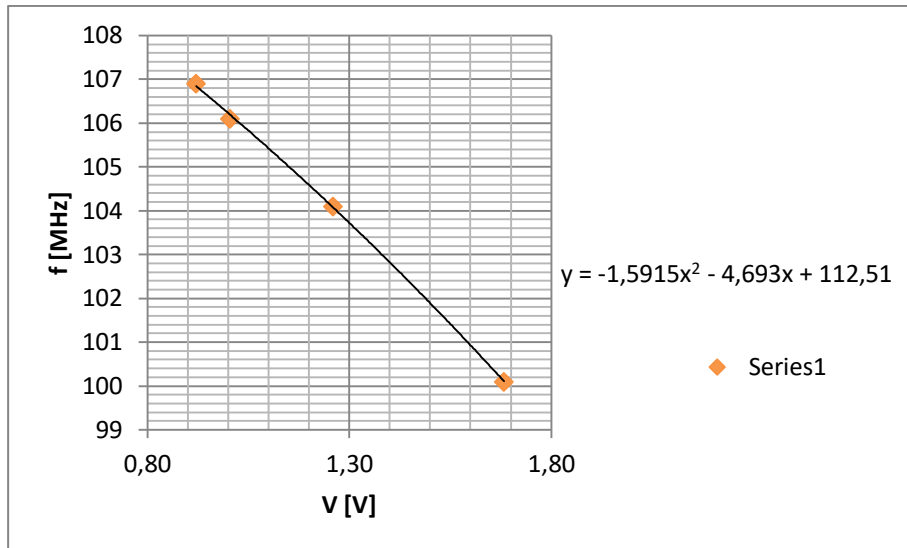


Figura 3.17 Frecuencias y voltajes para un espectro de 100 MHz a 107 MHz.

3.3 RECEPCIÓN DE SEÑALES DEL GPS

La prueba de recepción de señales del GPS consiste en tomar las coordenadas geográficas de algunos lugares en la ciudad de Popayán con el prototipo portátil medidor de potencia de señales FM en la banda comercial e introducir las en Google Earth®⁶⁴ para observar si coincide con el punto ubicado en el mapa de la zona en cuestión. En este caso se insertaron tres marcas de posición en Google Earth®, relativas a las coordenadas tomadas con el prototipo, las cuales corresponden al laboratorio de telecomunicaciones de la Unicauca Estéreo y los semáforos de la bomba de TransTambo. En la figura 3.18 se aprecian los puntos insertados. Como se observa en el mapa, las posiciones de los tres lugares ingresados son bastante precisas, por lo tanto, el GPS opera de manera correcta.

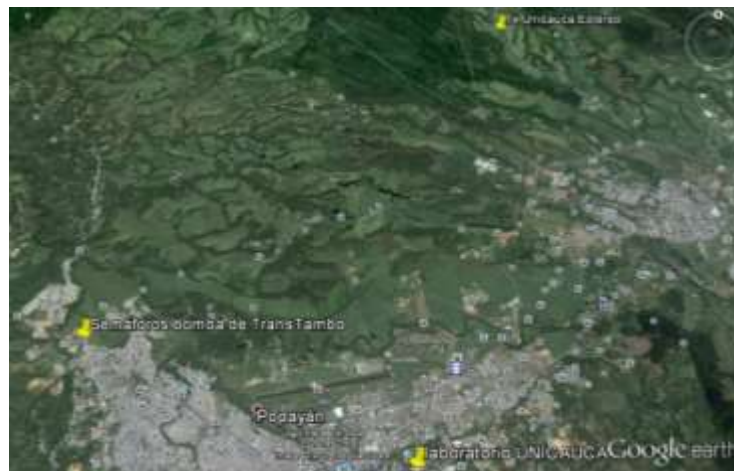


Figura 3.18 Posiciones del GPS del prototipo insertadas en Google Earth®.

⁶⁴ Programa informático del globo terrestre virtual que, entre otras cosas, permite visualizar mapas y ubicar puntos en ellos mediante coordenadas geográficas. Disponible en: <https://www.google.com/earth/>.

3.4 MEDIDAS de Voltaje en el Pin RSSI

El campo eléctrico que llega hasta el receptor induce un voltaje en los terminales de la antena. En este caso, en el Circuito Integrado TDA7021T del receptor de FM, el voltaje inducido genera otro voltaje a través de la resistencia de 22 k Ω conectada a la salida del pin 9 del mismo chip. El voltaje generado se etiquetó en la figura 2.13, de la sección 2.3.1.6, como V_{RSSI} . Éste es un nivel analógico que se introduce al pin A2 de la tarjeta Arduino UNO R3 para procesarlo y mostrar su correspondiente valor digital a través del Despliegue de Cristal Líquido (LCD).

En esta actividad se probó el funcionamiento y se determinó la característica del Indicador de Intensidad de Señal Recibida (RSSI) del receptor de FM que hace parte del prototipo medidor de potencia. Para lograr este objetivo se montó el esquema de la figura 3.19 de manera que las señales externas no afectaran las medidas dado que se trabajó aproximadamente en el centro de la banda de FM comercial donde se emiten señales de diferentes estaciones de radio.

La prueba consistió en transmitir mediante un cable coaxial de 75 Ω , desde el generador hacia el prototipo, diferentes niveles de voltaje en el rango de 1 μ V a 10 mV. Estos niveles equivalen al voltaje inducido por el campo eléctrico en los terminales de la antena y, además generan el voltaje correspondiente a V_{RSSI} en el prototipo. La frecuencia de trabajo del generador y del prototipo fue de 97,5 MHz. Cabe destacar que realizó la misma prueba tres veces para obtener el promedio del voltaje V_{RSSI} y observar la variación presentada en el mismo.

Para ésta actividad se utilizaron los siguientes dispositivos:

- Generador de señales Hewlett Packard® 8656B. Mostrado en la figura 3.12.
- Prototipo portátil medidor de potencia de señales en la banda FM comercial. Mostrado en la figura 2.42.
- Cable coaxial RG59U de 1,5 m.
- Adaptador de impedancia de 50 Ω a 75 Ω del tipo N a BNC, respectivamente. Mostrado en la figura 3.3



Figura 3.19 Montaje para medir RSSI.

En el anexo B.1 se consignan los resultados de las tres mediciones y el cálculo del promedio para los voltajes medidos con el prototipo medidor de potencia de señales FM en la banda comercial. Para los voltajes medidos, según las tres sesiones, se observa que se presentan más variaciones al transmitir voltajes menores a 55 μ V: Es importante aclarar que, en esta prueba, el voltaje transmitido equivale al voltaje inducido en los terminales de la antena, por lo tanto, se trata del mismo parámetro al considerar: voltaje transmitido, voltaje inducido o voltaje de campo eléctrico. Por otra parte se recuerda que el voltaje medido es el mismo V_{RSSI} . En este sentido los 55 μ V equivalen a un voltaje inducido de 34,8 dB μ V en unidades logarítmicas.

De acuerdo a los resultados de ésta prueba, sólo se presentaron pocas variaciones en el voltaje medido para voltajes transmitidos mayores a $55 \mu\text{V}$. En ambos casos la variación en el voltaje medido o V_{RSSI} fue de 5 mV , lo cual representa una variación bastante pequeña si se tiene en cuenta que éste varía entre $0,24 \text{ V}$ a 3 V . Entonces, se concluye que el prototipo es estable para la medida de voltajes de RSSI dado que, probablemente, los voltajes de campo eléctrico a medir estén alrededor de $66 \text{ dB}\mu\text{V}$, el cual es un valor mayor comparado con $34,8 \text{ dB}\mu\text{V}$. Además para valores mayores que $34,8 \text{ dB}\mu\text{V}$ se presentan menores variaciones.

A continuación se compara la curva de RSSI que provee el fabricante, con la obtenida en esta prueba. En la gráfica de la figura 3.20 se muestra la curva de voltaje medido en el pin 9 del Circuito Integrado TDA7021T contra el voltaje de intensidad de campo que ingresa por el pin 12 del mismo chip. Estos valores son para una resistencia de $1 \text{ k}\Omega$, una frecuencia de $96,75 \text{ MHz}$ y un voltaje de alimentación de 3 V .

