

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



“Diseño y construcción de un Analizador de Espectros Virtual”

PRESENTADO POR:

NERIS ONAN REYES

PARA OPTAR AL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, AGOSTO DE 2008

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR :

MSc. RUFINO ANTONIO QUEZADA SÁNCHEZ

SECRETARIO GENERAL :

LIC. DOUGLAS VLADIMIR ALFARO CHÁVEZ

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO :

ING. MARIO ROBERTO NIETO LOVO

SECRETARIO :

ING. OSCAR EDUARDO MARROQUÍN HERNÁNDEZ

ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA

DIRECTOR :

ING. JOSÉ WILBER CALDERÓN URRUTIA

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

Trabajo de Graduación previo a la opción al Grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

Título :

**“Diseño y construcción de un Analizador
de Espectros Virtual”**

Presentado por :

NERIS ONAN REYES

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

ING. WERNER DAVID MELÉNDEZ VALLE

San Salvador, Agosto de 2008

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

ING. WERNER DAVID MELÉNDEZ VALLE

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 25 de Julio de 2008, en La Sala de Lectura de esta Escuela, a las diecisiete horas con treinta minutos, en presencia de las siguientes autoridades de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

1. Ing. José Wilber Calderón Urrutia
Director
2. Ing. Salvador de Jesús German
Secretario



Firma:

Wilber Calderón

A handwritten signature in black ink, appearing to be "J. Wilber Calderón".

Y, con el Honorable Jurado de Evaluación integrado por las personas siguientes:

1. Ing. René Naúm Clímaco Cortez
2. Ing. Walter Leopoldo Zelaya Chicas

Firma:

Two handwritten signatures in black ink, one above the other, corresponding to the names in the list.

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de Graduación:

“Diseño y construcción de un Analizador de Espectros Virtual”

A cargo del Bachiller:

REYES, NERIS ONAN

Habiendo obtenido el presente Trabajo una nota final, global de: 7.8

(SIETE PUNTO OCHO)

AGRADECIMIENTOS

Son tantas personas a las cuales debo parte de este triunfo, de lograr alcanzar mi culminación académica, la cual es el anhelo de todos los que así lo deseamos.

Definitivamente a, Dios, mi señor, mi guía, mi proveedor, mi fin último; sabe lo esencial que ha sido en mi posición firme de alcanzar esta meta, esta alegría, que si pudiera hacerla material, la hiciera para entregársela, pero a través de esta meta, podré siempre de su mano alcanzar otras que espero sean para tu gloria. A la virgencita por sus santas intercesiones.

A mi asesor de tesis, Ing. Werner David Meléndez, por sus consejos, su paciencia, por haber sido el pilar fundamental para poder superar los obstáculos que se presentaron durante la elaboración de este trabajo, MUCHAS GRACIAS Ingeniero.

A mis padres Carlos Velázquez y María Silvia Reyes, por sus oraciones por darme la estabilidad emocional, por haber creído siempre en mí, por haber estado cuando más los necesite, los quiero mucho.

A mis hermanos: Franklin Reyes, Nixon Reyes, Xiomara Reyes, Carolina Reyes, y Mirtha Reyes, por su valiosísima ayuda económica y moral que siempre me dieron para poder llegar hasta este logro, que definitivamente no hubiese podido ser realidad sin ustedes. GRACIAS por darme la posibilidad de que de mi boca salga esa palabra... FAMILIA.

A mi tía Genara Reyes, por sus constantes oraciones y sus muestras sinceras de afecto que me ha dado siempre.

A mi novia Marcia Ríos, por estar siempre conmigo apoyándome y fortaleciéndome en todo momento durante la realización de este trabajo TQM Gracias.

A todos mis amigos pasados y presentes; pasados por ayudarme a crecer y madurar como persona y presentes especialmente Walter Zelaya y Ernesto Valdez, por estar siempre apoyándome en todas las circunstancias posibles, también son parte de esta alegría que representa el final de una de las etapas más importantes en mi vida y el inicio de otra que será aun más enriquecedora.

GRACIAS A TODOS.

Neris Onan Reyes

INDICE DE CONTENIDOS

Página

OBJETIVOS	I
Objetivo General.....	I
Objetivos Específicos.....	I
CAPITULO I Analizador de Espectro	
Introducción.....	1
1.1 Reseña Histórica.....	2
1.1.1 Década de los años 50's.....	2
1.1.2 Década de los años 60's.....	2
1.1.3 Década de los años 70's.....	4
1.1.4 Década de los años 80's.....	6
1.1.5 Década de los años 90's.....	7
1.1.6 Analizadores de espectro del siglo XXI.....	9
1.1.7 Tipos de Analizadores de Espectro.....	10
1.2 Software de Procesamiento de los AETR.....	11
Transformada Rápida de Fourier o FFT.....	11
1.2.1 Señales periódicas continuas y su equivalente en señales discretas.....	11
1.2.2 Desarrollo teórico del algoritmo de la FFT de Cooley – Tukey.....	14
1.2.3 Características de las señales en el dominio de la frecuencia.....	18
CAPÍTULO II Servicios de Telecomunicaciones WI-FI y Telefonía Móvil	
Introducción.....	20
2.1 Redes WI-FI.....	21
2.1.1 Estándar IEEE 802.11.....	21
2.1.2 Modulación DSSS.....	22
2.1.3 Modulación FHSS.....	23
2.1.4 Estándares 802.11b y 802.11g.....	24
2.1.5 Tipos de modulación actualmente utilizados en redes WI-FI.....	26
2.1.6 Modulación CCK.....	26
2.1.7 Modulación OFDM.....	26
2.1.8 Canales de Operación de Redes WI-FI.....	27
2.1.9 Niveles de potencia en Redes WI-FI.....	28
2.1.10 Aplicaciones de Redes WI-FI.....	30
2.2 Telefonía Móvil.....	32
2.2.1 Estándar GSM.....	32
2.2.2 Frecuencias de Operación del Estándar GSM.....	33
2.2.3cnicas Multi-acceso: TDMA Y FDMA.....	33
2.2.4 Modulación GMSK.....	34
2.2.5 Especificaciones Básicas del Estándar GSM.....	35
CAPÍTULO III Propuesta de Diseño y Descripción del Hardware	
Introducción.....	37
3.1 Alternativas Analizadas	38
3.1.1 Antena para la banda de 900 MHz.....	42

	Pagina
3.1.2	Características y Especificaciones Eléctricas de la Antena para la banda de 900MHz 42
3.1.3	Antena 2.4 GHz.....43
3.1.4	Características y Especificaciones Eléctricas de la Antena 2.4GHz.....43
3.1.5	Representación del Patrón de Radiación con polaridad vertical y horizontal de la Antena 2.4GHz.....44
3.2	Módulos 900 MHz y 2.4 GHz.....45
3.2.1	Red LC 900 MHz.....47
3.2.2	Modulo de 2.4 GHz.....48
3.2.3	Red LC 2.4 GHz.....48
3.2.4	El Transceptor CC1100.....49
3.2.4.1	Características de Funcionamiento RF.....50
3.2.4.2	Características Analógicas.....50
3.2.4.3	Características Digitales.....51
3.2.4.4	Características de Baja Potencia.....51
3.2.4.5	Características Generales.....51
3.2.4.6	Aplicaciones.....51
3.2.4.7	Valores máximos absolutos.....51
3.2.4.8	Condiciones de Operación.....52
3.2.4.9	Características generales de operación.....52
3.2.4.10	Características Eléctricas.....52
3.2.4.11	Características de DC del CC1100.....53
3.2.4.12	Configuración de Pines del CC1100.....54
3.2.5	El transceptor CC2500.....55
3.2.5.1	Características de Funcionamiento en RF.....55
3.2.5.2	Características Analógicas.....55
3.2.5.3	Características Digitales.....56
3.2.5.4	Características de Baja Potencia.....56
3.2.5.5	Características Generales.....56
3.2.5.6	Aplicaciones.....56
3.2.5.7	Valores máximos absolutos.....56
3.2.5.8	Condiciones de Operación.....57
3.2.5.9	Características generales de operación.....57
3.2.5.10	Configuración de Pines del CC2500.....57
3.2.6	Descripción del Circuito interno del CC1100 y CC2500.....59
3.2.6.1	Demodulador.....59
3.2.6.2	Forward Error Correction (FEC)/Interleaving.....59
3.2.6.3	Manipulación de paquetes en modo de recepción (Packet Handling in Receive Mode).....60
3.2.6.4	Modo de recepción FIFO (Primero en Entrar, Primero en Salir).....60
3.2.6.5	Salida Digital RSSI.....60
3.2.6.6	Descripción General de la configuración del CC1100 y CC2500.....61
3.2.6.7	Configuración de la interfaz SPI.....62
3.3	Microinterruptores (SW).....63
3.4	Microcontrolador ATmega88.....64

	Pagina
3.4.1 Características del ATmega88.....	64
3.5 IC CP2102	66
3.5.1 Características del CP2102.....	66
3.5.2 Diagrama de Bloques y Conexión del CP2102.....	67
3.5.3 Características Eléctricas y Descripción del Pinout del CP2102..	67
3.6 Puerto USB	68
3.7 Características Técnicas del AETR	69
3.7.1 Ancho de Banda (AB) de operación del AETR.....	70
3.7.2 Especificaciones del AETR.....	70
3.7.3 Opciones de Visualización.....	71
3.7.4 Posibilidades de Desarrollo.....	73
CAPÍTULO IV Caracterización del Dispositivo AETR y Mediciones de Campo	
Introducción	74
4.1 Pruebas de Laboratorio Realizadas Utilizando el modelo HP 8592L.....	74
4.2 Pruebas de Laboratorio Realizadas Utilizando el AETR.....	75
4.2.1 Pruebas de campo utilizando el AETR en la Banda de 900MHz.....	77
4.2.2 Pruebas de campo utilizando el AETR en la Banda de 2.4GHz.....	78
4.3 Análisis Económico.....	79
4.4 Ventajas del AETR y Posibles Usos.....	80
4.5 Laboratorios (Propuestas de Guías de Trabajo).....	80
Conclusiones	81
Glosario	82
Referencias Bibliográficas	83

LISTA DE FIGURAS

Figura	Página
CAPITULO I	
Figura 1.1 Analizador UA-7.....	2
Figura 1.2. El AN/BQR-20 con control de visualización.....	3
Figura 1.3. Panel de control de Time Data 100.....	3
Figura 1.4. Modelo HP 5451C utilizado en el laboratorio de vibraciones.....	4
Figura 1.5. Modelo OF-400 analizador de FFT de dos canales.....	4
Figura 1.6 Analizadores de FFT Nicolet modelos 440A y 446A.....	5
Figura 1.7 Analizador de FFT HP 5420.....	5
Figura 1.8 Analizador de FFT SD375.....	5
Figura 1.9 Modelo HP 3582.....	6
Figura 1.10 Modelo HP 3565S Paragon system.....	7
Figura 1.11 Modelo HP VXI.....	8
Figura 1.12 modelo ACE de Data Physics.....	8
Figura 1.13 Analizadores de espectro actuales.....	9
Figura 1.14 Representación del modelo Agilent E4403B.....	10
Figura 1.15 Representación de las señales $x(t)$ y $x(n)$	11
Figura 1.16 Representación de $x[n]$ y $x_P[n]$	12
Figura 1.17 Representación de los elementos computacionales básicos de la FFT.....	15
Figura 1.18 Numero de particiones de una FFT, para $N=8$	16
Figura 1.19 Muestra el tiempo de solución de un proceso de $(N\log_2N)$ con respecto a una DFT (N^2).....	17
Figura 1.20 Representación de $x(t)$	17
Figura 1.21 Representación de $x(n)$ en tiempo discreto.....	18
Figura 1.22 FFT de $x(t)$	18
Figura 1.23 Representación de una señal en el dominio de la frecuencia.....	19
CAPITULO II	
Figura 2.1 Representación de las modulaciones DSSS y FHSS recomendadas por el IEEE.....	22
Figura 2.2 Señal resultante en la modulación DSSS.....	22
Figura 2.3 Transmisión y recepción en FHSS.....	23
Figura 2.4 Comparación en las velocidades de transmisión con respecto a la distancia	25
Figura 2.5 Representación modulación CCK.....	26
Figura 2.6 Representación de subportadoras ortogonales en modulación OFDM.	27
Figura 2.7 Canales y frecuencias centrales para IEEE 802.11b/g.....	27
Figura 2.8 Representación de los 11 canales utilizados en la banda de 2.4GHz.....	28
Figura 2.9 Representación de las técnicas TDMA y FDMA.....	34
Figura 2.10 Representación de la técnica TDMA.....	34
Figura 2.11 Representación de modulación GMSK.....	35
CAPITULO III	
Figura 3.1 Diagrama de bloques del primer diseño implementado para el AETR.....	38
Figura 3.2 Tarjeta NI USB 6210.....	38
Figura 3.3 Esquemático del circuito Downconverter para la banda de 900MHz.....	39
Figura 3.4 Alternativa de diseño del AETR.....	40
Figura 3.5 Interfaz grafica presentada por el AETR.....	41
Figura 3.6 Diagrama de bloques del segundo diseño implementado para el AETR.....	41

	Pagina
Figura 3.7 Dimensiones de Antena 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda SMA.....	42
Figura 3.8 Patrones de radiación de la Antena 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda SMA.....	43
Figura 3.9 Dimensiones de la Antena 2.4GHz $\frac{1}{2}$ longitud de onda RP/SMA.....	44
Figura 3.10 Polaridad vertical y patrón de radiación azimut de la Antena 2.4GHz.....	44
Figura 3.11 Polaridad horizontal y patrón de radiación de elevación de la Antena 2.4GHz.....	45
Figura 3.12 Vista superior del Modulo de Evaluación del CC1100.....	45
Figura 3.13 Vista inferior del Modulo de Evaluación.....	45
Figura 3.14 Esquema de conexión del EM.....	47
Figura 3.15 Modulo 2.4GHz con Microcontrolador ATmega88 y CP2102.....	48
Figura 3.16 Red LC para el modulo de 2.4 GHz.....	49
Figura 3.17 Transceptor CC1100.....	50
Figura 3.18 Vista superior del Pinout del CC1100.....	54
Figura 3.19 Transceptor C2500.....	55
Figura 3.20 Vista superior del Pinout del CC2500.....	57
Figura 3.21 Diagrama de bloques simplificado del CC1100.....	59
Figura 3.22 Detector de umbral en RX y TX FIFO.....	60
Figura 3.23 Conexión de bus en la interfaz SPI.....	62
Figura 3.24 Configuración del registro lectura/escritura.....	63
Figura 3.25 Microinterruptores del SW.....	63
Figura 3.26 Vista superior del microcontrolador ATmega88.....	64
Figura 3.27 Vista superior del pinout del ATmega88.....	65
Figura 3.28 Diagrama de bloques y conexión típica del CP2102.....	67
Figura 3.29 Vista superior del Pinout del CP2102.....	67
Figura 3.30 Puerto USB tipo B.....	68
Figura 3.31 Modulo AETR finalizado.....	69
Figura 3.32 Anchos de banda de operación del AETR.....	70
Figura 3.33 Ventana de visualización del AETR.....	71
Figura 3.34 Representación de la configuración del AETR.....	72
Figura 3.35 Representación del diagrama de bloques para una posible alternativa de solución en la construcción del AETR.....	73

CAPITULO IV

Figura 4.1 Analizador de Espectros HP 8592L, utilizado en las mediciones para caracterizar el AETR construido.....	74
Figura 4.2 Representación de la medición realizada en la banda de 900MHz con el Analizador de espectros comercial HP 8592L.....	75
Figura 4.3 Representación de la medición del Espectro en la banda de 2.4 GHz con el modelo comercia HP 8592L.....	75
Figura 4.4 Representación de la medición del espectro de la banda 900MHz realizado con el AETR construido.....	76
Figura 4.5 Representación de la medición del espectro de la banda 2.4GHz realizado con el AETR construido.....	76
Figura 4.6 Espectro utilizando teléfono celular.....	78
Figura 4.7 Representación del espectro de frecuencia de teléfono inalámbrico a 900MHz.....	78
Figura 4.8 representación del espectro de frecuencia del Router Belkin G+.....	79
Figura 4.9 Representación del espectro de frecuencia de Horno microonda a 2.4GHz..	79

LISTA DE TABLAS

Tabla **Página**

CAPITULO I

Tabla 1.1 Características del Agilent E4403B.....	10
Tabla 1.2 Valores de n y $x[n]$	15
Tabla 1.3 Comparación en número de cálculos de la DFT con respecto a la FFT.....	17

CAPITULO II

Tabla 2.1 Representación de algunos tipos de modulación en redes WI-FI.....	25
Tabla 2.2 Canales y frecuencias centrales del estándar 802.11b/g.....	28
Tabla 2.3 Niveles de sensibilidad en tarjetas comerciales en redes WI-FI.....	29
Tabla 2.4 Características de acceso inalámbrico ProCurve.....	29
Tabla 2.5 Representación de niveles de enlaces en redes WI-FI.....	29
Tabla 2.6 Niveles de potencia de operación en la banda de 2.4GHz.....	30
Tabla 2.7 Resumen de Estándar GSM 2G e inalámbricos empleados a nivel mundial.....	37

CAPITULO III

Tabla 3.1 Características técnicas de la tarjeta NI USB 6210.....	39
Tabla 3.2 Pinout de alimentación del modulo CC1100 (3.3V y GND).....	46
Tabla 3.3 Pinout para interfaz SPI del Modulo CC1100.....	46.
Tabla 3.4 Elementos utilizados en la red LC.....	47
Tabla 3.5 Descripción de los componentes de la red LC.....	49
Tabla 3.6 Niveles de Voltajes de operación del CC1100.....	51
Tabla 3.7 Condiciones de operación del CC1100.....	52
Tabla 3.7b Características de operación del CC1100.....	52
Tabla 3.8 Características eléctricas del CC1100.....	52
Tabla 3.9 Características DC del CC1100.....	53
Tabla 3.10 Descripción del Pinout del CC1100.....	54
Tabla 3.11 Valores máximos absolutos del CC2500.....	57
Tabla 3.12 Condiciones de operación del CC2500.....	57
Tabla 3.13 Características de operación del CC2500.....	57
Tabla 3.14 Descripción del pinout del CC2500.....	58
Tabla 3.15 Valores típicos de RSSI Offset.....	61
Tabla 3.16 Dirección de cabecera utilizada por la interfaz SPI.....	62
Tabla 3.17 Tiempos requeridos para la interfaz SPI.....	63
Tabla 3.18 Combinación de interruptores para funcionamiento óptimo del AETR.....	64
Tabla 3.19 Valores máximos de las características eléctricas del Atmega88.....	65
Tabla 3.20 Características DC de I/O UART del CP2102.....	67
Tabla 3.21 Descripción del Pinout del CP2102.....	68
Tabla 3.22 Descripción de pines del puerto USB.....	68
Tabla 3.23 Distribución de filas y columnas de los datos proporcionados por el ETR.....	71

CAPITULO IV

Tabla 4.1 Especificaciones del HP 8592L.....	74
Tabla 4.2 Detalle de costos para la construcción del AETR.....	79

OBJETIVOS

Objetivo General

Diseñar y construir un analizador de espectro virtual, que permita visualizar y analizar el espectro Radioeléctrico de redes de Telefonía Móvil y WI-FI.

Objetivos Específicos

- Diseñar y construir un sistema que permita analizar el comportamiento en frecuencia de señales de radio presentes en el aire, especialmente aquellas emitidas por operadores de Telecomunicaciones comerciales.
- Disponer de instrumentos de medición que permitan desarrollar estudios básicos en el área de telecomunicaciones.
- Fortalecer el laboratorio de telecomunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UES, mediante la mejora de la instrumentación empleada en los mismos.
- Contribuir al desarrollo de instrumentos virtuales en la Escuela de Ingeniería Eléctrica.
- Introducir al estudio del comportamiento Radioeléctrico de redes WI-FI y Telefonía Móvil.

CAPITULO I Analizador de Espectros

Introducción

El Analizador de Espectro en Tiempo Real (AETR) es un instrumento que permite visualizar señales en el dominio de la frecuencia. Este tipo de instrumentos, ha sido desarrollado a lo largo de los últimos 50 años, tiempo durante el cual se han tenido que superar numerosos obstáculos técnicos, entre ellos la metodología de medición y el desarrollo del Hardware necesario para implementar dicha metodología. En el presente capítulo, se explicaran los hitos más significativos en el desarrollo de estos instrumentos desde su nacimiento en los Laboratorios de Investigación Aplicada de la Universidad de Columbia, hasta las opciones que actualmente ofrecen las empresas especializadas en el campo de la instrumentación. Es oportuno mencionar, como en la mayoría de ocasiones, las opciones actuales en cuanto a Analizadores de Espectros, son el resultado de contribuciones de una gran cantidad de personas, por lo cual es difícil atribuir la creación de estos instrumentos a una sola de ellas. El orden en el cual se presentan los diferentes hitos, se basa en el orden cronológico en el cual sucedieron cada uno de ellos. Así mismo, se hará una breve descripción respecto a las características técnicas que ofrecen este tipo de equipos y algunas herramientas de software que incorporan en el procesamiento de señales entre ellas (la más importante) la aplicación de la transformada rápida de Fourier.

1.1. Reseña Histórica

1.1.1 Década de los años 50's.

En este periodo en el año de 1957, un equipo de investigadores de la Universidad de Columbia, entregó a la Fuerza Aérea de los EE.UU. un equipo capaz de mostrar en tiempo real el comportamiento espectral de señales en el rango de 1Hz hasta 40KHz. Dicho instrumento se puede considerar como el primer analizador de espectro (coherente) del mundo, siendo a su vez, la base de la cual partieron otros grupos de investigadores; entre ellos el de la empresa *Federal Scientific Corporation*, quienes se dieron a la tarea de mejorar la tecnología presentada por la Universidad de Columbia. Esta empresa fue fundada por Henry Bickel, Reinhold Vogel, Joe Flink, Art Citrin, Laviola Mike y Bill Brookner.

1.1.2 Década de los años 60's.

En esta década aparece el primer AETR de tipo comercial (hasta este momento, los equipos AETR eran de uso exclusivo del Ejército de los Estados Unidos). La empresa que lo presentó fue la *Federal Scientific Corporation*, y su versión fue comercializada con el nombre de *UA-7 Ubiquitous Spectrum Analyzer*, el cual fue diseñado especialmente para análisis de señales relacionadas con la construcción de automóviles. La figura 1.1 muestra una imagen del Analizador UA-7.



Figura 1.1 Analizador UA-7

De igual forma durante esta década, apareció la empresa *Spectral Dynamics*, quienes se asociaron con *Federal Scientific Corporation*, para producir un producto equivalente al UA-7; dicha alianza dio como resultado la aparición del AETR *SD301*, el cual permitió el análisis espectral de señales de naturaleza más amplia, utilizando un único filtro. El rango máximo de frecuencia de visualización era de 20 kHz. Este tipo de equipos, se comercializaba a un costo de alrededor de US \$35,000.00.

Tanto el UA-7 como el SD301, mostraban la información relacionada con las componentes espectrales de las señales de forma numérica y por deflexión de aguja (tipo Galvanómetro).

Posteriormente, Spectral Dynamics, presento el modelo AN/BQR-20, el cual incorporo un modulo de control de visualización (tipo pantalla CRT) del espectro, como puede apreciarse en la figura 1.2.



Figura 1.2. El AN/BQR-20 con control de visualización

Así mismo, en el año 1965, los científicos Cooley y Tukey en IBM, publicaron un artículo sobre un algoritmo (histórico por cierto), en el cual trataban respecto al cálculo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT), y el análisis mostrado en dicho documento, se convirtió en base importante para el desarrollo de instrumentos AETR. Incluso, el análisis de Cooley y Tukey, sigue siendo utilizado en los Analizadores de Espectros actuales.

Otra empresa que contribuyo de forma importante al desarrollo de instrumentos AETR fue *Time Data*, fundada en California, siendo sus principales ingenieros Ed Sloan, Bruce McKeever y Charlie Heismann. Una contribución importantísima de esta empresa fue la implementación técnica y comercial (a este tipo de equipos) del método de cálculo de la FFT (creado por Cooley y Tukey). Comercialmente, los primeros equipos desarrollados por esta empresa, aparecieron en 1967. Siendo el Modelo Time Data 100, el primero en ofrecer la tecnología antes indicada. La figura 1.3 muestra una imagen del AETR Time Data 100.

Posteriormente, se coloca en el mercado el Time Data 90, el cual incrementa significativamente la velocidad de procesamiento (cálculo de la FFT) de las señales, con lo cual este tipo de equipos, comenzó a transformarse en minicomputadoras.

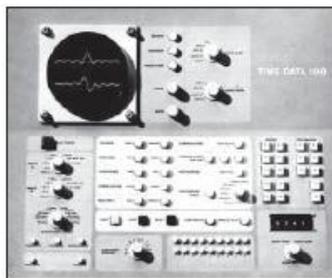


Figura 1.3. Panel de control de Time Data 100

Siempre en los 60's, la empresa *Hewlett Packard DSA* de Santa Clara, CA, presentaron su Analizador modelo 5450/5451, los cuales tuvieron buena acogida comercial. La aplicación principal de estos equipos era el análisis de vibraciones en automóviles. La figura 1.4 muestra una imagen del equipo HP 5451C. Es importante mencionar la incursión de HP en este campo, dado que en la actualidad dicha empresa es la líder mundial en ventas de este tipo de productos (aunque ha cambiado su nombre comercial de HP a AGILENT TECHNOLOGIES).

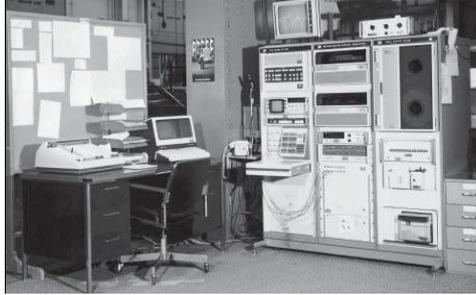


Figura 1.4. Modelo HP 5451C utilizado en el laboratorio de vibraciones.

1.1.3 Década de los años 70's

A principios de esta década 1972, *Time Data* presenta su modelo 1923 basado en un PDP-11 DEC (PDP-11DEC: Fue la primera minicomputadora en interconectar todos los elementos del sistema procesador, memoria y periféricos a un único bus de comunicación, bidireccional y asíncrono).

Dos años más tarde en 1974 la empresa *Nicolet* presento al mercado su modelo *OF-400 Omnifemus* el cual, estaba construido para observar el espectro de dos señales diferentes ya que contenía 2 canales de operación y además tenía incorporado este modelo *OF-400 Omnifemus* el importante análisis de la FFT. Otra de las características muy importantes de este modelo de AETR fue la portabilidad debido a que lo contenían 4 cajas con una sola fuente de alimentación conteniendo un peso aproximado de 85 libras y el sistema completo alrededor de 220 libras. Además debido al contenido de la FFT disponía de Convertidores Analógico a Digital (DAC) de 12 bits, logrando así la empresa *Nicolet* una buena acogida comercial. La figura 1.5 muestra la imagen del equipo *OF-400 Omnifemus*.



Figura 1.5. Modelo OF-400 analizador de FFT de dos canales

A mediados de la década en 1975, la empresa *Nicolet* presento al mercado su novedoso AETR modelo *440A Mini Ubiquitous* con pantalla incorporada, teniendo este gran aceptación en el mercado debido a su pequeño tamaño y peso, alrededor de 30 libras. Durante un período de aproximadamente siete años *Nicolet* mantuvo aceptación en el mercado con sus AETR entre ellos los modelos 440, 444 y 446A. Este tipo de equipos, se comercializaba a un costo de alrededor de US \$13,500.00.

En la figura 1.6 se muestra la imagen de los AETR modelos *Nicolet* 440 y 446A.



Figura 1.6 Analizadores de FFT Nicolet modelos 440A y 446A

A finales de esa década muchas de las empresas fabricantes se dedicaron a la construcción de instrumento AETR portátiles de dos canales, empresas como la HP con su modelo HP5420, *Nicolet* con su modelo 660, y un año más tarde *Spectral Dynamics* presento su modelo SD375. Con respecto a la aceptación en el mercado de instrumentos portátiles en esa década, la empresa HP fue la que más aceptación tuvo en el mercado con su modelo HP5420. En las figuras 1.7 y 1.8, se muestran las imágenes de los modelos HP5420 y SD375 respectivamente.



Figura 1.7 Analizador de FFT HP 5420

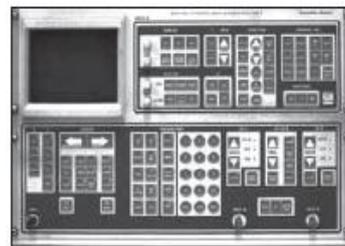


Figura 1.8 Analizador de FFT SD375

Además de las empresas competidoras en el mercado de instrumentos de Analizadores de Espectro en Tiempo Real se incorporaron las empresas Ono Sokki, Takeda Riken y otros proveedores extranjeros entraron en el mercado a finales de los años 70's con imitaciones de las empresas *Spectral Dynamics*, *Nicolet* y HP. A finales de la década HP presenta su modelo HP 5423, el cual consistía en el primer instrumento dedicado al análisis modal (El análisis modal: es la generación de un modelo por computadora de un sistema mecánico, a partir de las respuestas de frecuencias medidas de las funciones del sistema. Una vez que el modelo existe en el programa, se le puede mostrar en pantalla y se pueden poner en animación todos sus modos de vibración).