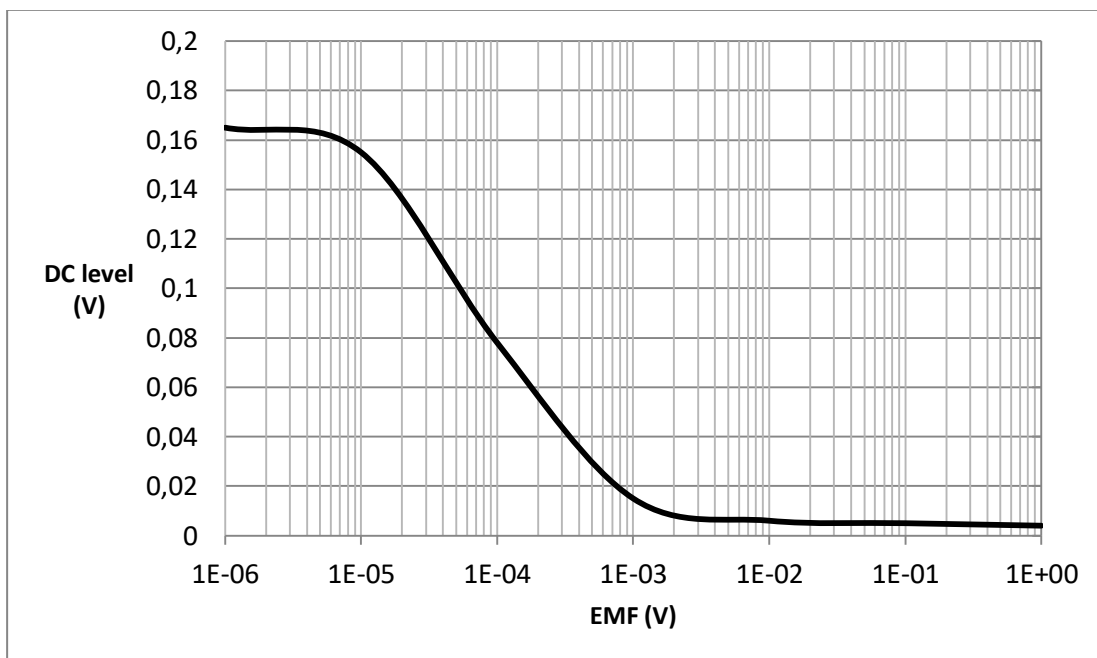


Figura 3.20 Voltaje de intensidad de campo. Tomada de [26].

En la gráfica de la figura 3.20 se aprecia que el voltaje medido en el pin RSSI disminuye conforme aumenta el voltaje de intensidad de campo que ingresa por la entrada de antena; pin 12 del Circuito Integrado TDA7021T.

Con los valores de voltaje transmitidos y el promedio de voltaje medido en el receptor de FM del prototipo, se obtiene la gráfica de la figura 3.21. En ésta se aprecia un comportamiento similar comparado con la curva correspondiente a los mismos parámetros graficados en la figura 3.20. El voltaje medido con el prototipo a la salida del pin 9, es mayor debido a que se utiliza una resistencia de $22 \text{ k}\Omega$ en vez de una de $1 \text{ k}\Omega$, como se afirma en la hoja de datos técnicos del fabricante. Lo anterior indica que el Circuito integrado TDA7021T opera de forma correcta con respecto al voltaje de entrada y el voltaje medido en el prototipo.

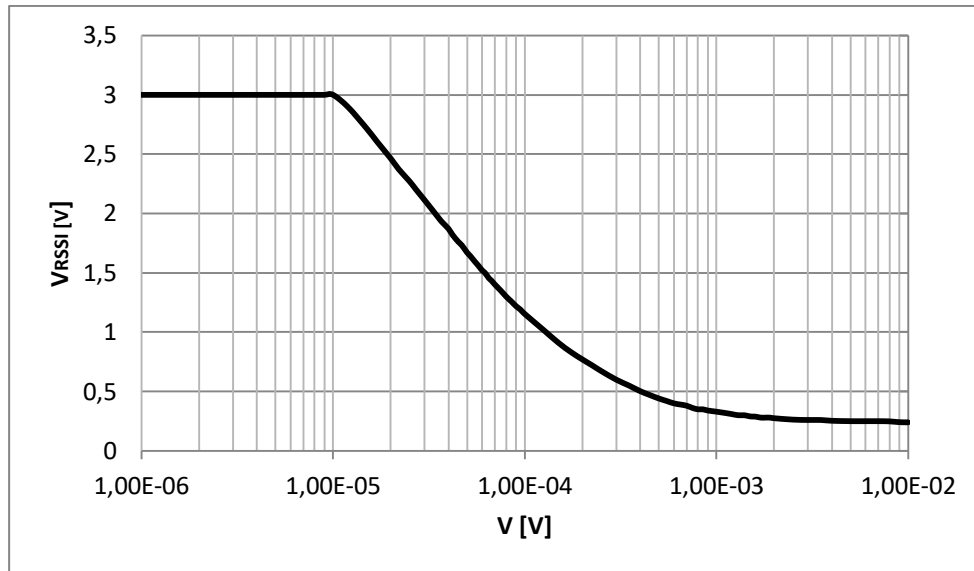


Figura 3.21 V_{RSSI} contra voltaje de campo de entrada, E.

En este trabajo de grado interesa conocer el voltaje de entrada a partir del voltaje medido en el prototipo. Esto debido a que, como se mencionó al comienzo de esta sección, el voltaje de entrada es equivalente al voltaje inducido por el campo eléctrico que llega hasta la antena del prototipo. Dicho voltaje inducido se relaciona con el voltaje de campo eléctrico que se obtiene del medidor de campo MC-87/EV. Por lo tanto, es importante obtener, para el prototipo, la curva del voltaje de campo eléctrico contra voltaje V_{RSSI} . En consecuencia, con la herramienta de simulación MATLAB®, se intercambian los ejes a la curva de la figura 3.21 y se generó la línea de tendencia que más se aproximó a la curva resultante. En la figura 3.22 se muestra, en color rojo, los puntos de voltaje de campo eléctrico contra el voltaje medido en el pin RSSI (V_{RSSI}); a la cual se interpone, en color negro, la línea de tendencia.

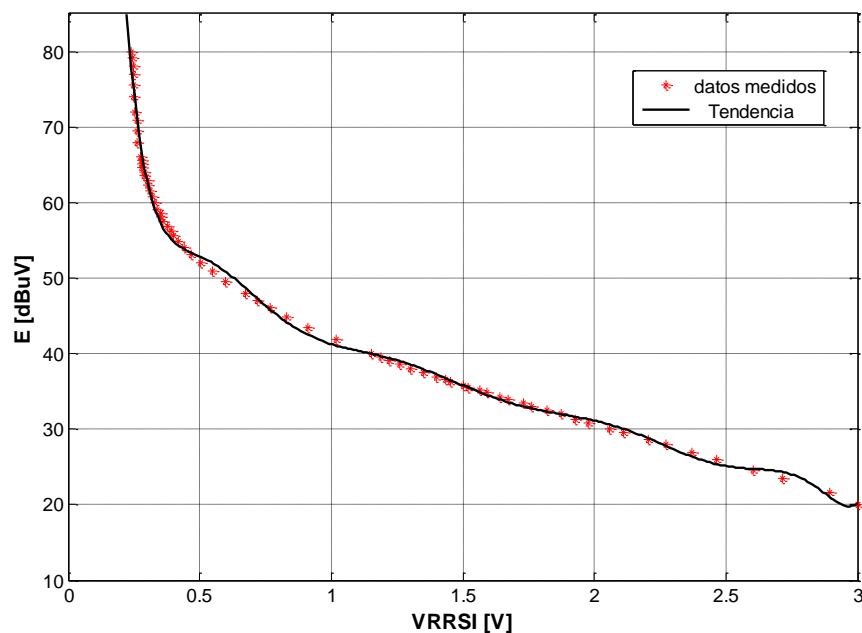


Figura 3.22 Curvas de datos medidos y línea de tendencia.