1.1.4 Década de los años 80's

El impacto en el desarrollo de los AETR surgió a principios de los años 80's por parte de la empresa HP, con su innovador modelo HP 3582, este modelo se caracterizaba por ser compacto, de dos canales y un ancho de banda que satisfacían las necesidades de esa década en el análisis del espectro frecuencial de señales. Otras características muy importantes que provocaron el auge de los AETR especialmente el modelo HP 3582 fue la implementación de tecnología (como Ics HP-SOS) especialmente diseñada para llevar a cabo el análisis de zoom de pantalla; además contenía memoria limitada y control en la velocidad de procesamiento. Este tipo de equipos, se comercializaba a un costo de alrededor de US \$11,000.00. En la figura 1.9 se muestra la imagen del modelo HP 3582.

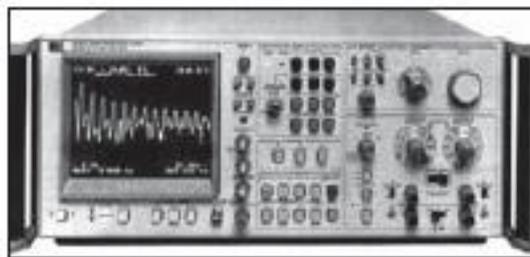


Figura 1.9 Modelo HP 3582

Por otra parte a principios de esta década, una de las empresas *GenRad*, dedicadas a la construcción de AETR presenta el primer equipo utilizando una pantalla *raster-scan* (*raster-scan*: es el principal detector y reconstructor de imágenes en la televisión, y es el patrón de almacenamiento y transmisión de imágenes utilizados en la mayoría en los mapas de bits de imágenes). Desafortunadamente para la empresa *GenRad*, un equipo de Ingenieros (empleados de *GenRad*, Bonson Dick, Paul Mennen, Loren Enochson y George Smith) se dedicó a mejorar sus equipos y decidieron construir un AETR para el análisis y control de vibraciones basado en PC, pero lamentablemente la empresa *GenRad* no les aprobó el proyecto al equipo de ingenieros, considerando que no era rentable para sus finanzas y considerando una posible desaprobación en el mercado de las computadoras en la aplicación de pruebas y medidas.

Seguidamente el equipo de Ingenieros salió en busca de financiamiento y colaboración a la empresa *SIGNology*, la cual les brindó el apoyo necesario y es donde surge la nueva era de la instrumentación basada en PC. El primer modelo de AETR creado por la empresa *SIGNology* fue el *SP-20*, dicho producto se introdujo al mercado en 1985. Finalizando la década de los 80's la empresa *Tektronix* ingresa al mercado dedicándose a la construcción de analizadores de espectro en tiempo real y que actualmente se encuentra en el mercado. Poco tiempo después en 1987 la empresa *Tektronix* adsorbió a la empresa *SIGNology* generando así el renombre de algunos equipos de AETR por ejemplo el modelo *SP-20* paso a ser el modelo 2630 de *Tektronix*.

Debido a los avances en los instrumentos AETR implementando software la empresa *National Instruments* entró en el análisis de mercado con el plug-in FFT de hardware y software como parte de su suite de productos de LabView.

En la década de los 80's fue en la que se dio la disputa por la construcción de analizadores de espectro basados en PC, fue entonces que exempleados de HP (Sri Welaratna y Dave Snycler) fundan la empresa *Data Physics* en 1983 dedicándose también a la construcción de AETR. El primer producto de *Data Physics* es un ordenador controlador de vibraciones basado en DOS. En 1989 presentan el DP 420, que consistía en un tablero sot en la computadora para procesar hasta 16 canales de entrada. Una de las ventajas del diseño era que el mismo hardware puede ser usado para los analizadores y los controladores, y el software dedicado a las características de funcionamiento del sistema.

Seguidamente *Hewlett Packard (HP)* entró en el análisis modular surgiendo así la introducción al mercado de su nuevo modelo *HP 3565S Paragon system*. Este equipo consistía en un rack de entrada multi-canal, controlándose la fuente de los módulos y el software de aplicación por una estación de trabajo HP-9000 de HP-UX (Unix). El concepto de este equipo demostró ser muy acogido en el mercado. En la figura 1.10 se muestra la imagen del modelo *HP 3565S Paragon system*.

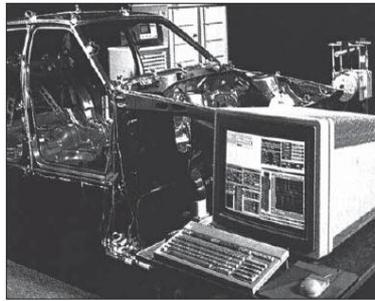


Figura 1.10 Modelo HP 3565S Paragon system

1.1.5 Década de los años 90's

En los primeros años de la década de los 90's, un usuario de AETR tenía variedad de opciones de empresas proveedoras de equipos AETR, algunas de las empresas (incluyendo *HP*) que se pueden mencionar son: *Stanford Research, B & K, Zonic, Tektronix, CSI, Larson Davis, Data Physics, DIL, DSP Tecnología, LMS, Wavetek, Rockland* y otras.

Esta década se caracterizó por la fusión entre empresas que se dedicaban a la construcción y desarrollo de AETR, entre las fusiones de las empresas se pueden mencionar: *Wavetek* adquirió a *Rockland*. *Spectral Dynamics* fue adquirido por *Scientific Atlanta*. *Spectral Dynamics* fue recomprado por un grupo de personas que se fusionó con el grupo *GenRad FFT*, *DSP Tecnología* fue comprada por *MTS* y sus AETR vendidos a *Spectral Dynamics*. Este acontecimiento importante entre las empresas comerciales dedicadas a la elaboración de AETR no generó impedimento en el desarrollo de estos equipos.

Por otra parte a principios de esta década en 1992, *Hewlett Packard* presentó su novedoso modelo *HP VXI* multi-canal, este consistía en pequeños módulos como el 1432A. La introducción de este modelo generó gran aceptación en el mercado, provocando alianzas de otras empresas con *HP*, entre ellas la empresa *LMS* la cual se

dedico a la elaboración del software llamado CADA-X para el hardware del modelo HP VXI.

En la figura 1.11 se muestra la imagen del modelo HP VXI con sus respectivos módulos.

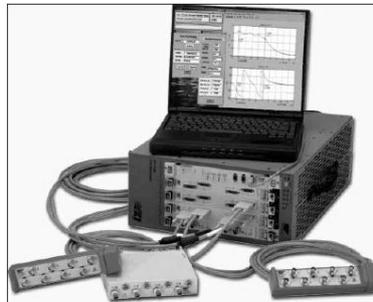


Figura 1.11 Modelo HP VXI

Continuando siempre a principios de la década de los 90's, la empresa *Tektronix* decide abandonar el mercado de la elaboración y construcción de AETR y concentrarse en la construcción de osciloscopios. Seguidamente se generan cambios en los sistemas operativos tomando el control Microsoft Windows y UNIX, estos sistemas se encargaban de sustituir los sistemas operativos DOS, utilizando estos sistemas operativos en las computadoras para procesamiento de la FFT.

Seguidamente siempre en la misma década, la empresa *Data Physics* presenta su novedoso modelo ACE, algunas de las características principales de este modelo eran el contenido de 2 canales PCMCIA, analizador de espectro con 100 dB de rango dinámico, entre otras. El modelo ACE genera una gran aceptación en el mercado debido a su poderoso sistema de análisis de la FFT, además establece el estándar en precio ya que proveía un alto rendimiento. Este tipo de equipos, se comercializaba a un costo de alrededor de US \$3,950.00. En la figura 1.12 se muestra la imagen del modelo ACE de la empresa *Data Physics*.



Figura 1.12 modelo ACE de Data Physics

Un acontecimiento importante surgió para el desarrollo de AETR a finales de la década de los 90's, la empresa *Hewlett Packard (HP)* se dividió en dos entidades. Por razones Inexplicables los antiguos inversionistas y dueños de la empresa HP cambiaron el nombre, de HP al nuevo nombre *PC/commodity-hardware*, por otra parte mientras que los accionistas de HP que se dedicaban al desarrollo de instrumentos de hardware se vio

obligado a establecer en el marco legal su propio nombre conocido actualmente como *Agilent*.

1.1.6 Analizadores de espectro del siglo XXI

Durante la última década ha continuado las adquisiciones y fusiones de las empresas fabricantes de instrumentos AETR. Este acontecimiento no ha detenido el desarrollo de estas tecnologías como podemos observar, hoy en día los fabricantes han incorporado la FFTs a su línea de adquisición de datos de instrumentación. En la figura 1.13 se muestra la imagen de los AETR actuales.

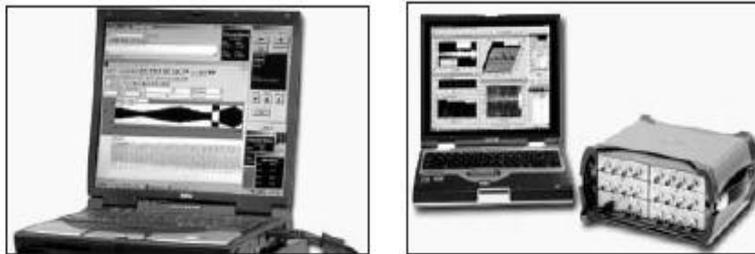


Figura 1.13 Analizadores de espectro actuales

Por otra parte durante los últimos años, la empresa *Modular multi-channel FFTs* introduce equipos muy eficientes satisfaciendo las necesidades del mercado, algunas de las características de estos equipos son: mayores anchos de banda en tiempo real y digitalizadores de 24 bits, con rango dinámico de 120 dB. Conectividad a través de una serie de puertos incluyendo USB, FireWire y Ethernet, estas características venían a sustituir puertos como el RS232 e interfaces IEEE488. Además tenían la inclusión de una base de datos, transductores (es un dispositivo capaz de transformar o convertir un determinado tipo de energía de entrada, en otra diferente de salida) y TEDS (sensores inteligentes), los soportes a entrada automática de transductores son también características fundamentales para la acogida comercial de este tipo de instrumentos.

En la actualidad existe una gran variedad de equipos AETR medidores del espectro de frecuencia de señales eléctricas y de mucha importancia en el mundo de las Telecomunicaciones, debido a la utilidad de estos equipos podemos llevar a cabo el análisis y comprensión de los fenómenos eléctricos de dichas señales que circulan a nuestro alrededor.

Como un breve resumen podemos mencionar un modelo específico de AETR fabricado por *Agilent* que hasta la fecha de la elaboración de este trabajo se encuentran disponible en el mercado. En la tabla 3.1 se muestran algunas de las características del Analizador de Espectro modelo *Agilent E4403B*.

En la figura 1.14 se muestra un AETR modelo *Agilent E4403B*, este es un Analizador de Espectro de RF en el rango de 9 kHz – 3 GHz.

Rango de Frecuencia	9 kHz – 3 GHz
Exactitud de frecuencia a 1 GHz	± 2 kHz
Resolución de Ancho de Banda	1 kHz a 5 MHz
Amplitudes máximas (dBm)	-117 a +30
Tiempo de barrido	4ms
Span	100 Hz a 3 GHz
Interfaz de comunicación	RS232
Alimentación	110 VAC, 12VDC

Tabla 1.1 Características del Agilent *E4403B*



Figura 1.14 Representación del modelo Agilent *E4403B*

1.1.7 Tipos de analizadores de espectro

En la actualidad existen dos diferentes tipos de analizadores de espectro:

- *Analógicos*
- *Digitales*
- *Un analizador analógico* de espectro utiliza un filtro pasa banda de frecuencia variable cuya frecuencia central se afina automáticamente dentro de una gama fija. También se puede emplear un banco de filtros o un receptor superheterodino donde el oscilador local barre una gama de frecuencias.
- *Un analizador de espectro digital* utiliza el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT), consistiendo este algoritmo en un proceso matemático que transforma una señal en sus componentes espectrales. Nuestro propósito se basará en el diseño y construcción de un AETR digital.

1.2 Software de Procesamiento de los AETR:

Transformada Rápida de Fourier o FFT

Como se menciona anteriormente, uno de los factores que más contribuyó con el desarrollo de los analizadores de espectros, fue la incorporación (en su lógica de procesamiento) del algoritmo de cálculo de la Transformada Rápida de Fourier, desarrollada por Cooley y Tukey en IBM.

El método del algoritmo de cálculo de la FFT de Cooley y Tukey esencialmente consiste en simplificar en gran medida el número de operaciones matemáticas, este fue creado tomando como base la Transformada Discreta de Fourier (DFT). La necesidad de la creación de este algoritmo, consistía en que a mediados de la década de los años 60's los sistemas computacionales no podían procesar grandes cantidades de cálculos matemáticos como lo requería la DFT. El análisis matemático realizado por Cooley y Tukey se puede explicar de la siguiente manera:

1.2.1 Señales periódicas continuas y su equivalente en señales discretas

Una señal periódica continua la cual podemos denotar como $x(t)$ se puede transformar a una forma discreta equivalente utilizando el teorema de muestreo, como se muestra en la figura 1.15, la nueva señal la llamaremos $x[n]$. La ventaja de esta transformación, radica en que facilita su conversión al dominio de la frecuencia además, si $x(t)$ es periódica, entonces $x[n]$ también será periódica.

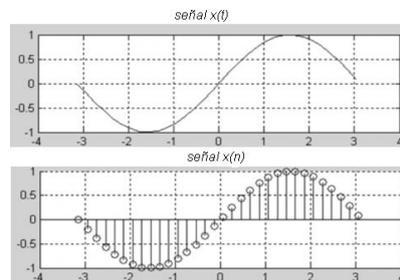


Figura 1.15 Representación de las señales $x(t)$ y $x(n)$.

Una señal discreta $x[n]$ será periódica si se cumple: $x[n] = x[n + N]$, en donde N será su periodo fundamental; un ejemplo de una señal periódica son las señales exponenciales complejas, dichas señales tienen la forma $e^{-j\frac{2\pi}{N}n}$.

El análisis de Fourier en tiempo discreto es similar a su análisis en tiempo continuo, sin embargo una de las grandes diferencias es que las series ahora no presentarán términos infinitos sino que estarán determinados por el número del periodo N .

Una señal periódica puede representarse en términos de exponenciales complejas de la forma:

$$x[n] = \sum_{k=-N_1}^{N_2} a_k e^{jk\frac{2\pi}{N}n} \quad \text{Ecuación (1.1)}$$

Esta es la representación de la serie de Fourier de una señal discreta periódica; para hallar el k -ésimo coeficiente a_k , multipliquemos por $e^{-jr\frac{2\pi}{N}n}$ ambos miembros de la ecuación (1.1):

$$e^{-jr\frac{2\pi}{N}n} x[n] = \sum_{k=-N_1}^{N_2} a_k e^{jr\frac{2\pi}{N}n} e^{-jk\frac{2\pi}{N}n}$$

Puesto que $x[n]$ es periódica entonces $n \in [-N_1, N_2]$ o $n \in [0, N_2]$. Ahora tomando sumatoria para $0 \leq n < N$ obtenemos la ecuación (1.2):

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{-jr\frac{2\pi}{N}n} x[n] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{jr\frac{2\pi}{N}n} e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(r-k)\frac{2\pi}{N}n} \quad \text{Ecuación (1.2)}$$

De ecuación (1.2) tenemos:
$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{-jr\frac{2\pi}{N}n} x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(r-k)\frac{2\pi}{N}n} = a_r N ,$$

Luego:

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} x[n] \quad \text{Ecuación (1.3)}$$

La ecuación 1.3 es llamada **ecuación de análisis**, es aplicable solo a una función periódica para obtener la *Serie Discreta de Fourier* (SDF). Veamos ahora que en analogía a la variable continua nuestros resultados se pueden extender para hallar la SDF de señales de duración finita como se ve en la figura 1.16:

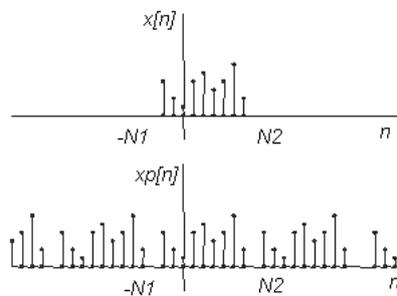


Figura 1.16 Representación de $x[n]$ y $x_p[n]$

Ahora, sea $x[n]$ una señal aperiódica de duración N podemos construir una señal periódica $x_p[n]$ de periodo N tal que:

$$x[n] = \begin{cases} x_p[n] & ; -N_1 < n < N_2 \\ 0 & ; N_2 < n \text{ y } n < -N_1 \end{cases}$$

Entonces podemos hallar la representación de la SDF de $x_p[n]$ sobre $-N_1 < n < N_2$ en donde se debe cumplir que $a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} x_p[n]$; ahora para que $x_p[n]$ se acerque más a $x[n]$ podemos hacer que el periodo sea más grande, es decir que en la figura 1.16 los ciclos de $x_p[n]$ estarán cada vez más alejados y como $x[n] = 0 \quad \forall n \text{ fuera de } -N_1 < n < N_2$, podemos escribir:

1.2.2 Desarrollo teórico del algoritmo de la FFT de Cooley – Tukey

Partamos de la DFT para una señal polinómica dada, determinada como:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] w_N^{k \cdot n} \quad X(e^{j\omega_0 k}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] e^{-j\omega_0 n} \quad \text{Ecuación (1.9)}$$

Ahora asumiendo que el número de datos N es par, descomponemos la sumatoria en sus términos pares e impares:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] w_N^{k \cdot 2n} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] w_N^{k \cdot (2n+1)} \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] w_N^{k \cdot 2n} + w_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] w_N^{k \cdot 2n} \end{aligned}$$

Sea ahora: $x[2n] = f[n]$ y $x[2n+1] = g[n]$, donde el nuevo $n \in [0, N/2-1]$ por lo tanto podemos hacer que $w_N^{k \cdot 2n} = e^{-j\frac{2\pi}{N} k \cdot 2n} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2} k \cdot n} = w_{N/2}^{kn}$, y definamos a:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} f[n] w_{N/2}^{k \cdot n} \quad G(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} g[n] w_{N/2}^{k \cdot n} \quad \text{Ecuación (1.10)}$$

Además veamos que $F(k)$ y $G(k)$ son también periódicas:

$$F(k + N/2) = \sum_{n=0}^{N/2-1} f[n] w_{N/2}^{(k+N/2) \cdot n} = \sum_{n=0}^{N/2-1} f[n] w_{N/2}^{k \cdot n} e^{-j\frac{2\pi}{N/2} (N/2) \cdot n} = F(k)$$

Análogamente para $G(k)$; con $N/2$ como periodo mínimo.

Ahora podemos observar que nuestro problema de calcular una DFT para N datos se redujo ahora a calcular 2 DFT para $N/2$ datos cada una.

Nuevamente asumamos que $N/2$ es par y ahora, para $F(k)$:

$$\begin{aligned} F(k) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} f[n] w_{N/2}^{k \cdot n} = \sum_{n=0}^{N/4-1} f[2n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} + \sum_{n=0}^{N/4-1} f[2n+1] w_{N/2}^{k \cdot (2n+1)} \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} f_f[n] w_{N/2}^{k \cdot n} = \sum_{n=0}^{N/4-1} f_f[2n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} + w_{N/2}^k \sum_{n=0}^{N/4-1} g_f[n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} \quad n \in [0, N/4-1] \end{aligned}$$

Donde f_f , g_f son lo mismo para $f[n]$ que para $x[n]$.

De igual forma para $g[n]$:

$$\begin{aligned} G(k) &= \sum_{n=0}^{N/4-1} g[2n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} + \sum_{n=0}^{N/4-1} g[2n+1] w_{N/2}^{k \cdot (2n+1)} \\ &= \sum_{n=0}^{N/4-1} f_g[n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} + w_{N/2}^k \sum_{n=0}^{N/4-1} g_f[n] w_{N/2}^{k \cdot 2n} \quad n \in [0, N/4-1] \end{aligned}$$

Es decir que ahora sobre $f[n]$ y $g[n]$ se realizan 4 DFT de longitud $N/4$. Entonces podríamos hacer múltiples divisiones del intervalo $[0, N-1]$ mientras se pueda dividir N entre 2.

Del análisis anterior se puede generalizarse el método. Sea \bar{x} un vector de datos, de longitud $N=2^m$. Entonces sobre el intervalo $[0, N-1]$ se pueden realizar m particiones como se mostró anteriormente hasta llegar a una DFT de longitud 2, esta es la unidad básica del FFT conocida como *mariposa* (o butterfly en inglés) en donde solo se necesitara una multiplicación y 2 sumas complejas: como se muestra en la figura 1.17:

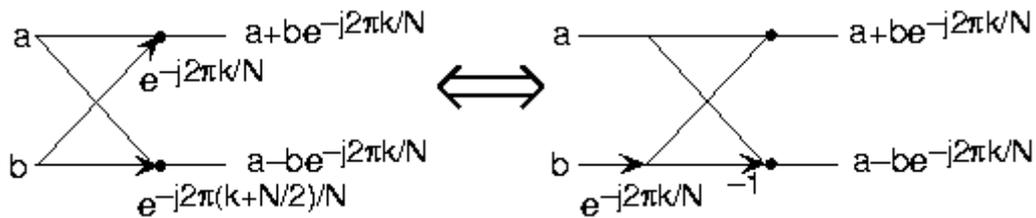


Figura 1.17 La representación de los elementos computacionales básicos de la transformada rápida de Fourier es la mariposa. Toma dos números complejos, representados por a y b , y forma las cantidades mostradas. Cada mariposa requiere una multiplicación compleja y dos sumas complejas.

Para un mejor entendimiento y aplicación de conceptos en análisis teórico de la FFT empleando el método matemático de la mariposa, a continuación se mostrara un ejemplo.

Ejemplo 1:

Sea $n=8$, evaluando $x[n]$, se obtiene los valores mostrados en la tabla 1.2.

n	0	1	2	3	4	5	6	7
$x[n]$	1	2	3	4	5	6	7	8

Tabla 1.2 Valores de n y $x[n]$

Entonces para este caso $N=2^3 = 8$:
Desarrollando de ecuación (1.9) tenemos:

$$X(k) = \sum_{n=0}^7 x[n] w_8^{k \cdot n} \tag{A}$$

$$= x[0]w_8^{0k} + x[1]w_8^k + x[2]w_8^{2k} + x[3]w_8^{3k} + x[4]w_8^{4k} + x[5]w_8^{5k} + x[6]w_8^{6k} + x[7]w_8^{7k}$$

Donde se cumple para w :

$$w_8^{2n \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{8}2n \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{4}n \cdot k} = w_4^{n \cdot k}$$

$$w_8^{(2n+1) \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{8}(2n+1) \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{4}n \cdot k} e^{-j\frac{2\pi}{8}k} = w_4^{n \cdot k} w_8^k$$

Agrupando términos pares con impares:

$$X(k) = (x[0]w_4^{0k} + x[2]w_4^k + x[4]w_4^{2k} + x[6]w_4^{3k}) + (x[1]w_4^{0k} + x[3]w_4^k + x[5]w_4^{2k} + x[7]w_4^{3k})w_8^k$$

Tomamos: $x[2r] = f[r]$ y $x[2r+1] = g[r]$, $r = 0, 1, 2, 3$, luego:

$$X(k) = (f[0]w_4^{0k} + f[1]w_4^k + f[2]w_4^{2k} + f[3]w_4^{3k}) + (g[0]w_4^{0k} + g[1]w_4^k + g[2]w_4^{2k} + g[3]w_4^{3k})w_8^k \tag{B}$$

Pero dentro de cada paréntesis de (B) podemos realizar una nueva factorización, sabiendo que:

$$w_4^{2n \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{4}2n \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{2}n \cdot k} = w_2^{n \cdot k}$$

$$w_4^{(2n+1) \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{4}(2n+1) \cdot k} = e^{-j\frac{2\pi}{2}n \cdot k} e^{-j\frac{2\pi}{4}k} = w_2^{n \cdot k} w_4^k$$

Entonces:

$$X(k) = ((f[0] + f[2]w_4^{2k}) + (f[1] + f[3]w_4^{2k})w_4^k) + ((g[0] + g[2]w_4^{2k}) + (g[1] + g[3]w_4^{2k})w_4^k)w_8^k$$

Nuevamente: $f[2s] = f_f[s]$ y $f[2s+1] = f_g[s]$, $s=0,1$, luego:

$$X(k) = ((f_f[0] + f_f[1]w_2^k) + (f_g[0] + f_g[1]w_2^k)w_4^k) + ((g_f[0] + g_f[1]w_2^k) + (g_g[0] + g_g[1]w_2^k)w_4^k)w_8^k$$

Remplazando los índices iniciales:

$$X(k) = ((x[0] + x[4]e^{-j\pi k}) + (x[2] + x[6]e^{-j\pi k})e^{-j\frac{\pi}{2}k}) + ((x[1] + x[5]e^{-j\pi k}) + (x[3] + x[7]e^{-j\pi k})e^{-j\frac{\pi}{2}k})e^{-j\frac{\pi}{4}k}$$

$$\Rightarrow X(k) = ((x[0] + x[4](-1)^k) + (x[2] + x[6](-1)^k)(-j)^k) + ((x[1] + x[5](-1)^k) + (x[3] + x[7](-1)^k)(-j)^k)e^{-j\frac{\pi}{4}k} \quad \text{©}$$

Esta es la forma general de se obtiene k-ésimo termino para N=8, además vemos que se deberán ejecutar 4 DFT de longitud 2, y los resultados que se obtengan se usaran para ejecutar 2 DFT de longitud 4, para lo cual se realizo 3 particiones. Para interpretar lo que indica la figura 18, donde cada flecha en diagonal representa una suma y las acompañan sus factores multiplicativos:

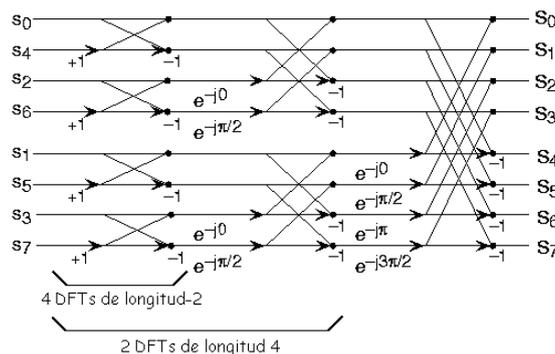


Figura 1.18 Numero de particiones de una FFT, para N=8

El número total de cálculos que se realizara serán $N=8$ sumas para cada etapa y $\log_2 N=3$ etapas, haciendo el número de procesos básicos de $(8)(3)=N \log_2 N$.

En general se cumple que para la FFT el número de cálculos es: $N \log_2 N$, como se muestra en la tabla 1.3.

Comparando con la DFT de N^2 cálculos. Para cuantificar la diferencia veamos la siguiente tabla para distintos valores de N :

N	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
N^2	4	16	64	256	1024	4096	16384	65536	262144	1048576
$N \log_2 N$	2	8	24	64	160	384	896	2048	4608	10240

Tabla 1.3 Comparación en número de cálculos de la DFT con respecto a la FFT

El número de cálculos es directamente proporcional al tiempo de solución.

La figura 1.19 muestra los procesos de cálculos numéricos con respecto al tiempo de solución de la FFT ($N \log_2(N)$) y la DFT (N^2).

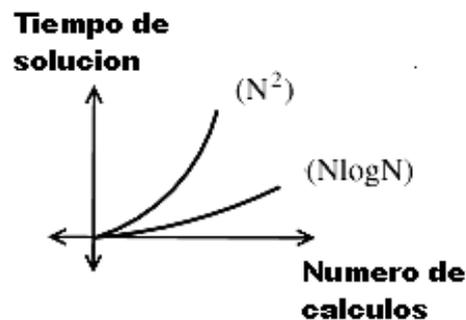


Figura 1.19 Muestra el tiempo de solución de un proceso de $(N \log_2 N)$ con respecto a una DFT (N^2)

Básicamente la FFT es una herramienta para convertir una señal en el dominio del tiempo a una señal en el dominio de la frecuencia (representación en el dominio frecuencial) y esta a su vez se puede convertir nuevamente al dominio del tiempo por medio de su Transformada Inversa (IFFT), se le ha nombrado Transformada de Fourier, en homenaje al matemático y físico Francés Jean-Baptiste Joseph Fourier (1768-1830).

Como una breve ilustración de la FFT, se muestra un ejemplo 2 de una señal senoidal pura y su correspondiente Transformada Rápida de Fourier, donde se partirá de una señal $x(t)$ en el dominio del tiempo y su representación $x(n)$ que correspondiente a sus muestras en tiempo discreto.