Con MATLAB® se genera la expresión correspondiente a la curva de tendencia, la cual se muestra en la ecuación 3.12.

$$y = 20,029x^{10} - 335,72x^9 + 2444,7x^8 - 10144x^7 + 26438x^6 - 44892x^5 + 50294x^4 - 36225x^3 + 16037x^2 - 3940,6x + 465,44 \quad (3.12)$$

Es de resaltar que se probó con líneas de tendencia logarítmica, potencial y polinómica, pero la que más se aproximó a los datos medidos con el prototipo fue la polinómica de décimo grado. En el anexo B.2, se consignan los resultados correspondientes a voltaje de campo eléctrico a la entrada del prototipo y voltaje de campo eléctrico obtenido a partir de la ecuación 3.12. En estos resultados se observa que para valores menores a 24 dBμV, la diferencia entre el valor de voltaje de campo calculado con la ecuación 3.12 y el voltaje de campo que ingresa al prototipo es grande, del orden de 26 dB. Para valores mayores a 24 dBμV la diferencia de los voltajes de campo en cuestión es bastante menor, con un promedio de 2.17 dB. Entonces para lograr mayor exactitud, se dividió la curva de la figura 3.22 en 5 tramos y se calculó la tendencia para cada una de ellas. En el anexo B.3 se muestran las gráficas de los 5 tramos mencionados. Las fórmulas correspondientes a cada línea de tendencia se muestran en las ecuaciones 3.13, 3.14, 3.15, 3.16 y 3.17.

$$V_1 = -1,1893 \cdot V_{RSSI}^3 + 7,5977 \cdot V_{RSSI}^2 - 25,921 \cdot V_{RSSI} + 61,616 \quad (3.13)$$

$$V_2 = 13,348 \cdot V_{RSSI}^3 - 21,392 \cdot V_{RSSI}^2 - 10,29 \cdot V_{RSSI} + 60,528 \quad (3.14)$$

$$V_3 = -531,05 \cdot V_{RSSI}^3 + 812,63 \cdot V_{RSSI}^2 - 441,54 \cdot V_{RSSI} + 136,22 \quad (3.15)$$

$$V_4 = -24142 \cdot V_{RSSI}^3 + 22732 \cdot V_{RSSI}^2 - 7201 \cdot V_{RSSI} + 829,14,7 \quad (3.16)$$

$$V_5 = -22602 \cdot V_{RSSI}^3 + 23692 \cdot V_{RSSI}^2 - 8124 \cdot V_{RSSI} + 978,453 \quad (3.17)$$

De las ecuaciones 3.13 a 3.17, se obtiene el voltaje de campo eléctrico o voltaje inducido por el campo eléctrico en los terminales de la antena a partir de un voltaje de RSSI. Es importante destacar que las ecuaciones 3.13 a 3.17 son utilizadas en el código principal, el cual contiene el programa final necesario para el funcionamiento del prototipo. Dicho código se presenta en el anexo A.4.

En la tabla 3.4 se muestran los rangos de voltaje V_{RSSI} medido en el prototipo y las correspondientes ecuaciones a utilizar en la programación del código principal.

Tabla 3.4 Rangos de voltaje V_{RSSI} y ecuaciones correspondientes.

Rango de voltaje V_{RSSI}	Ecuación
1,153 V a 3 V	3.13
0,6 V a 1.152 V	3.14
0,3 a 0,59 V	3.15
0,26 V a 0,29 V	3.16
0,25 V a 0,23 V	3.17

Una vez se determina el voltaje de campo eléctrico a partir del voltaje V_{RSSI} medido en el prototipo, es posible determinar el campo eléctrico. El campo eléctrico en unidades logarítmicas, se obtiene de la ecuación 3.18

$$E_0[\text{dBu}] = V[\text{dB}\mu\text{V}] - G_{ant}[\text{dBi}] - 29,8 + 20 \log f[\text{MHz}], \quad (3.18)$$

donde:

- E_0 es el campo eléctrico.
- V es el voltaje del campo eléctrico.
- G_{ant} es la ganancia de la antena receptora.
- f es la frecuencia de trabajo.

Finalmente, con el campo eléctrico calculado, se obtiene la potencia recibida en dBm a partir de la ecuación 1.14, en la sección 1.1.4.

Por otro parte, dado que el voltaje de campo eléctrico en el prototipo es comparable con el voltaje de campo eléctrico obtenido con el medidor MC-87/EV, se realizó una prueba de laboratorio análoga a la anterior para observar el comportamiento del medidor y obtener un voltaje de campo eléctrico promedio. Al igual que en la prueba anterior, se montó el esquema de la figura 3.19 en el que se cambió el medidor de campo eléctrico MC-87/EV por el prototipo. Los resultados de las medidas de voltaje de campo eléctrico y su promedio se muestran en el anexo B.4. En general, se observan variaciones en los niveles de voltaje de campo eléctrico medido para la mayoría de los voltajes transmitidos; pero los mayores niveles de variación se presentan para voltajes transmitidos menores a $70 \mu\text{V}$ ($\approx 36,9 \text{ dB}\mu\text{V}$), donde la diferencia máxima en el voltaje de campo eléctrico medido es de $2,5 \text{ dB}\mu\text{V}$. Para voltajes transmitidos mayores a $70 \mu\text{V}$ la variación promedio de los voltajes de campo eléctrico medido es de $0,35 \text{ dB}\mu\text{V}$, la cual es 8 veces menor que $2,5 \text{ dB}\mu\text{V}$. Esto indica que el medidor de campo opera de manera más estable para voltajes inducidos mayores a $36,9 \text{ dB}\mu\text{V}$, donde se espera medir los niveles de voltaje correspondientes a FM comercial.

Se presentan más variaciones en las medidas con el medidor MC-87/EV que con el prototipo. Este suceso se atribuye al medidor MC-87/EV dado que es analógico y además cuenta con una escala en $\text{dB}\mu\text{V}$ sobre la que deben aproximarse las medidas. Además, para valores comprendidos entre $0 \text{ dB}\mu\text{V}$ y $20 \text{ dB}\mu\text{V}$, la escala no tiene subdivisiones. En la figura 3.23 se aprecia la escala del medidor de campo eléctrico MC-87/EV.



Figura 3.23 Escala del medidor de campo eléctrico MC-87/EV.

En la tabla 3.5 se muestran valores de voltaje de campo eléctrico para los mismos niveles de voltaje transmitido los cuales están comprendidos entre $10 \mu\text{V}$ y $10000 \mu\text{V}$. En general se observa que para voltajes transmitidos comprendidos entre $30 \mu\text{V}$ y $10000 \mu\text{V}$, se mantiene aproximadamente la misma tendencia; pero para voltajes menores a $30 \mu\text{V}$ la tendencia crece rápidamente. Esto sucede porque la sensibilidad del medidor MC-87/EV es de $20 \text{ dB}\mu\text{V}$ a $110 \text{ dB}\mu\text{V}$. En consecuencia se considera que el receptor de FM opera correctamente en cuanto al voltaje transmitido y el voltaje V_{RSSI} medido en el prototipo.

Tabla 3.5 Comparación de voltaje de campo eléctrico con el prototipo y con el medidor MC-87/EV.

V_{tx} [V]	$V_{prototipo}$ [dB μ V]	$V_{medidor}$ [dB μ V]	Tendencia
10	20,000	0,000	20,000
20	26,021	10,000	16,021
30	29,542	21,500	8,042
40	32,041	24,583	7,458
50	33,979	26,500	7,479
60	35,563	28,183	7,380
70	36,902	29,000	7,902
80	38,062	30,500	7,562
90	39,085	31,700	7,385
100	40,000	32,650	7,350
150	43,522	36,617	6,905
200	46,021	38,833	7,187
250	47,959	40,167	7,792
300	49,542	42,083	7,459
350	50,881	43,383	7,498
400	52,041	44,467	7,575
450	53,064	45,600	7,464
500	53,979	46,400	7,579
550	54,807	47,167	7,641
600	55,563	48,133	7,430
650	56,258	48,150	8,108
700	56,902	48,900	8,002
750	57,501	50,300	7,201
800	58,062	51,167	6,895
900	59,085	52,167	6,918
1000	60,000	53,033	6,967
1300	62,279	55,133	7,146
1500	63,522	56,300	7,222
1800	65,105	57,967	7,139
2000	66,021	58,900	7,121
3000	69,542	62,417	7,126
4000	72,041	64,900	7,141
5000	73,979	66,800	7,179
6000	75,563	68,200	7,363
7000	76,902	69,000	7,902
8000	78,062	70,000	8,062
9000	79,085	71,067	8,018
10000	80,000	72,067	7,933

De la tabla 3.5 se estima que con el prototipo se pueden medir voltajes de campo eléctrico comprendidos entre 24 dB μ V y 86 dB μ V, valores que corresponden a -86 dBm y -24 dBm.