Ejemplo 2:

Sea $x(t)$ la representada en la figura 1.20.

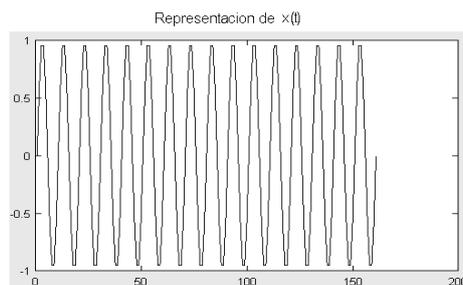


Figura 1.20 Representación de $x(t)$.

Sea $x(n)$, la representación de $x(t)$ en tiempo discreto mostrada en la figura 1.21

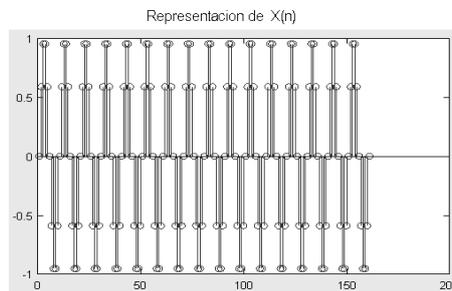


Figura 1.21 Representación de $x(n)$ en tiempo discreto

En la figura 1.22 se representa la FFT en el dominio de la frecuencia, correspondiente a la señal $x(t)$ en el tiempo.

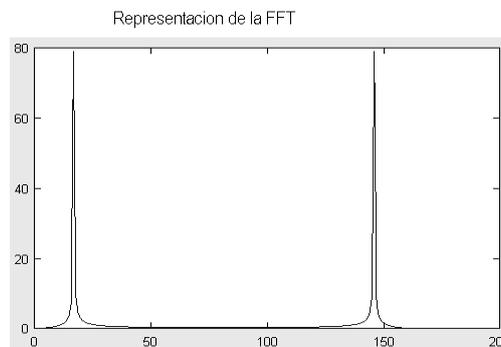


Figura 1.22 FFT de $x(t)$

Otro ejemplo de la representación del espectro de frecuencia de una señal, puede ser el ecualizador de un equipo de música. Las barras de amplitud variable, indican las diferentes componentes de frecuencias de la señal sonora que se está escuchando. El procesamiento anterior, utiliza la Transformada Rápida de Fourier o FFT.

Por otra parte, la implementación de la FFT en analizadores de espectro, ofrece otras ventajas, entre ellas tenemos:

- Mayor sensibilidad en la medida en banda estrecha.
- Reducción del ruido introducido en la medida.
- Eliminación de interferencias en frecuencias no deseadas.
- Posibilidad de filtrado de ciertas frecuencias.
- Facilidad para separar distintas señales.

1.2.3 Características de las señales en el dominio de la frecuencia

La transformación de una señal desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, permite que de la misma se pueda conocer información como la siguiente:

Ancho de Banda (AB):

Es rango de frecuencias en el que se concentra la mayor parte de las componentes espectrales. También son llamadas frecuencias efectivas las pertenecientes a este rango, al conocer las componentes espectrales de una señal, se puede predecir la forma en la cual dicha señal, se puede ver afectada por otras señales. En la figura 1.23 se muestra una grafica típica mostrada por un AETR para la banda de operación de 2.4GHz, a partir de ella, se puede conocer el AB de la señal bajo estudio y se puede observar que la mayor parte de las componentes espectrales están concentradas aproximadamente, sobre el eje horizontal (frecuencia) en 2435MHz y sobre el eje vertical (dB) a -35dB, además podemos observar un AB de aproximadamente 20MHz. Con estas características podemos determinar que corresponde a redes WI-FI (IEEE 802.11b/g), en la frecuencia de transmisión del canal 6, además son niveles de sensibilidad de potencia característicos de redes que operan en la banda de 2.4GHz.

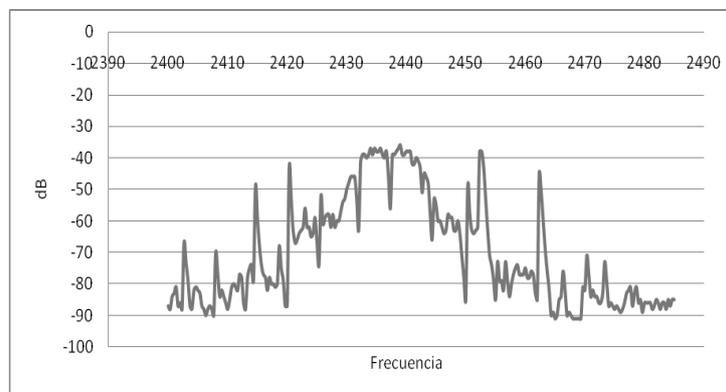


Figura 1.23 Representación de una señal en el dominio de la frecuencia

Capítulo II

Servicios de Telecomunicaciones WI-FI y Telefonía Móvil

Introducción

Uno de los objetivos del presente trabajo, es lograr la captura de señales de radio emitidas por sistemas de telecomunicaciones WI-FI y Telefonía celular, lo cual permitirá (entre otras cosas) analizar y predecir el comportamiento de este tipo de sistemas.

WI-FI: Este tipo de servicio es uno de los más importantes y difundidos a nivel mundial y presentan un soporte importante tanto para la conectividad de redes como para la interconectividad de voz. Los servicios WI-FI se iniciaron en el año de 1997, pero fueron ratificados por el estándar IEEE 802.11 hasta el año de 1999, principalmente con el estándar 802.11b, que actualmente es llamado WI-FI.

Estos tipo de servicios son utilizados para incrementar o expandir el alcance de redes LAN a sitios los cuales no puede accederse por métodos físicos (alambres) u ópticos, o sitios donde no es factible la implementación de una infraestructura.

Este servicio se encuentra en la banda de operación 2.4- 2.4835 GHz, con un ancho de banda de 83.5 MHz. Este ancho de banda está dividido por canales en los cuales operan diferentes equipos de comunicaciones WI-FI.

La Telefonía celular aunque tiene componentes en la banda de 400, 800, 900 y 1800 MHz, en la que estaremos interesados en este trabajo será el rango de frecuencias de 860-945MHz, a continuación describiremos las características radioeléctricas más importantes de este tipo de servicios.

2.1 Redes WI-FI

WI-FI es un sistema de envío de datos sobre redes computacionales que utiliza ondas de radio en lugar de cables, siendo esta una marca de la WI-FI Alliance (anteriormente WECA: Wireless Ethernet Compatibility Alliance), dicha organización comercial que adopta, prueba y certifica que los equipos cumplen los estándares 802.11. Estas redes se han popularizado desde hace algunos años, y esencialmente, sirven para implementar redes de tipo LAN-WAN, en lugares donde no es factible utilizar la infraestructura de cableado estructurado (por ejemplo: para ofrecer acceso a redes en lugares públicos, como aeropuertos, centros comerciales, plazas de universidades, etc.). Inclusive, permiten accesibilidad a redes a lugares remotos, facilitando con ello el acceso a la información.

En términos radioeléctricos, estas redes operan en la banda de 2.4GHz, y con niveles de señal que normalmente no superan los 300mW.

Las redes WI-FI son básicamente un estándar técnico para la transmisión de información a corta distancia por medio de señales de radiofrecuencia desarrollado por Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) y están reguladas a nivel mundial por los estándares del IEEE 802.11, siendo las versiones 802.11b y 802.11g, las mas actualizadas de dicha norma al momento de redactar el presente documento.

2.1.1 Estándar IEEE 802.11

La familia 802.11 actualmente incluye seis técnicas de transmisión por modulación que utilizan todos los mismos protocolos. El estándar original de este protocolo data de 1997, era el IEEE 802.11, tenía velocidades de 1 hasta 2 Mbps y trabajaba en la banda de frecuencia de 2.4 GHz.

El estándar IEEE 802.11 es un protocolo de comunicaciones del IEEE, este define los niveles inferiores del modelo OSI (capa física y enlace de datos), especificando sus normas de funcionamiento en una WLAN (Wireless Local Area Network). Este estándar tiene una familia que corresponde desde 802.11 a/b/e/g/h/i/n/w etc. Para nuestro caso los estándares de interés corresponden al 802.11 b/g, debido a que este contiene la gama de frecuencias de 2.4- 2.4835GHz a las cuales operan los dispositivos de los sistemas de comunicaciones de las redes WI-FI.

La Capa Física del modelo OSI define la modulación y características de la transmisión de datos. El estándar IEEE 802.11 define tres posibles opciones para la modulación en la capa física del modelo OSI, pero actualmente durante la elaboración de este documento hay empresas como la TI (Texas Instruments) que utilizan otro tipo de modulaciones por ejemplo CCK, OFDM y el opcional PBCC; además la combinación de ellos.

A continuación se describirán dos de las tres modulaciones recomendados por el estándar IEEE 802.11:

- Espectro expandido por secuencia directa o DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) para el 802.11b.
- Espectro expandido por salto de frecuencias o FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), ambas modulaciones son utilizadas en la banda de frecuencia 2.4 GHz ISM (*Industrial, Scientific and Medical*).
- Luz infrarroja en banda base (sin modular).

En la figura 2.1 se muestra la grafica de dos tipos de modulación recomendados por la IEEE, que para nuestro caso son de interés en la utilización de redes WI-FI.

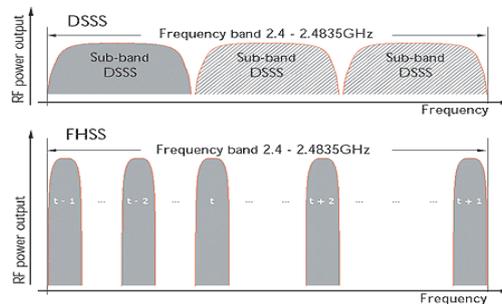


Figura 2.1 Representación de las modulsiones DSSS y FHSS recomendadas por el IEEE

2.1.2 Modulación DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*)

En esta técnica de modulación se genera un patrón de bits redundante (señal de chip) para cada uno de los bits que componen la señal. Cuanto mayor sea esta señal, mayor será la resistencia de la señal a las interferencias. El estándar IEEE 802.11 recomienda un tamaño de 11 bits, pero el óptimo es de 100. En recepción es necesario realizar el proceso inverso para obtener la información original.

La secuencia de bits utilizada para modular los bits se conoce como secuencia de Barker (también llamado código de dispersión o PseudoNoise). Es una secuencia rápida diseñada para que aparezca aproximadamente la misma cantidad de 1 que de 0.

Solo los receptores a los que el emisor haya enviado previamente la secuencia podrán recomponer la señal original. Además, al sustituir cada bit de datos a transmitir, por una secuencia de 11 bits equivalente, aunque parte de la señal de transmisión se vea afectada por interferencias, el receptor aún puede reconstruir fácilmente la información a partir de la señal recibida. La figura 2.2 muestra el proceso de transmisión en la técnica de modulación DSSS. El resultado de usar este tipo de modulación consiste en la disminución del nivel de potencia por el aumento del ancho de banda de la señal, como se observa en la figura 2.2.

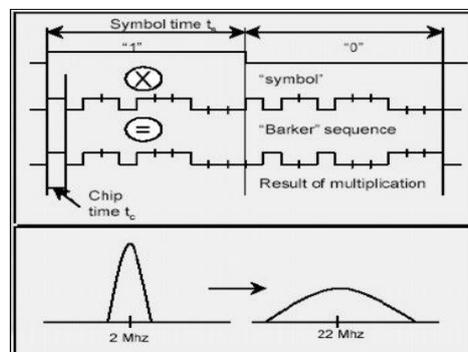


Figura 2.2 Señal resultante en la modulación DSSS

A continuación se detallan algunas características de ésta técnica de modulación con respecto a FHSS:

- Costo superior.
- Consumo superior.
- Mayor velocidad de transmisión.
- Mayor cobertura.
- Menor número de canales

2.1.3 Modulación FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*)

La técnica del espectro expandido por salto de frecuencia (FHSS) consiste en tomar la señal de transmisión y modularla con una señal portadora que “salta” (hops) de frecuencia en frecuencia, dentro del ancho de banda asignado en función del tiempo. El cambio periódico de frecuencia de la portadora, reduce la interferencia producida por otra señal originada por un sistema de banda estrecha, afectando solo si ambas señales se transmiten en la misma frecuencia y en el mismo momento.

En la figura 2.3 se muestra el esquema de transmisión recepción de la modulación FHSS, donde se observa el salto de frecuencia de la señal transmitida por medio de la señal portadora.

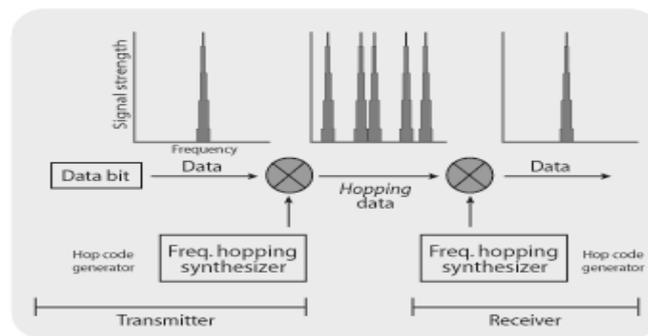


Fig. 2.3 Transmisión y recepción en FHSS

Un patrón de salto (hopping code), determina las frecuencias por las que se transmitirá y el orden de uso de estas. Para recibir correctamente la señal, el receptor debe disponer del mismo patrón de salto que el emisor y escuchar la señal en la frecuencia y momento correcto. La regulación impone a los fabricantes el uso de al menos 75 frecuencias distintas para la transmisión de un canal con un tiempo máximo de 400ms de uso por frecuencia.

Es posible por tanto, disponer de varios equipos empleando la misma banda de frecuencia sin que se interfieran, asumiendo que cada uno de ellos emplea un patrón de salto diferente. Dos patrones de saltos que nunca emplean la misma frecuencia se dice que son ortogonales. La imposición de al menos 75 frecuencias distintas en una banda, permitiendo tener varios canales que no se interfieran.

Una transmisión en espectro expandido ofrece 3 ventajas principales:

1. Las señales en espectro expandido son altamente resistentes al ruido y a la interferencia.
2. Las señales en espectro expandido son difíciles de interceptar. Una transmisión de este tipo suena como un ruido de corta duración, o como un incremento en el ruido en cualquier receptor, excepto para el que esté usando la secuencia que fue usada por el transmisor.
3. Transmisiones en espectro expandido pueden compartir una banda de frecuencia con muchos tipos de transmisiones convencionales con mínima interferencia.

A continuación se detallan algunas características de ésta técnica de modulación con respecto a DSSS:

- Menor costo.
- Consumo menor.
- Menor cobertura.
- Tolerante a interferencias de señales.

2.1.4 Estándar 802.11b y 802.11g

De la importancia de la implementación de redes WI-FI, surge la necesidad de la creación de estándares que proporcionen límites de implementación y operación para estas redes. Los estándares 802.11b/g en los cuales operan estas redes y para los cuales se podrán visualizar su espectro de frecuencia de transmisión son los de interés para nuestro caso.

El estándar 802.11b conocido como WI-FI fue ratificado en el año de 1999, siendo este el más popular en la transmisión de datos en las redes WI-FI debido a su alta velocidad en la transmisión inalámbrica de datos, alcanzando un máximo de transferencia de 11 Mbps, pero puede operar a 1, 2, 5.5 u 11 Mbps.

El estándar 802.11g fue ratificado en junio de 2003, considerándolo como la evolución del estándar 802.11b, Este utiliza la modulación OFDM y opera en la banda de 2.4 GHz (al igual que el estándar 802.11b) con una velocidad de transmisión teórica máxima de 54 Mbps, que en promedio es de 22Mbps de velocidad real de transferencia, similar a la del estándar 802.11a. Es compatible con el estándar b y utiliza las mismas frecuencias. Los estándares b y g se han diseñado para que puedan ser compatibles, sin embargo, en redes bajo el estándar g la presencia de nodos bajo el estándar b reduce significativamente la velocidad de transmisión.

Los equipos que trabajan bajo el estándar 802.11g llegaron al mercado muy rápidamente, incluso antes de su ratificación que fue dada aproximadamente en junio del 2003. Esto se debió a que fueron construidos para tener compatibilidad con los equipos existentes del estándar 802.11b.

En la figura 2.4 se muestra la comparación de los diferentes estándares, en las velocidades de transmisión de datos con respecto a la distancia.

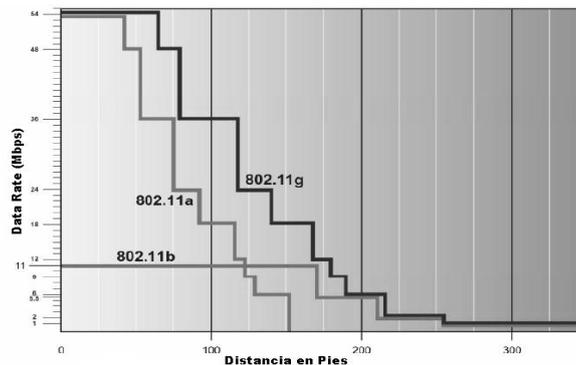


Figura 2.4 Comparación en las velocidades de transmisión con respecto a la distancia.

Los estándares 802.11b y 802.11g utilizan la banda de 2.400–2.4835 GHz, en esta banda especialmente para EE.UU y muchos países de América Latina, se definieron 11 canales utilizables para los equipos que utilizan redes WI-FI, que pueden configurarse de acuerdo a necesidades particulares. Sin embargo, los 11 canales no son completamente independientes (canales contiguos se superponen y se producen interferencias) y en la práctica sólo se pueden utilizar 3 canales en forma simultánea (1, 6 y 11). Esta asignación de canales usualmente se hace sólo en el Access Point, pues los “clientes” automáticamente detectan el canal, salvo en los casos en que se forma una red “Ad-Hoc” o punto a punto cuando no existe Access Point.

En la tabla 2.1 se muestran los diferentes tipos de modulación utilizados actualmente por TI en algunos equipos de redes WI-FI, además las diferentes velocidades para la transferencia de datos, algunos tipos de modulación de portadora obligatorios y opcionales para los estándares más utilizados actualmente 802.11b/g.

Rate, Mbps	Single/Multi Carrier	802.11b @2.4 GHz		802.11g @2.4 GHz	
		Mandatory	Optional	Mandatory	Optional
1	Single	Barker		Barker	
2	Single	Barker		Barker	
5.5	Single	CCK	PBCC	CCK	PBCC
6	Multi			OFDM	CCK-OFDM
9	Multi				OFDM, CCK-OFDM
11	Single	CCK	PBCC	CCK	PBCC
12	Multi			OFDM	CCK-OFDM
18	Multi				OFDM, CCK-OFDM
22	Single				PBCC
24	Multi			OFDM	CCK-OFDM
33	Single				PBCC
36	Multi				OFDM, CCK-OFDM
48	Multi				OFDM, CCK-OFDM
54	Multi				OFDM, CCK-OFDM

Tabla 2.1 Representación de algunos tipos de modulación en redes WI-FI

Las redes que trabajan bajo los estándares 802.11b y 802.11g pueden sufrir interferencias por parte de hornos microondas, teléfonos inalámbricos, Dispositivos Bluetooth y otros equipos que utilicen la misma banda de 2,4 GHz.

2.1.5 Tipos de modulaciones actualmente utilizados en redes WI-FI

En telecomunicación el término modulación engloba el conjunto de técnicas para transportar información sobre una onda portadora, típicamente una onda sinusoidal. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruidos. Las técnicas de modulación impuestas por el estándar IEEE 802.11 actualmente son seis, estableciendo las modulaciones empleadas en las redes WI-FI.

Básicamente, la modulación consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que queremos transmitir. A continuación se describirán 2 de las principales modulaciones de portadoras empleadas por TI, que actualmente son utilizadas por equipos empleados en redes WI-FI para la transmisión de datos, estas son CCK y OFDM.

2.1.6 CCK (Complementary Code Keying)

Este tipo de modulación es uno de los que actualmente se utilizan hasta la fecha de la elaboración de este trabajo, este método consiste en un conjunto de 64 palabras código de 8 bits, CCK utiliza una serie de códigos llamados secuencias complementarias, debido a que hay 64 palabras de código únicas que se pueden utilizar para codificar la señal, hasta 6 bits se pueden representar por una palabra de código particular, especialmente se utiliza en los estándares 802.11b/g permitiendo velocidades de 5.5 / 11 Mbps.

En la figura 2.5 se muestra el esquema de modulación CCK empleado en equipos de redes WI-FI.

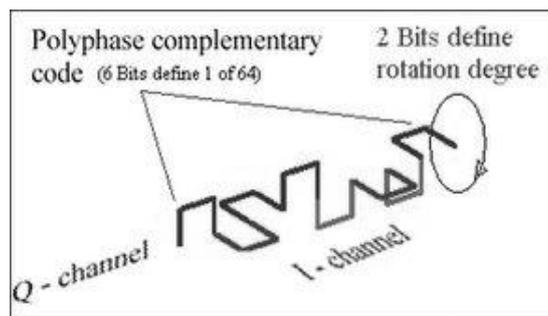


Figura 2.5 Representación modulación CCK

2.1.7 Modulación OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales)

La técnica de modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) consiste en la división de un canal, de frecuencia, en un número determinado de bandas de frecuencias equiespaciadas, en cada banda se transmite un subportadora que transporta una porción de la información del usuario. Cada subportadora es ortogonal al resto, dándole el nombre a esta técnica de multiplexación por división de frecuencia.

Además ofrece grandes ventajas con respecto a las demás modulaciones, debido a que se pueden lograr enlaces a altas velocidades y con algunas características extras, como lo son la resistencia a desvanecimientos por multitrayectorias e interferencias. La figura 2.6 muestra el espectro de las subportadora sin interferencia de la modulación OFDM.

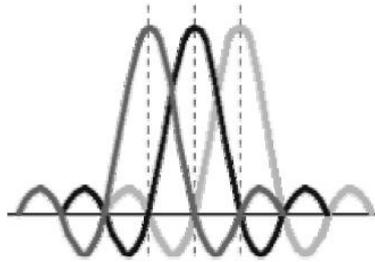


Figura 2.6 Representación de subportadoras ortogonales en modulación OFDM, permiten traslape de sus espectro sin interferencias

Un sistema OFDM toma un flujo de datos y lo divide en N flujos paralelos, cada uno a una tasa $1/N$ de la original. Luego cada flujo es mapeado a una subportadora y combinado usando la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), obteniendo la señal en el dominio del tiempo a transmitir.

2.1.8 Canales de operación de las Redes WI-FI

Observando un poco más de cerca como se utiliza la banda 2.4 GHz en el estándar IEEE 802.11b/g que son las más extendidas y que entrega una señal con una tasa de transferencia máxima teórica de 11 Mbps y 54 Mbps respectivamente. El espectro está dividido en partes iguales distribuidas sobre la banda en canales individuales. Note que los canales son de un ancho de 22MHz, pero están separados sólo por 5MHz. Esto significa que los canales adyacentes se superponen, y pueden interferir unos con otros. La Figura 2.7 muestra los canales y frecuencias del estándar 802.11b/g y donde se puede observar que los canales 1, 6 y 11 no se superponen.

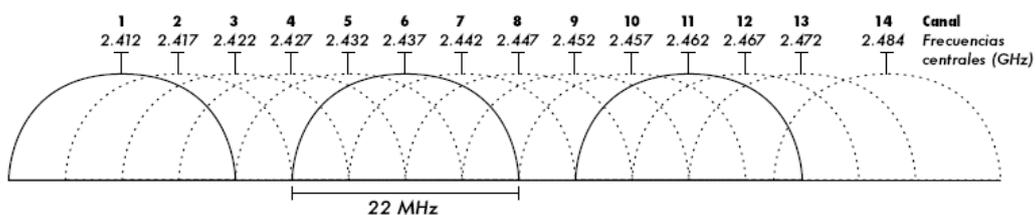


Figura 2.7 Canales y frecuencias centrales para IEEE 802.11b/g.

En la tabla 2.2 se listan los canales y frecuencias centrales utilizadas para el estándar 802.11b/g. Si bien todas estas frecuencias están en las bandas ISM sin licencia. Muchas regiones imponen restricciones en la potencia de salida y en el uso interno/externo de algunos canales. En nuestro caso nos limitamos a los niveles de transmisión de potencia que establece el estándar IEEE 802.11 para EE.UU que corresponde a un nivel máximo de transmisión de 1 Watts.

Estándar IEEE 802.11 b/g			
Canal #	Frecuencia central (GHz)	Canal #	Frecuencia central (GHz)
1	2.412	8	2.447
2	2.417	9	2.452
3	2.422	10	2.457
4	2.427	11	2.462
5	2.432	12	2.467
6	2.437	13	2.472
7	2.442	14	2.484

Tabla 2.2 Canales y frecuencias centrales del estándar 802.11b/g.

Para una mejor ilustración en la distribución de los canales en la banda de 2.4 GHz se presenta la figura 2.8.

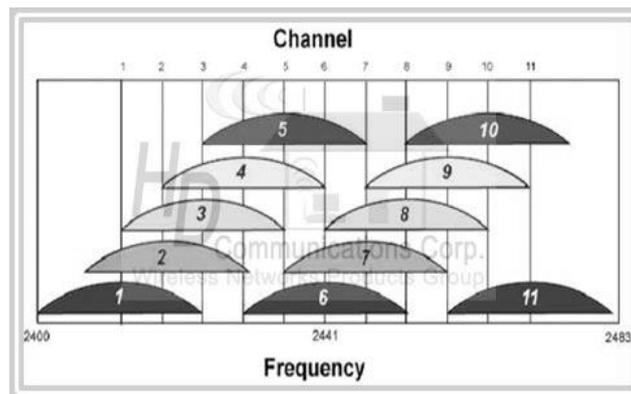


Figura 2.8 Representación de los 11 canales utilizados en la banda de 2.4GHz establecidos por el estándar 802.11 b/g para los EE.UU

2.1.9 Niveles de Potencia en Redes WI-FI

Una de las características principales de los dispositivos que forman las redes WI-FI son los niveles de potencia de transmisión y recepción, para nuestro propósito tomaremos atención a los niveles de sensibilidad y los rangos de operación de estas redes, debido a que nuestro AETR solo se caracteriza en la recepción de los espectros de frecuencia para el análisis e interpretación en las bandas de operación en las que están estandarizados estos equipos. La sensibilidad de recepción (Sensitivity) indica qué cantidad de señal (en dBm) debe recibir un dispositivo WI-FI para trabajar correctamente a una determinada velocidad de transmisión (Mbps)

A continuación se citan algunos valores de sensibilidad de recepción, para tres de los modelos de tarjetas inalámbricas más comunes en el mercado: Observando más detalladamente la tabla 2.3, esta muestra que, cuanto menor es la intensidad de la señal a menor velocidad de transmisión se produce el enlace; o a la inversa para producir un

enlace a la velocidad máxima (11 Mbps en el estándar 802.11b) se necesita un mínimo de señal mayor (-82 es un nivel de señal mayor que -94 dBm). En la tabla 2.3 se muestra algunas tarjetas disponibles en el mercado para redes WI-FI, donde se muestran los niveles de sensibilidad a diferentes velocidades de transmisión de datos.

Tarjeta – Sensibilidad (dBm)	1 Mbps	2 Mbps	5,5 Mbps	11 Mbps
Proxim Orinoco 8470-WD	-94	-91	-87	-82
Zcom XI-325-HP	-92	-89	-88	-83
Senao Engenius NET-EL-2511CDPLUSEXT	-95	-91	-90	-87

Tabla 2.3 Niveles de sensibilidad en tarjetas comerciales en redes WI-FI

En otro caso para un punto de acceso inalámbrico HP ProCurve 10ag (J9141A) los límites de sensibilidad que establece para los estándares 802.11 b/g se muestran en la siguiente tabla 2.4. Como se menciono anteriormente la sensibilidad depende del fabricante y la velocidad de transmisión.

Punto de acceso inalámbrico ProCurve 10ag(J9141A)				
<i>Características de Radio: IEEE802.11b</i>				
Velocidad de Datos (Mbps)	11	5.5	2	1
Sensibilidad del Receptor (dBm)	-86	-88	-90	-94
Potencia de Transmisión (dBm)	17	17	17	17
<i>Características de Radio: IEEE802.11g</i>				
Velocidad de Datos (Mbps)	54	36	24	12
Sensibilidad del Receptor (dBm)	-71	-77	-80	-87
Potencia de Transmisión (dBm)	17.5	17.5	17.5	17.5

Tabla 2.4 Características de acceso inalámbrico ProCurve

Otra característica muy importante para la implementación de redes WI-FI es la potencia de operación a la que transmiten los equipos, es por ello la necesidad de AETR para conocer estos niveles de potencia.

A continuación en la tabla 2.5 se mostraran niveles de potencia promedio en los cuales se puede determinar si hay un buen enlace en los equipos utilizados en redes WI-FI.