3.5 MEDIDA DE SENSIBILIDAD DEL PROTOTIPO

En esta prueba se determinó la sensibilidad del receptor de FM. A continuación se describen el proceso seguido y sus resultados.

3.5.1 Sensibilidad del Receptor de FM

Como se citó en la sección 1.4.4.1, la sensibilidad es el valor mínimo de voltaje de la portadora que produce una Relación Señal a Ruido (SNR) igual a 30 dB, como en la ecuación 3.19.

$$SNR = \frac{\text{Señal de audio} + \text{Ruido}}{\text{Ruido}} = 30 \text{ dB} \quad (3.19)$$

Por tanto, en esta prueba se midió la sensibilidad del receptor de Frecuencia Modulada (FM) para lo cual se montó el esquema de la figura 3.24.

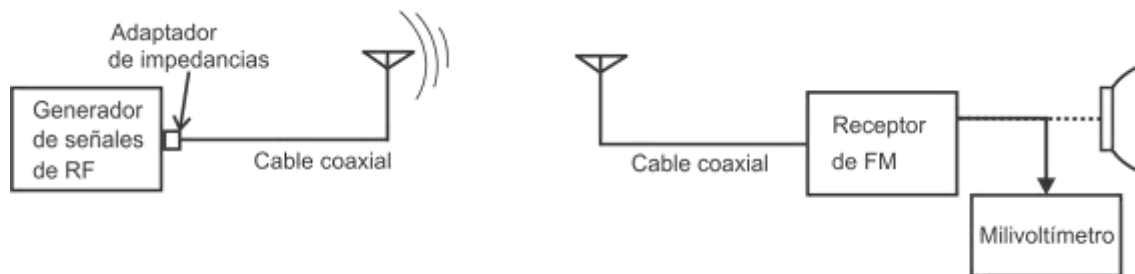


Figura 3.24 Montaje para medida de selectividad del prototipo.

Los elementos utilizados en esta actividad son los siguientes:

- Generador de señales Hewlett Packard® 8656B.
- Antena Transmisora y receptora de lambda medios.
- Prototipo medidor de potencia de señales de FM.
- Milivoltímetro AC MA1-79 de Electrónica Veneta®. Mostrado en la figura 3.25.



Figura 3.25 Milivoltímetro AC tipo MA1-79.

Para la medida de la sensibilidad, inicialmente, se transmitió una señal FM con desviación de frecuencia $\Delta f = 30$ KHz, un tono de 1 KHz, frecuencia de portadora $f_c = 97,5$ MHz y nivel de voltaje de la portadora de 1 mV. Con el milivoltímetro se midió el nivel de voltaje

recibido en las condiciones mencionadas, valor que corresponde a la señal de audio más ruido. El ruido se midió con el mismo montaje transmitiendo la portadora sin modular, para lo cual fue necesario cambiar la posición del control de volumen hasta obtener una diferencia cercana a los 30 dB. La medida se repitió tres veces y los resultados se muestran en la tabla 3.6.

Tabla 3.6 Medidas de relación señal a ruido.

Voltaje de la portadora [mV] _{tx}	(señal de audio +Ruido) [dBm]	Ruido [dBm]	SNR [dB]
1	-30	-58	28
0,8	-33	-60	27
1	-30	-58	28

De la tabla 3.6 se determina que la Relación Señal a Ruido (SNR) para el receptor de FM es aproximadamente 28 dB. Este valor se aproxima al que provee el fabricante en la hoja de datos técnicos, el cual es de 26 dB. A este valor de SNR se asocia una sensibilidad estática de 7 μ V dada por el fabricante, la sensibilidad efectiva encontrada considerando canal sin distorsión es de -86 dBm. La diferencia de Señal a Ruido medida con la obtenida de la hoja de datos técnicos del fabricante se atribuye a posibles errores de precisión del instrumento utilizado en la medición.

3.6 PRECISIÓN DEL PROTOTIPO MEDIDOR DE POTENCIA

El error en las medidas de potencia recibida se encontró realizando un montaje similar al de la figura 3.19. Esta vez se transmitieron varios niveles de potencia desde el generador de señales y se midió la potencia correspondiente con el prototipo. La frecuencia de operación fue 97,5 MHz.

Para los datos obtenidos se calculó el error relativo porcentual utilizando la ecuación 3.20.

$$E_r[\%] = \frac{|valor\ real - valor\ medido|}{valor\ real} \cdot 100 \quad (3.20)$$

En la tabla 3.7 se muestran los niveles de potencia transmitida, potencia medida y error relativo porcentual correspondiente.

Tabla 3.7 Potencia transmitida, potencia medida y error relativo porcentual.

P _{tx} [dBm]	P _{med} [dBm]	E _r [%]
-24	-24,5	2,08
-30	-29	3,33
-40	-41,22	3,05
-50	-51,44	2,88
-60	-61,4	2,33
-70	-71,4	2,00
-80	-81,2	1,50
-85	-86,4	1,65
-86	-86,88	1,02

En la figura 3.26 se muestra la gráfica de error porcentual calculado.

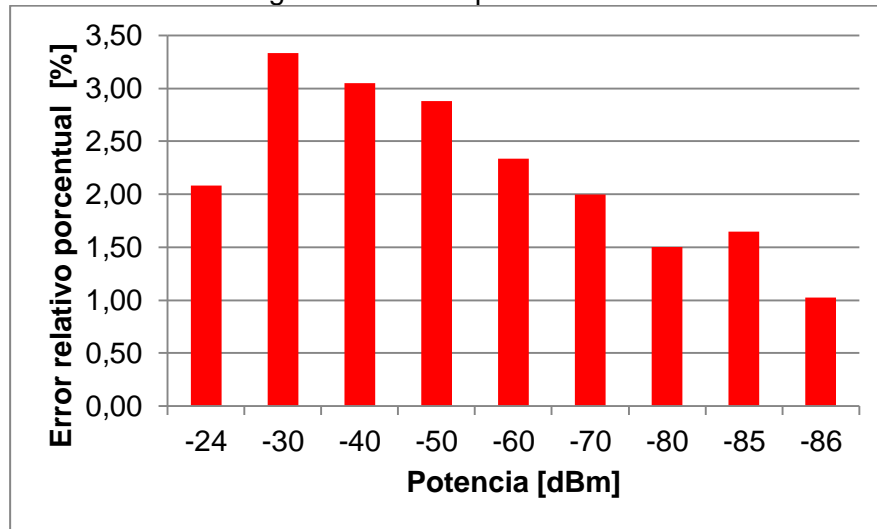


Figura 3.26 Error porcentual en la medida de potencia.

De los datos graficados en la figura 3.26 se aprecia que el error máximo es del 3.33 %. Esto indica que las medidas de potencia obtenidas con el prototipo son aceptables si se tiene en cuenta que el resultado no es confiable si el error relativo porcentual es superior al 10% [47] y las potencias a medir se encuentran entre -24 dBm a -86 dBm.

3.7 MEDIDAS DE POTENCIA

Las medidas realizadas con el prototipo medidor de potencia de señales FM en cada punto, se almacenan en la memoria microSD con un nombre de archivo específico para cada sitio medido. En este caso, el nombre del archivo está compuesto por las tres primeras letras de la palabra SITIO, seguida de un guión bajo y al final se agrega un número para diferenciar los distintos sitios donde se mide la potencia recibida de señales FM para una frecuencia específica. El archivo tiene extensión ODS, se trata de una hoja de cálculo en la herramienta ofimática OpenOffice, la cual es de uso libre y funciona en Sistemas Operativos (OS) Windows® y Linux. En cada archivo se almacenan datos de frecuencia sintonizada, potencia y campo eléctrico medidos y las coordenadas geográficas de cada sitio expresadas en latitud y longitud. En la figura 3.27 se muestra el formato del archivo guardado en la memoria microSD.

	A	B	C	D	E
1	Frecuencia[MHz]	Campo[dBuV/m]	Potencia[dBm]	Latitud	Longitud
2	104,08	58,54	-54,25	2,4498	-76,625
3	104,11	58,38	-54,41	2,4498	-76,625
4	104,11	57,74	-55,05	2,4498	-76,625
5	104,08	57,74	-55,05	2,4498	-76,625
6	104,08	55,11	-57,68	2,4498	-76,625
7	104,08	55,11	-57,68	2,4498	-76,625

Figura 3.27 Formato de archivo almacenado en la microSD.

Es importante resaltar que la memoria microSD debe tener ya sea un formato FAT16 o FAT 32. Dichos formatos se aplican directamente desde Windows® o con la aplicación SD Formatter⁶⁵.

3.7.1 Medidas de Potencia con el Prototipo

Las mediciones de potencia con el prototipo se realizaron en algunos puntos específicos de la ciudad de Popayán. En cada punto se siguieron los pasos descritos a continuación:

- Ubicación de los sitios seleccionados. A cada sitio seleccionado se asignó un nombre de archivo, el cual comienza por SIT_1 para el primer punto.
- Inicio de recorrido con estaciones en cada uno de los sitios a medir potencia recibida.
- Ubicación del trípode y la antena receptora en el sitio a medir potencia.
- Antes de encender el prototipo se debe conectar el cable de la antena a su respectiva entrada. Además se verifica que los botones GPS y D_LINE/UART estén en ON y UART, respectivamente
- Encendido del equipo prototipo medidor de potencia. Por defecto se crea o abre el archivo SIT_0. Se recomienda almacenar los datos iniciales de posición geográfica, sintonización de frecuencia y nivel de potencia en éste archivo mientras se prepara el prototipo para realizar la medida definitiva.
- Registro de la señal de GPS para obtener coordenadas.
- Sintonización de la frecuencia de trabajo.
- Orientación de la antena para obtener el mejor nivel de señal de potencia recibida.
- Una vez se establecen las tres condiciones anteriores, se posiciona el botón D_LINE/UART hacia DLINE. Con el botón Archivo se escoge el número de archivo donde se almacenarán los datos correspondientes a ese sitio. Se recomienda guardar los datos de medida a partir del archivo 1 (SIT_1).
- Posicionamiento del botón D-LINE/UART hacia UART para almacenar medidas correspondientes al sitio en particular por un tiempo aproximado de 5 minutos. Por cada minuto se almacenan aproximadamente 60 datos.
- Apagado del prototipo.
- Desconexión del cable de la antena.
- Traslado al siguiente punto de medición.

Una vez recopilados los datos de medición de potencia en los puntos seleccionados, se procede al análisis de los mismos. En este caso se escogió 300 muestras dado que el cálculo de la mediana y la moda para 300 y 822 datos resultó muy aproximado. Además se encontró que la mediana y la moda para 300 muestras de potencia medida en los sitios de interés son similares, sin embargo se escogió la mediana debido a que ésta representa la tendencia central más significativa para las muestras tomadas [48].

En la tabla 3.8 se muestra el nombre de archivo asignado a cada sitio y la mediana calculada para la potencia respectiva tomada con el prototipo en los puntos seleccionados. Además se indica que los datos de potencia recibida incluyen las pérdidas del cable coaxial y los conectores. La frecuencia de trabajo fue 104,1 MHz, la cual corresponde a Unicauca Estéreo. Los datos de cada medida de potencia se presentan en archivos digitales con formato ODS de OpenOffice, en la carpeta de anexos.

⁶⁵ Disponible en: https://www.sdcard.org/downloads/formatter_4/.

3.7.2 Medida de Potencia Mediante Simulación

Para realizar la simulación se utilizó la herramienta de planeación de cobertura radioeléctrica Xirio-Online® porque es una herramienta de simulación en línea que permite diseñar redes y realizar simulaciones de cobertura radioeléctrica sin disponer de software y cartografía digital propia. Además, es posible realizar estudios de cobertura con un sistema de pago por uso, utilizando mapas de media y alta resolución.

Esta herramienta cuenta con varios métodos de propagación. En este caso se escogió la recomendación ITU-R P.526-11, válida para frecuencias mayores a 30 MHz. Además, éste método es empleado en todos los servicios radioeléctricos en entornos urbanos, rurales y mixtos, siempre que se disponga de cartografía de media o alta resolución [49].

Tabla 3.8 Mediana de la potencia medida con el prototipo para sitios específicos de Popayán.

Archivo	Sitio	Potencia Recibida[dBm]
SIT_1	Puente de Chune	-54,87
SIT_2	Parquesoft	-45,26
SIT_3	Parque Benito Juárez	-62,545
SIT_4	Plazoleta Santo Domingo	-52,25
SIT_5	Casa Andrés Ibarra	-69,24
SIT_6	Casa Cesar Álvarez	-60,545
SIT_7	Torre-B/ El Portal del Oriente	-65,49
SIT_8	Pueblito Patojo	-54,17
SIT_9	Tulcan-Unicauca	-45,76
SIT_10	Tránsito	-43,92
SIT_11	Barrio Aida Lucía	-49,22
SIT_12	Lácteos-Puente	-56,63
SIT_13	Piso G Comfacauca	-46
SIT_14	FACA-Unicauca	-38,06
SIT_15	Barrio La Paz-Parque Principal	-40,98
SIT_16	SENA – Alto de Cauca	-37,31
SIT_17	Salida a Cali	-37,31
SIT_18	Glorieta de Bellavista	-71,88
SIT_19	Glorieta de la Chirimía	-57,27
SIT_20	Salida a Timbio	-52,54
SIT_21	Estacion Mobil-La Variante	-48,73
SIT_22	Barrio Lomas de Granada	-44,74
SIT_23	Maxipan-Salida a El Tambo	-51,59
SIT_24	Casa Adriano Hoyos	-41,82

La cartografía seleccionada para la simulación es una versión de pago con una resolución de 100 m/píxel, ya que la versión libre solo tiene una resolución de hasta 400 m/píxel. El cálculo del estudio radioeléctrico con una cartografía gratuita es ideal para realizar simulaciones que carecen de precisión y de resultados válidos desde el punto de vista profesional [50]. Las capas que contienen la cartografía seleccionada son de tipo Modelo Digital de Terreno (MDT, *Model Digital Terrain*) o de altimetría. Este modelo es indicado para planificación de redes de radiodifusión [51].

La configuración de los parámetros técnicos para realizar el estudio radioeléctrico se muestran en la tabla 3.9.

Es importante destacar que los puntos a simular corresponden a la mediana de las coordenadas geográficas resultantes en la medida de potencia con el prototipo, las cuales se obtuvieron de manera análoga que para la potencia. En la figura 3.28 se muestra la cobertura de Unicauca Estéreo para la zona que cubre los puntos específicos seleccionados, la cual se abrió con Google Earth® para mejorar la visualización de la imagen.

Tabla 3.9 Parámetros de Configuración para Xirio-Online®.

Potencia de transmisión	4700 W
Frecuencia	104.1 MHz
Método de propagación	Rec. ITU-R P.526-11
Altura de la antena transmisora	47,84 m
Altura de la antena de receptora	2 m
Ganancia de la antena de transmisión	5,5 dBi
Ganancia de la antena de recepción	4,76 dBi
Permitividad relativa	15
Perdidas en el transmisor	0,6 dB
Perdidas en el receptor	0,72 dB
Perdidas por penetración en edificios	5 dB
Umbral de recepción	-85 dBm
Tipo de Altimetría Mundial y Resolución	MDT 100 m/pixel