Rango de Potencia	Calidad de señal
-100 dBm a -80dBm	Mala a nula
-79 dBm a -65 dBm	Regular
-64 dBm a -50 dBm	Buena
-49 dBm a -20 dBm	Excelente

Tabla 2.5 Representación de niveles de enlaces en redes WI-FI

Actualmente hasta la fecha de la elaboración de este documento, se venden equipos con potencias de hasta medio vatio, que permite hacer enlaces de hasta 50 km con antenas parabólicas apropiadas.

En la tabla 2.6 se muestran niveles de potencia de operación promedios para algunos dispositivos que operan en la banda de 2.4 GHz.

<i>Servicio de comunicación</i>	<i>Potencia (mW)</i>	<i>Potencia (dBm)</i>
Bluetooth Clase 1 radio, 100 m de alcance	100	20
Potencia de Emisión Típicos de Dispositivos WI-FI	32	15
	10	10
	3.2	5
Bluetooth Clase 2 radio, 10 m de alcance	2.5	4
	2	3
	1.6	2
	1.3	1
Bluetooth estándar (Clase 3) radio, 1 m de alcance	1	0
	0.79	-1
	0.32	-5
	0.1	-10
	0.01	-20
	0.001	-30
	0.0001	-40
	0.00001	-50
	0.000001	-60
	0.0000001	-70
Intervalo medio de señal en una red WI-FI	0.00000001	-80

Tabla 2.6 Niveles de potencia de operación en la banda de 2.4GHz

2.1.10 Aplicaciones de las Redes WI-FI

Las aplicaciones más típicas de las redes WI-FI que podemos encontrar actualmente son las siguientes:

- Implementación de redes de área local en edificios históricos, de difícil acceso y en general en entornos donde la solución cableada es inviable.
- Posibilidad de reconfiguración de la topología de la red sin añadir costes adicionales. Esta solución es muy típica en entornos cambiantes que necesitan una estructura de red flexible que se adapte a estos cambios.
- Redes locales para situaciones de emergencia o congestión de la red cableada.
- Estas redes permiten el acceso a la información mientras el usuario se encuentra en movimiento. Habitualmente esta solución es requerida en hospitales, fábricas, almacenes, centros comerciales, Universidades etc.

- Generación de grupos de trabajo eventuales y reuniones. En estos casos no es viable la instalación de una red cableada. Con la solución inalámbrica es viable implementar una red de área local aunque sea para un plazo corto de tiempo.
- En ambientes industriales con severas condiciones ambientales este tipo de redes sirve para interconectar diferentes dispositivos y máquinas.
- Interconexión de redes de área local que se encuentran en lugares físicos distintos. Por ejemplo, se puede utilizar una red de área local inalámbrica para interconectar dos o más redes de área local cableada situadas en dos edificios distintos.

Como hasta ahora se ha descrito la importancia y el avance de las redes WI-FI y los diferentes estándares a los cuales están limitadas sus operaciones en frecuencia y potencia, en la banda asignada de 2.4 GHz, se presenta la necesidad de disponer de un instrumento AETR como el que se ha desarrollado en el presente documento. Este analizador de espectro nos facilitara en gran medida en la implementación de las redes WI-FI, para poder comprobar si se transmite a la frecuencia correcta de operación de estos equipos. A continuación se describirá brevemente las bandas de telefonía móvil, siendo esta otro de las bandas de las cuales el AETR podrá ofrecernos resultados en dominio de la frecuencia.

2.2 Telefonía Móvil

La telefonía móvil (o celular) se ha convertido en uno de los avances tecnológicos más importantes de los últimos años, a tal grado que ha transformado la manera en la cual las personas organizan tanto sus actividades comunes como de negocios.

En El Salvador, se calcula que las empresas dedicadas a brindar el servicio de telefonía móvil, fácilmente manejan más de 2.5 millones de líneas activas, cantidad significativa, si tomamos en cuenta la población del país. Dicha capacidad de manejo de clientes, se hace (entre otras formas) incrementando la cantidad de puntos de acceso a las diferentes redes móviles (dichos puntos de acceso se conocen como Estaciones Base, y están formados por torres que soportan diferentes tipos de antenas y sus equipos de radios correspondientes).

En general, las características radioeléctricas de las redes celulares, están determinadas por el estándar bajo el cual operan. En nuestro país, el estándar más utilizado es el Europeo, específicamente el que se conoce como Estándar GSM (por sus siglas en inglés, que se traduce en Sistema Global para las Comunicaciones Móviles). Dicho estándar, establece o norma redes de telefonía celular tanto para la banda de 900MHz, como para 1,800MHz; en nuestro caso, nos centraremos en la primera banda de frecuencias, específicamente las que se ubican en 890-915 MHz, y 935-960 MHz, dado que el instrumento diseñado, su límite superior de respuesta se ubica en la cercanía de tales frecuencias.

En telefonía celular, distinguiremos los componentes siguientes:

- a) Estaciones Base (o Base Station: BS), las cuales son un conjunto de torres que soportan antenas y equipos de radio, y que sirven como puntos de acceso a la red de los diferentes operadores de redes celulares.
- b) Móviles: son los diferentes aparatos telefónicos, en poder de los usuarios.
- c) Canal radioeléctrico: son las frecuencias en las cuales se establecen las comunicaciones Móvil-Estación Base y Estación Base-Móvil; dichas frecuencias deben cumplir cierta separación o espaciamiento, para permitir la comunicación full-duplex, propia de este servicio.
- d) Técnica de acceso: lo cual establece la forma en la cual los usuarios accederán a la red del proveedor (dado que estas redes son de tipo “compartidas”)

2.2.1 Estándar GSM

El sistema GSM, es el sistema de telefonía móvil de segunda generación más extendido a nivel mundial. Se trata a su vez del sistema de Telefonía móvil Europeo; la estandarización de éste, fue llevada a cabo por la ETSI (European Telecommunications Standard Institute) entre los años 1982 y 1992.

Tal como se ha indicado, GSM es un estándar, lo cual significa que posee una serie de normas que regulan su implementación, incluyendo características de propagación de las señales al espacio (ancho de banda de los diferentes radiocanales, potencias, modulaciones, técnicas de acceso, señalización, etc.). En 1989 la responsabilidad de generar especificaciones para GSM fue trasladada de la CEPT (Conference of European Post and Telegraphs) al organismo recientemente formado, ETSI.

Las especificaciones para GSM fase 1 se completaron en 1990, y las mismas están divididas en 12 series de recomendaciones y abarcan diferentes aspectos del sistema

GSM. En un principio, GSM era el acrónimo de “Grupo Especial Móvil”, luego y con el objetivo de reflejar un concepto más universal del GSM, el nombre fue cambiado a Global System for Mobile Communications.

Posteriormente surgió GSM fase 2, con sus propias normas; se diferencia de la fase 1 principalmente en una serie de servicios suplementarios.

GSM es en la actualidad, uno de los estándares de telefonía móvil más difundidos a nivel mundial. A continuación, pasaremos a describir las características radioeléctricas más importantes de este tipo de emisiones de radio.

2.2.2 Frecuencias de Operación del Estándar GSM

La banda del espectro radioeléctrico destinada para las redes GSM, es de 890MHz a 915 MHz (para las comunicaciones Móvil- Estación Base o enlace ascendente) y de 935 a 960 MHz (para las comunicaciones Estación Base-Móvil o enlace descendente).

La separación entre portadoras de los canales GSM es de 200 kHz y se ha definido una banda de guarda de otros 200 kHz a cada lado de las bandas GSM por lo que el número de canales posibles en la banda es de 124 canales.

2.2.3 Técnicas Multi-acceso: TDMA Y FDMA

TDMA (Time Division Multiple Access) y FDMA (Time and Frequency Division Multiple Access), son técnicas de multi-acceso utilizadas por redes de comunicación que tienen una gran cantidad de usuarios y recursos radioeléctricos limitados. En TDMA, un mismo canal de radio es asignado a diferentes usuarios pero en diferentes momentos y por cortos períodos de tiempo, mientras que en FDMA, un ancho de banda cualquiera, es dividido en porciones (cada una denotada por una frecuencia central) y cada porción es asignada a los diferentes usuarios a medida que ellos solicitan servicio.

El estándar GSM es una combinación TDMA / FDMA, de la siguiente forma:

Se divide la banda asignada en 124 canales de frecuencias de portadoras (el ancho de banda total asignado es 25 MHz, para el enlace ascendente y otros 25MHz, para el enlace descendente), separadas 200 kHz y con una velocidad de datos de 270.833 kbps, estas divisiones de frecuencia son realizadas por el FDMA. Luego cada una de estas frecuencias, es entonces dividida en tiempo a los diferentes usuarios, realizando esta tarea el TDMA. La unidad de tiempo en este esquema TDMA se denomina canal y es de 15/26 ms (0.577 ms). Se agrupan ocho canales en una trama TDMA con una duración de 4,615 ms, esta forma la unidad básica para la definición de los canales lógicos.

La figura 2.9 muestra la grafica de la representación de las técnicas TDMA y FDMA.

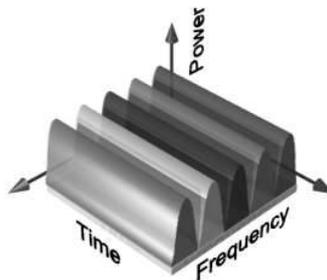


Figura 2.9 Representación de las técnicas TDMA y FDMA

Cuando un usuario envía un canal (con duración de 0.577 ms), en respuesta este recibe un canal correspondiente. La actividad intermitente de los móviles (transmisión/recepción) también proporciona la posibilidad de que las estaciones móviles, puedan medir la fuerza de las señales procedentes de las estaciones base vecinas. Estas mediciones, son reportadas a la estación base (BS) y esta las utiliza para tomar decisiones.

En la figura 2.10 se muestra el esquema de la técnica de acceso TDMA utilizada por GSM.

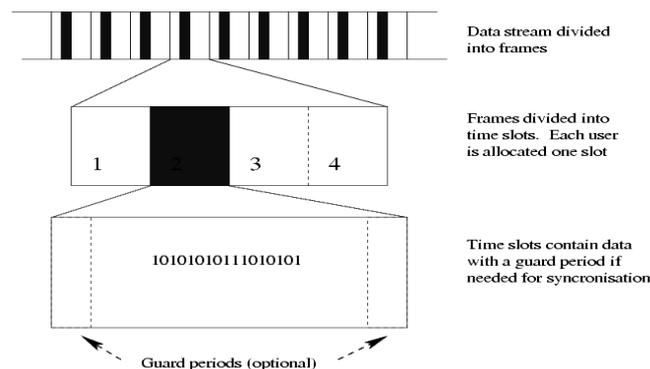


Figura 2.10 Representación de la técnica TDMA

Opcionalmente la Red puede usar el procedimiento de salto en frecuencias (frequency hopping) que consiste en enviar cada canal no por una portadora fija sino que se cambian cada trama. El orden de cambio sigue una secuencia fija, existiendo hasta 64 secuencias. Los canales de control se organizan en multitramas de 26 tramas (cada trama tiene 8 canales) que a su vez forman conjuntos de 51 supertramas. A partir de aquí se forman hipertramas con 2047 supertramas.

Estos canales de control no se utilizan para transmitir voz, únicamente para radiar o recibir información general hacia o desde todos los móviles situados en la celda. Esta información se utiliza para el control y el manejo de las comunicaciones, como peticiones de servicio o respuestas a llamadas.

2.2.4 Modulación GMSK

La modulación GMSK (*Gaussian minimum shift keying*) ha sido adoptada en diversos estándares europeos, de amplio uso actualmente, como son GSM. Su envolvente constante y su espectro compacto la convierten en una modulación muy adecuada para comunicaciones en telefonía móvil. Por otra parte, los saltos de frecuencias ofrecen una

mejor distribución estadística de la interferencia, por lo que su uso es muy eficiente y permite la reutilización de frecuencias dentro del entorno celular.

En la figura 2.11 se muestra el esquema de la modulación GMSK utilizado en telefonía móvil especialmente en GSM.

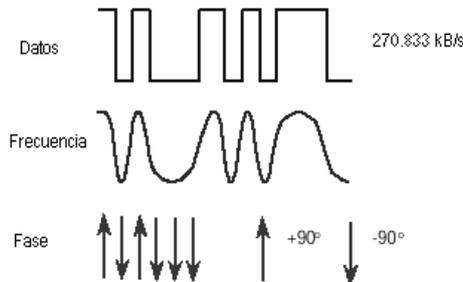


Figura 2.11 Representación de modulación GMSK

2.2.5 Especificaciones Básicas del Estándar GSM

La UIT (International Telecommunication Union), que maneja la localización de los canales de radio le ha dado las siguientes frecuencias al GSM en Europa:

- Enlace ascendente (de Móvil a Estación Base): 890-915 MHz.
- Enlace descendente (de Estación Base a Móvil): 935-960 MHz.

Las principales características del estándar GSM son:

- Tipo de servicio: Telefonía celular pública.
- El acceso al medio se realiza mediante TDMA/FDMA.
- Tiene 124 canales, y cada canal puede dar servicio a 8 o 16 usuarios a la vez.
- Ancho de banda del canal 200 kHz.
- La modulación empleada es GMSK.
- La velocidad máxima del canal de radio es 270.833 kbps
- La longitud de una trama es de 4,615 ms, y la longitud de un canal es de 0,577 ms.
- Codificación de la voz: RELP-LTP con velocidad de 13 kbps.
- Potencia máxima de 1000 mW y una promedio de 25mW.
- La especificación es la GSM Standard.

En la tabla 2.7 se muestra con detalle el Estándar GSM segunda generación (2G), empleado en diferentes partes a nivel mundial, para nuestro propósito se ha descrito el Estándar GSM Europeo 2G , siendo este el empleado por las empresas de telefonía móvil en nuestro país.