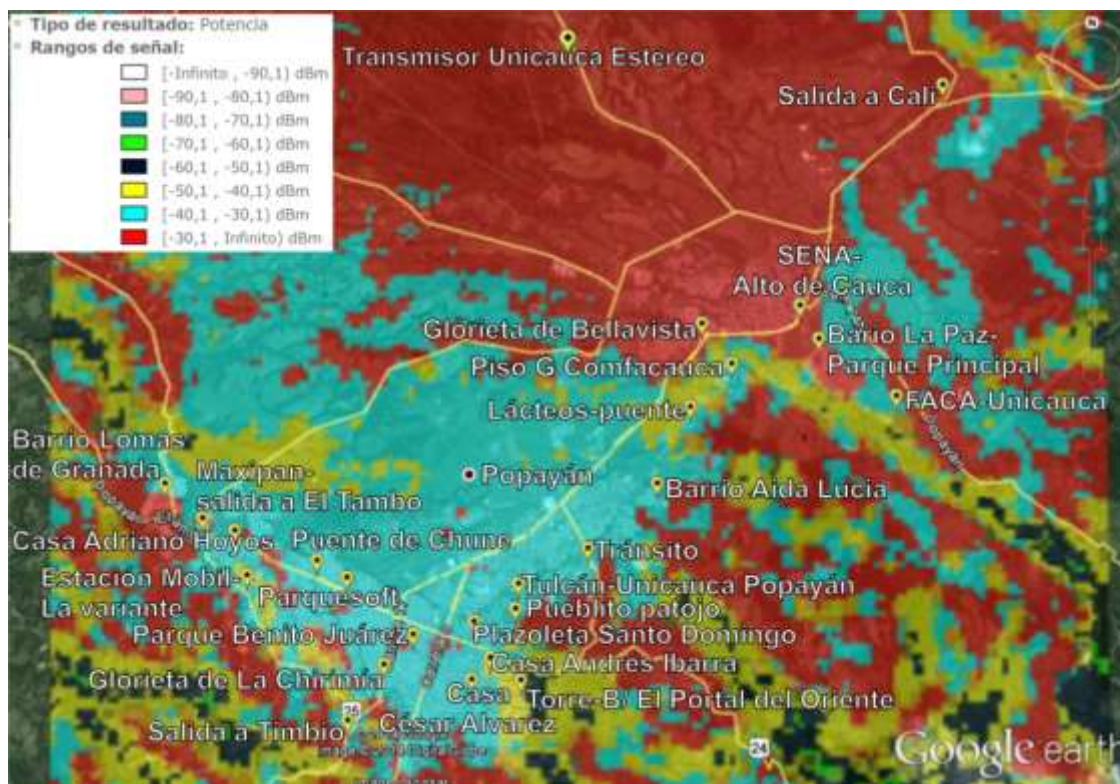


Figura 3.28 Cobertura y ubicación de los sitios de medida de potencia en Popayán.

En la figura 3.28 se observa que la mayoría de los puntos se encuentran en zonas donde la potencia oscila entre -30 dBm y -40 dBm (color azul claro). Para los puntos más cercanos al transmisor de Unicauca Estéreo, ubicados en el lado derecho superior y el

punto de Lomas de Granada, la potencia es del orden de -30 dBm (color rojo). Finalmente, sólo se distingue que el punto Torre en el barrio Portal del Oriente está en una zona donde la potencia oscila entre -40 dBm a -50 dBm. Aunque éste punto se ubica a una distancia similar comparado con el punto de la casa de César Álvarez y respecto al transmisor de Unicauca Estéreo, la potencia recibida es menor a causa de una obstrucción del terreno cerca del punto en cuestión. Para el punto de Lomas de Granada, aunque está a mayor distancia del transmisor de Unicauca Estéreo que otros puntos, la potencia de recepción es elevada porque se encuentra en una zona alta. Adicionalmente, es importante observar zonas (color amarillo), cerca de Piso G de Comfacauca y Lácteos donde la potencia recibida disminuye debido principalmente a la obstrucción generada por la loma de El Tablazo. Otras zonas con niveles de potencia recibida similares a la anterior (-40 dBm a -50 dBm) y que se ubican aproximadamente a la misma distancia del transmisor de Unicauca Estéreo corresponden a los sitios más bajos ubicados alrededor de la cuenca del río Cauca, hacia el suroccidente de la ciudad de Popayán.

Los valores de potencia en recepción obtenidos de la simulación, en cada punto, se muestran en la tabla 3.10.

Tabla 3.10 Potencias obtenidas mediante simulación.

Sitio	Potencia Recibida [dBm]
Puente de Chune	-32,41
Parquesoft	-31,44
Parque Benito Juárez	-33,42
Plazoleta Santo Domingo	-30,85
Casa Andrés Ibarra	-39,01
Casa Cesar Álvarez	-38,28
Torre-B/ El Portal del Oriente	-46,48
Pueblito Patojo	-29,66
Tulcan-Unicauca	-33,52
Tránsito	-32,46
Barrio Aida Lucía	-36,09
Lácteos-Puente	-36,84
Piso G Comfacauca	-31,34
FACA-Unicauca	-31,92
Barrio La Paz-Parque Principal	-28,07
SENA – Alto de Cauca	-19,3
Salida a Cali	-20,3
Glorieta de Bellavista	-21,58
Glorieta de la Chirimía	-31,5
Salida a Timbio	-31,1
Estación Mobil-La Variante	-36,76
Barrio Lomas de Granada	-29,33
Maxipan-Salida a EL Tambo	-31,04
Casa Adriano Hoyos	-34,99

3.7.1 Comparación de Potencia Medida y Simulada

A continuación se grafican los valores de potencia medida con el prototipo y los niveles de potencia obtenidos de la simulación para los puntos seleccionados en la ciudad de Popayán. Lo anterior, para observar el comportamiento del prototipo en cuanto a medidas de potencia.

En la figura 3.29 se muestra una gráfica de la potencia simulada (color rojo) y la potencia medida con el prototipo (color azul) para los sitios de interés. Al comparar las dos curvas, con excepción de algunos puntos, se aprecia una tendencia similar de las potencias obtenidas. La diferencia más notable se presenta para la potencia obtenida con el prototipo en la glorieta de bellavista. En particular, en éste sitio se observó que cerca del punto de recepción, desde la antena receptora hacia la dirección del transmisor había una gran cantidad de árboles a lo que se atribuye el nivel bajo de potencia medido.

En cuanto a niveles de potencia se observa que mediante la simulación los valores son superiores respecto a las mediciones con el prototipo. Esto es causado principalmente porque para el método de simulación no se tienen en cuenta todos los aspectos que influyen en la medida real y además, la máxima resolución del mapa empleada fue de 100 m/pixel lo que contribuye al comportamiento encontrado. Otra razón de los niveles bajos de potencia obtenidos con el prototipo son los objetos metálicos presentes en el momento de realizar las medidas los cuales no existen en la simulación.

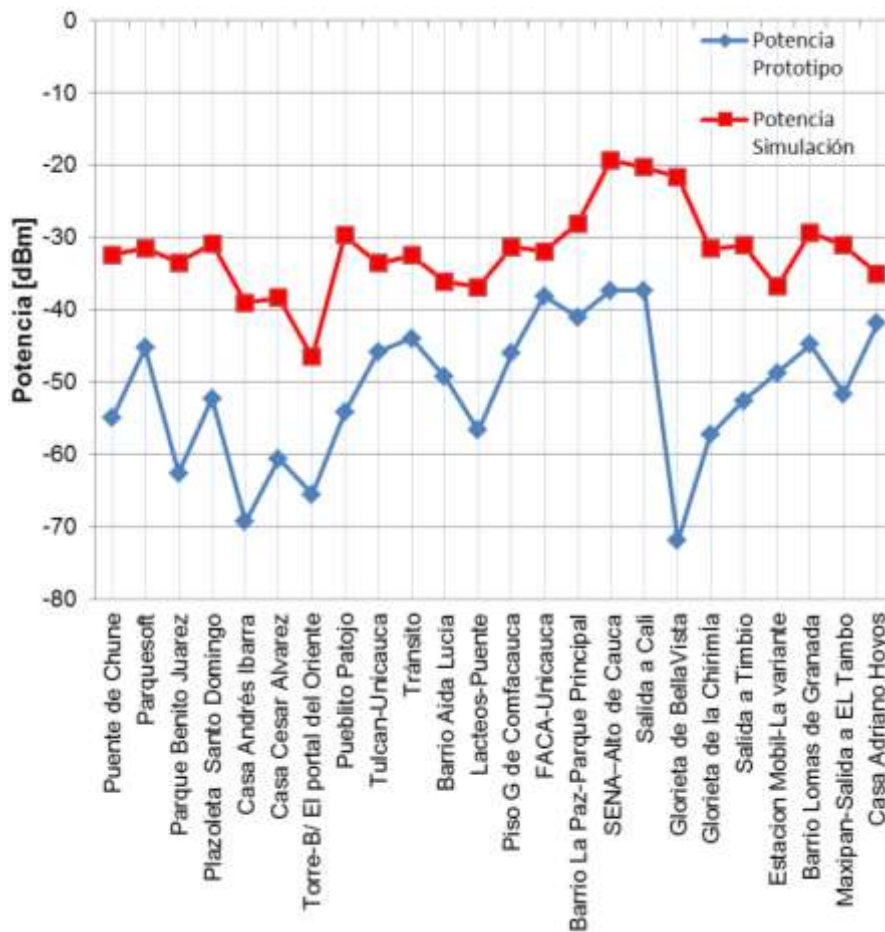


Figura 3.29 Potencias obtenidas con el prototipo y mediante simulación.

En general, de las curvas de potencia, figura 3.29, para los diferentes sitios medidos en la ciudad de Popayán, se determina un funcionamiento aceptable en relación a las medidas de potencia con el prototipo.

4. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

A continuación se presentan conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros generados como resultado del desarrollo del presente trabajo de grado.

4.1 CONCLUSIONES

- En términos generales el desempeño del prototipo medidor de potencia de señales FM en la banda comercial puede calificarse como satisfactorio, ya que se logró dar cumplimiento a los objetivos específicos planteados en el anteproyecto.
- La precisión del prototipo medidor de potencia tiene un error relativo porcentual menor o igual al 3.3%, lo que garantiza una medida aceptable de potencia.
- Para el prototipo se obtuvo un rango dinámico de 62 dB, es decir, potencias comprendidas entre -24 dBm y -86 dBm. Este resultado es bueno dado que las potencias medidas están dentro de dicho rango.
- Se obtuvieron resultados favorables en el procedimiento de caracterización del prototipo y la antena teniendo como referencia el medidor de intensidad de campo MC-87/EV y el analizador vectorial de redes R&S®ZVL, respectivamente. Resultados obtenidos pese a que la facultad de ingeniería electrónica no cuenta con un espacio físico adecuado, como por ejemplo una cámara anecoica, para realizar mediciones de caracterización de instrumentos.
- Considerando que las medidas de potencia con el prototipo tienen una correlación bastante fuerte respecto a los resultados obtenidos mediante simulación, se puede asegurar que las mediciones de potencia realizadas con el prototipo son coherentes.
- El consumo máximo de corriente del prototipo medidor de potencia es de 200 mA permitiendo una autonomía aproximada de 20 horas de trabajo continuo. Tiempo suficiente para realizar una larga jornada de mediciones en campo.
- El uso de la metodología secuencial llevó al desarrollo satisfactorio del presente trabajo de grado.
- Es posible diseñar y construir un medidor de potencia a un precio asequible para nuestro medio. El costo del prototipo medidor de potencia fue aproximadamente de 640.000 pesos Colombianos, en comparación con los medidores disponibles en el mercado cuyo costo es superior a los 3 millones de pesos.
- Este proyecto promueve la investigación y desarrollo de proyectos relacionados en este campo y sirve para afianzar los conocimientos adquiridos en la formación académica del estudiante y trasladarlos al mundo real.
- Este prototipo, además de la potencia recibida, almacena las coordenadas geográficas del sitio donde se realiza la medida, lo cual permite ubicar fácilmente el valor de potencia medido en un mapa digital de terreno para realizar análisis de predicción de cobertura de un sistema de comunicación.

4.2 TRABAJOS FUTUROS

- Implementar un frecuencímetro digital para mejorar la estabilidad de la sintonía de frecuencias.
- Implementar un módulo de amplificación y atenuación de señales recibidas para incrementar y disminuir su nivel de potencia, respectivamente. Esto debido a que en recepción pueden haber niveles de potencia recibidos menores o mayores que los detectados con el prototipo construido.
- Implementar en el diseño del prototipo un módulo GPRS/GSM, para que además de almacenar los datos obtenidos, éstos se puedan enviar a un servidor web en tiempo real.
- Implementar una pantalla táctil para digitalizar los botones de control del prototipo de medida de potencia.
- Intercambiar el módulo microSD por un módulo USB para facilitar la conexión del dispositivo de almacenamiento tanto al prototipo como al Computador Personal (PC) en el momento de almacenar y analizar los datos.
- Desarrollar una aplicación web que permita, a partir de los datos almacenados en la memoria, desplegar esta información en un mapa digital para el entorno particular en el que se tomaron las medidas y de esta manera complementar el trabajo de campo.
- Desarrollar una aplicación web que permita a partir de los datos almacenados de GPS en la memoria crear curvas de nivel y seleccionar una zona objeto de estudio para posteriormente ubicar los datos de posición y potencia respectivos en este mapa.

4.3 RECOMENDACIONES

- Para el desarrollo de este tipo de trabajos de implementación de hardware se hace necesario que la universidad disponga de un espacio físico adecuado (cámara anecoica) y dotado con equipos especializados disponibles al servicio de los estudiantes con los cuales se pueda realizar la caracterización de dispositivos electrónicos de manera correcta. De esta manera, en el área de las telecomunicaciones, se podrán realizar buenos trabajos de pregrado a nivel de desarrollo e investigación que puedan aportar conocimiento universal a la región y complementar la formación académica obtenida por el estudiante en la solución de problemas reales.
- Verificar la existencia y disponibilidad de equipos de medida para la caracterización de dispositivos electrónicos en la universidad antes de plantear el desarrollo de un trabajo de grado que realice implementación de hardware para instrumentos de medición.
- Tener en cuenta que se debe tratar de ubicar en un solo sitio los componentes que no se consiguen localmente, esto con el fin de disminuir los tiempos y costos de transporte. Además se recomienda por lo menos comprar una unidad adicional de los componentes más importantes si son de bajo costo, de lo contrario leer muy bien acerca de la manipulación de estos componentes.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] C. Arteaga et al., "La Radio como Medio para la Educación," Razón y Palabra, Enero-2004. [Online]. Available: <http://www.razonypalabra.org.mx/>. [Accessed: 06-Oct-2013].
- [2] International Telecommunications Union, "Frequency and Wavelength Bands," International Telecommunications Union-Radiocommunication, Article 2-Nomenclature. [Online]. Available: <http://life.itu.int/radioclub/rr/art02.htm>. [Accessed: 25-Oct-2013].
- [3] República de Colombia, Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, "Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias," Espectro Radioeléctrico, 2010. [Online]. Available: http://www.mintic.gov.co/images/documentos/espectro_radioelectrico/cuadro_nacional/cuadro_nacional_atribucion_bandas_de_frecuencias_2010.pdf. [Accessed: 01-Oct-2013].
- [4] B. Carlson, P. Crilly, J. Rutledge, Sistemas de Comunicaciones: Una introducción a las señales y el ruido en las comunicaciones eléctricas, 4a ed. México: McGraw-Hill/Interamericana Editores, S.A. de C.V., 2007.
- [5] P. Vega, "Asesoría Técnica para el Mejoramiento y Ampliación de una Señal de Radiofrecuencia," Tesis de pregrado, Universidad de San Carlos de Guatemala, Guatemala, 2010.
- [6] A. Efrati, "Google to Fund, Develop Wireless Networks in Emerging Markets," 24-May-2013.
- [7] Y. Verdugo, "Simulador de Propagación de Ondas con SCILAB," Tesis de pregrado, Universidad de Sevilla, Sevilla, 2007.
- [8] J. Rábanos, Transmisión por Radio, 4a ed. Madrid: Editorial Universitaria Ramón Areces, 2008.
- [9] S. Haykin, Sistemas de Comunicación, 1a ed. México D.F.: Editorial Limusa, S.A. DE C.V., 2002.
- [10] Wikipedia, "Edwin Howard Armstrong," Wikipedia, the free encyclopedia, Mayo 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Edwin_Howard_Armstrong. [Accessed: 22-Oct-2013].
- [11] W. Tomasi, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, 4a ed. México: Pearson Educación de México, 2003.
- [12] M. Ojeda, "Implementación de Experiencias para la Medición de Parámetros de Calidad en Equipos de Radiocomunicaciones en las Bandas de HF y VHF," Tesis de pregrado, Universidad Austral de Chile, Valdivia, 2003.
- [13] R. Blake, Sistemas Electrónicos de Comunicaciones, 2a ed. Thomson, 2004.

- [14] República de Colombia, Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, “Plan Técnico Nacional de Radiodifusión Sonora en Frecuencia Modulada,” Plan Técnico Nacional, Jul-2013. [Online]. Available: http://www.mintic.gov.co/images/documentos/radio_difusion_sonora/ptnrs_fm_julio_2013.pdf. [Accessed: 19-Oct-2013].
- [15] L. Williams, The New Radio Receiver Building Handbook. United States: The Alternative Electronic Press, 2006.
- [16] S. López, “Receptores de radiodifusión sonora: panorámica histórica y situación actual,” Tesis de doctorado, Universidad Complutense de Madrid, Madrid, España, 2004.
- [17] M. Suárez, “Transmisor / receptor inalámbrico de cuatro canales para instrumentos musicales,” Tesis de pregrado, Universidad Pontificia Bolivariana, Bucaramanga, 2008.
- [18] Radio-Electronics, “FM Demodulation,” Radio electronics: Resources and analysis for engineers. [Online]. Available: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/fm-reception/fm-demodulation-detection-overview.php>. [Accessed: 20-Oct-2013].
- [19] O. Santa Cruz, “Receptores de FM,” Electrónica Aplicada III: Universidad Tecnológica Nacional, Departamento de Electrónica, 2010. [Online]. Available: http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap_08FMReceptores.pdf. [Accessed: 20-Oct-2013].
- [20] M. Fernández, “Análisis de Calidad en Modulaciones Analógicas,” LMI: Publications, 2003. [Online]. Available: <http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03h.pdf>. [Accessed: 06-Dec-2013].
- [21] Wikipedia, “Sensitivity (electronics),” Sensitivity (electronics), 2013. [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Sensitivity_\(electronics\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Sensitivity_(electronics)). [Accessed: 19-Oct-2013].
- [22] Wikipedia, “Signal-to-noise ratio,” Wikipedia, the free encyclopedia, 14-Sep-2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Signal-to-noise_ratio. [Accessed: 20-Oct-2013].
- [23] D. A. Vega, E. O. Cerón, “Predicción de Cobertura para un Sistema de Radiodifusión Sonora en Frecuencia Modulada (FM) utilizando Sistemas de Información Geográfica (SIG),” Tesis de pregrado, Universidad del Cauca, Popayán, 2010.
- [24] O. Torrente, Arduino: Curso Práctico de Formación. España: RC Libros, 2013.
- [25] R. S. Pressman, Ingeniería del Software: Un Enfoque Práctico, 5ta ed. McGraw-Hill, 2002.

- [26] Philips, "TDA7021T - FM radio circuit for MTS -," Datasheetcatalog.com, 1992. [Online]. Available: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/D/A/7/TDA7021T.shtml. [Accessed: 22-Jan-2014].
- [27] W. Van, M. Hufschmidt, "A complete FM radio on a chip," Tecnologías de Radiocomunicación I, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, 2008. [Online]. Available: <http://www.tel.uva.es/personales/tri/>. [Accessed: 25-Oct-2013].
- [28] J. Anguera, A. Pérez, Teoría de Antenas. España: La Salle, 2008.
- [29] J. Miguel, Receptores de Radio Monochip para FM. España: Ediciones de la Universidad Politécnica de Cataluña, SL, 2005.
- [30] C. Pérez, J. Zamanillo, "Diseño de Bobinas," Laboratorio de Radiocomunicación y Televisión, Universidad de Cantabria, 2000. [Online]. Available: http://personales.unican.es/perezvr/laboratorio_de_radiocomunicacion.htm. [Accessed: 27-Oct-2013].
- [31] J. Miguel, "Amplificador de Potencia de Audio con LM386," Circuitos en Ingeniería de Telecomunicación, May-2013. [Online]. Available: <http://rlccircuits.blogspot.com/2013/05/amplificador-de-potencia-de-audio-con.html>. [Accessed: 27-Oct-2013].
- [32] Arduino, "Compare board specs," Arduino. [Online]. Available: <http://arduino.cc/en/Products.Compare>. [Accessed: 23-Jan-2014].
- [33] Arduino, "Arduino Uno," Arduino. [Online]. Available: <http://arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno>. [Accessed: 23-Jan-2014].
- [34] Atmel Corporation, "ATmega328P," Atmel. [Online]. Available: <http://www.atmel.com/>. [Accessed: 23-Jan-2014].
- [35] L. Letham, GPS fácil. Uso del Sistema de Posicionamiento Global, 1a ed. Barcelona: Editorial Paidotribo, 2001.
- [36] Wikipedia, "MicroSD," Wikipedia, the free encyclopedia, de Diciembre de-2013. [Online]. Available: <http://es.wikipedia.org/wiki/MicroSD>. [Accessed: 15-Nov-2013].
- [37] Wikipedia, "Liquid Crystal Display," Wikipedia, the free encyclopedia, 16-Nov-2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Liquid-crystal_display. [Accessed: 09-Dec-2013].
- [38] Altadox, "LCD Display Types," Altadox Electronics Design & Manufacturing, 2008. [Online]. Available: http://www.altadox.com/lcd/knowledge/lcd_display_types.htm. [Accessed: 22-Jan-2014].
- [39] A. Gudewort, "Gestión de Pilas y Baterías Eléctricas en Argentina," INTI, Instituto Nacional de Tecnología Industrial, Jul-2013. [Online]. Available: <http://www.inti.gob.ar/>. [Accessed: 17-Sep-2014].

- [40] Instituto de Ingeniería Sanitaria y Ambiental de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Buenos Aires, "Estudio para la Identificación y Análisis de Pilas y Baterías," Foro Ambiental Capital, 2009. [Online]. Available: <http://www.foroambiental.org.ar/>. [Accessed: 18-Nov-2013].
- [41] W. Sanders, "Printed Circuit Board Fabrication," ECE Illinois, University of Illinois at Urbana-Champaign. [Online]. Available: <http://www.ece.illinois.edu/eshop/pcbdesign/>.
- [42] A. Ángel, "Circuitos Impresos," ftp: Universidad del País Vasco, 2010. [Online]. Available: ftp://ftp.ehu.es/cidira/dptos/dejpt/Tecnologia/BK-ANGEL/04_Circuitos%20Impresos/Circuitos_impresos.PDF.
- [43] A. Suárez, "Limitaciones y alternativas de la recepción FM: diseño de receptores," Tesis de maestría, Universitat Politècnica de Catalunya, Cataluña, España, 2011.
- [44] A. Cardama, Antenas, 2 ed. Barcelona, España: Ediciones UPC, 2004.
- [45] R. S. Elliott, Antenna theory and design. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.
- [46] ITU-R, "Evaluación de los campos procedentes de los sistemas de transmisión de radiodifusión terrenal que funcionan en cualquier banda de frecuencias para determinar la exposición a radiaciones no ionizantes," ITU-R Recommendations, 21-Jul-2005. [Online]. Available: <http://www.itu.int/pub/R-REC>. [Accessed: 23-Oct-2014].
- [47] M. Santo, G. Lecumberry, El proceso de medición: Análisis y comunicación de datos experimentales, 1 ed. Argentina: Equipo de Producción Editorial, 2005.
- [48] D. Montgomery, G. Runger, Probabilidad y estadística aplicadas a la ingeniería, 2 edición. México: McGraw-Hill, 1996.
- [49] Xirio-Online, "Método de cálculo," Xirio-Online Simulación Profesional de Cobertura Radioeléctrica Online, 2014. [Online]. Available: http://www.xirio-online.com/help/es/compute_method.html. [Accessed: 21-Sep-2014].
- [50] Xirio-Online, "Cálculos de Pago vs Cálculos Gratuitos," Xirio-Online Simulación Profesional de Cobertura Radioeléctrica Online, 2014. [Online]. Available: <http://www.xirio-online.com/>. [Accessed: 21-Sep-2014].
- [51] Xirio-Online, "Capas de cartografía," Xirio-Online Simulación Profesional de Cobertura Radioeléctrica Online, 2014. [Online]. Available: <http://www.xirio-online.com/help/es/cartography.html>. [Accessed: 23-Sep-2014].