System	IS-54	GSM	IS-95	CT-2	CT-3 DCT-90	DECT
Country	USA	Europe	USA	Europe, Asia	Sweden	Europe
Access Tecnology	TDMA/ FDMA	TDMA/ FDMA	CDMA/ FDMA (DS)	FDMA	TDMA/ FDMA	TDMA/ FDMA
Primary Use	Cellular	Cellular	Cellular	Cordless	Cordless	Cordless/ Cellular
Frequency Band BS(MHz) MS(MHz)	869-894 824-849	935-960 890-915	869-894 824-849	864-868	862-866	1800-1900
Duplexing	FDD	FDD	FDD	TDD	TDD	TDD
RF Channel Spacing (kHz)	30	200	1250	100	1000	1728
Modulation	$\pi/4$ DQPSK	GMSK	BPSK/QPSK	GFSK	GFSK	GFSK
Handset, Power, Maximum/ Average in miliwatts (mW)	600/200	1000/125	600	10-May	80/5	250/10
Frequency Assignment	Fixes	Fixes	Fixes	Dynamic	Dynamic	Dynamic
Power control MS/BS	Y/Y	Y/Y	Y/Y	N/N	N/N	N/N
Speech Coding	VSELP	RPE-LTP	QCELP	ADPCM	ADPCM	ADPCM
Speech rate (kbps)	7.95	13	8 (variable rate)	32	32	32
Speech Channel per RF Channel	8	8	13-40	1	8	12
Channel Bit Rate (kbps)	48.6	270.833	1228.8	72	640	1152
Channel Coding	1/2 rate convolutional	1/2 rate convolutional	1/2 rate forward, 1/3 rate reverse, CRC	None	CRC	CRC
Frame Duration (ms)	40	4.615	20	2	16	10

Tabla 2.7 Resumen de Estándar GSM 2G e inalámbricos empleados a nivel mundial

CAPITULO III Propuesta de Diseño y Descripción del Hardware

Introducción

En este capítulo se tratará lo relacionado con los criterios de diseño adoptados para el AETR propuesto. Básicamente se diseñará un dispositivo que tenga la capacidad de capturar señales en la banda de 2.4GHz y 900MHz, y por limitaciones de hardware, la información a presentar será de amplitud y frecuencia con opciones básicas de presentación.

La información a presentar, consistirá en la visualización del espectro para las bandas de operación de telefonía móvil y WI-FI, y el núcleo del dispositivo será el microcontrolador ATmega88 (para el procesamiento de las señales) y los transceptores CC2500 y CC1100 (para la captura de las ondas electromagnéticas de Radiofrecuencias); una de las ventajas más importantes del dispositivo propuesto, es que su construcción es de bajo costo comparado con los equipos comerciales disponibles en el mercado. El diseño propuesto incorpora módulos que facilitan la observación del espectro de señales de Radiofrecuencias WI-FI (a 2.4 GHz) y la banda de Telefonía móvil (a 900 MHz). Debido a las limitantes del software utilizado en este trabajo, el ancho de banda máximo que se puede observar es de 85MHz, para ambos sistemas de telecomunicaciones (el WI-FI y el de telefonía móvil). No obstante, las bandas de frecuencias que se podrán capturar se extenderá desde 2.400 a 2.485GHz, hasta el rango de 860 a 945MHz. Es importante mencionar que la programación del microcontrolador ATmega88 y la interfaz SPI (*Serial Peripheral Interface*) no forman parte del alcance de este trabajo, por lo cual, nos limitaremos a utilizar los resultados obtenidos por Scott Armitage, quien desde hace algunos años se ha dedicado a trabajar con los dispositivos antes citados y los resultados de sus investigaciones, se encuentran disponibles para su libre uso. Así mismo, se describirán las prestaciones técnicas más importantes del dispositivo, entre ellas: Ancho de banda (AB), sensibilidad etc., y posibilidades de aumentar la capacidad de desarrollo del AETR por medio de otra familia alternativa de microcontroladores.

3.1 Alternativas Analizadas

El primer diseño propuesto consistía en implementar circuitos de captura (tipo sintonizadores) y amplificadores de bajo ruido (LNA), osciladores locales (LO), downconverter (los cuales toman una señal de alta frecuencia y la convierten en una de baja frecuencia) y tarjeta de adquisición de datos NI USB 6210, la cual era utilizada para la visualización en la PC por medio de una interfaz en LabView. En el diagrama de bloques de la figura 3.1 se muestra el circuito implementado como una primera propuesta de diseño para la construcción del AETR.

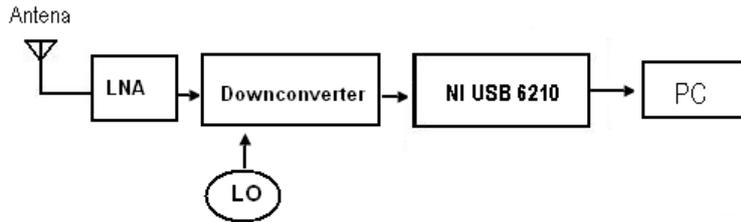


Figura 3.1 Diagrama de bloques del primer diseño implementado para el AETR

En un principio, se considero la posibilidad de utilizar como eje central una tarjeta fabricada por National Instruments NI USB 6210 ver figura 3.2, debido a su fácil uso y control por medio de aplicaciones en LabView. No obstante lo anterior, al analizar sus características técnicas, nos encontramos con las prestaciones mostradas en la tabla 3.1.



Figura 3.2 Tarjeta NI USB 6210

RESUMEN DE ESPECIFICACIONES	
GENERAL	
Tipo de Bus	USB
Soporte para Sistema Operativo	Windows
ENTRADA ANALÓGICA	
Número de Canales	16 SE / 8 DI
Velocidad de Muestreo	250 kS/s
Resolución	16 bits
Rango de Voltaje Máximo	-10..10 V
Precisión del Rango	2.69 mV
Sensibilidad del Rango	91.6 μV
Rango de Voltaje Mínimo	-200..200 mV
Precisión del Rango	0.088 mV

Sensibilidad del Rango	4.8 μV
Número de Rangos	4
Memoria Interna	4095 muestras
E/S DIGITAL	
Número de Canales	4 DI/4 DO
Niveles Lógicos	TTL
Máximo Rango de Entrada	0..5.25 V
Máximo Rango de Salida	0..5.25 V
Filtros de Entrada Programables	No
Capacidad de Corriente (Canal/Total)	16 mA/50 mA
CONTADORES/TEMPORIZADORES	
Resolución	32 bits
Frecuencia Máxima de la Fuente	80 MHz
Niveles Lógicos	TTL
Rango Máximo	0..5.25 V

Tabla 3.1 Características técnicas de la tarjeta NI USB 6210

Como podrá notarse de la tabla 3.1 la frecuencia máxima es de 80MHz, por lo tanto la respuesta en frecuencia no era la adecuada para el objetivo del trabajo debido a que se requerían visualizar espectros de frecuencias a 900MHz, no obstante se considero que utilizando circuitos convertidores de frecuencia o downconverter, se podría adecuar las señales para adaptarse a la tarjeta NI USB 6210, llevando las frecuencias desde los 900MHz hasta una frecuencia intermedia de 80MHz. Uno de los circuitos downconverter considerados, es el mostrado en la figura 3.3; dicho circuito proporcionaría una señal de frecuencia intermedia de 75MHz que luego se entregaría a la tarjeta NI USB 6210 para su posterior procesamiento, y con ello lograr visualizar su espectro por medio de una interfaz en LabView.

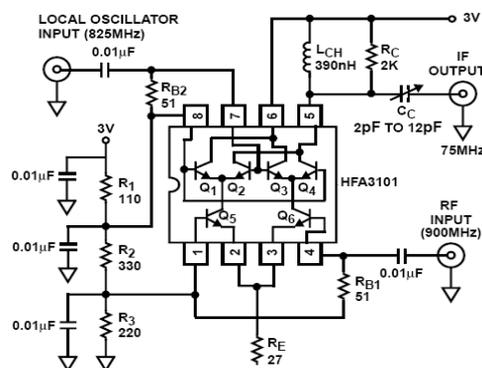


Figura 3.3 Esquemático del circuito Downconverter para la banda de 900MHz

Del circuito mostrado en la figura 3.3 podemos observar que la entrada marcada como Local Oscillator requería un oscilador de 825MHz, el cual no se disponía en el laboratorio para la realización de pruebas y poder llevar a cabo su implementación.

La implementación del Downconverter requeríamos de dispositivos tales como la bobina L_{CH} de 390nH el cual, por su valor de inductancia en el mercado solo se encontraban de tecnología superficial como se muestra en la figura 3.3, así mismo otros elementos de montaje superficial como el HFA3101, los capacitores y resistencias; la tecnología disponible para el montaje de estos elementos no se encuentra disponible en la escuela de Ingeniería Eléctrica. Sin embargo se intento implementar obteniendo resultados no satisfactorios.

Modulo ATmega88 (Analizador de espectros de bajo costo para la banda de 2.4GHz)

Seguidamente se analizo una segunda alternativa lográndose encontrar un analizador de espectro de bajo costo, el cual originalmente estaba diseñado para la captura de señales en la banda de 2.4GHz, no obstante al observar su filosofía de trabajo la cual se muestra en la figura 3.4, este modulo está formado por la parte de RF diseñada para la banda de 2.4GHz, el Transceptor CC2500, el microcontrolador ATmega88, CP2102 y el puerto USB. Además se logro identificar que al modificar el modulo de captura de la parte de RF (circuitos tanques de acoplamiento) y el transceptor, se observo que perfectamente podría adaptarse para la captura del espectro de señales a 900MHz.

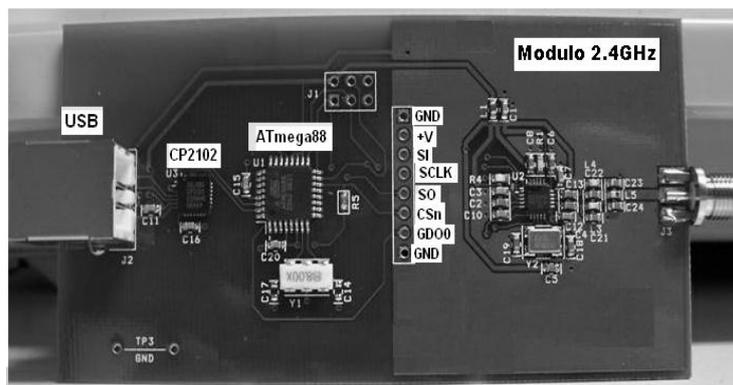


Figura 3.4 Alternativa de diseño del AETR

Adicionalmente el analizador de espectro de bajo costo antes mencionado posee las características siguientes:

- *Sensibilidad*
La sensibilidad de un dispositivo, sea este un receptor de comunicaciones, es la mínima magnitud en la señal de entrada requerida para producir una determinada magnitud en la señal de salida. Para el diseño del AETR construido la mínima magnitud de sensibilidad será de -120dBm y una máxima de $+20\text{dBm}$.
- *Rango de frecuencia*
El rango de frecuencia para el cual la limitante será el software implementado para el AETR, este será: para la banda de 900MHz será de 860-945MHz y para la banda de 2.4GHz será de 2.400-2.485GHz, esto implica un ancho de banda para cada una de 85MHz.
- *Procesamiento matemático*
Este consiste en la implementación de la Transformada Rápida de Fourier (FFT), como se menciona en el capítulo I, esta realiza por medio de software un procesamiento matemático reduciendo considerablemente el número de cálculos, esta aplicación es propia del software de aplicación del AETR
- *Señal entregada*
El AETR nos proporciona una visualización del espectro de frecuencia para la banda especificada (900MHz o 2.4GHz), este muestra sobre el eje vertical

información de la magnitud en dBm y sobre el eje horizontal la frecuencia de la señal. Además los datos pueden almacenarse y obtener los valores máximos del espectro.

- **Interfaz grafica**

La interfaz mostrada por el AETR consiste en una ventana de visualización del espectro de frecuencia de la señal, esta contiene opciones básicas para poder observar los valores de interés de una gama de frecuencias. En la figura 3.5 se muestra la interfaz grafica mostrada por el AETR construido.

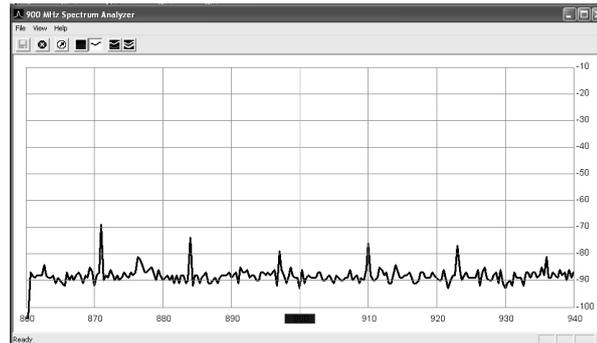


Figura 3.5 Interfaz grafica presentada por el AETR

A continuación después de haber tomado una decisión y utilizar como base el Modulo analizador de espectro de bajo costo (ver figura 3.4), el diseño en bloques a implementar del AETR se muestra en la figura 3.6:

- **Antenas**
- **Módulos de 900 MHz y 2.4 GHz**
- **Microinterruptor (SW)**
- **Microcontrolador Atmega88**
- **CP2102**
- **Puerto USB**

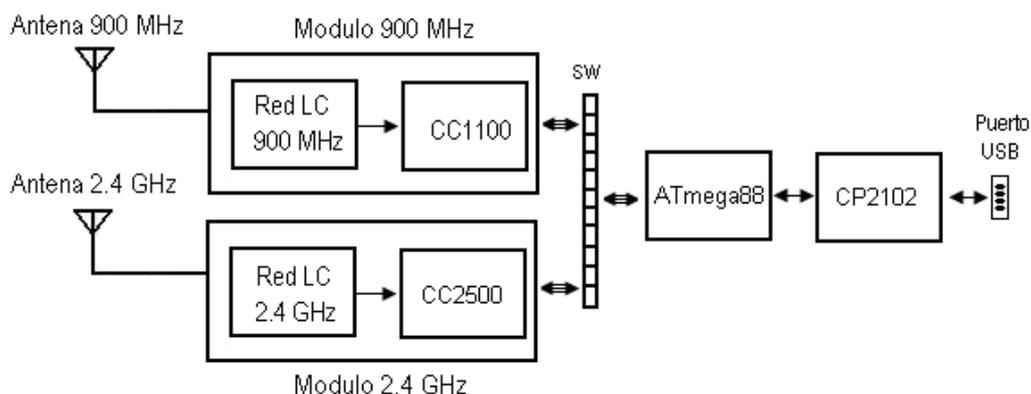


Figura 3.6 Diagrama de bloques del segundo diseño implementado para el AETR

3.1.1 Antena para la banda de 900 MHz

La antena que se considero adecuada para un perfecto funcionamiento del AETR, debía de cumplir un excelente desempeño, mayor ancho de banda posible, bajo costo y frecuencia central cercana a la banda de operación, la antena 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda con conector SMA satisfacía estas características por lo que se tomo la decisión de implementarla en el diseño del AETR. A continuación se mencionaran las características más importantes por las cuales se adopto esta antena.

3.1.2 Características y Especificaciones Eléctricas de la Antena para la banda de 900MHz

Algunas características son las siguientes:

- Excelente desempeño
- Patrón Omni-direccional
- Robusta y resistente a los daños
- Conector RP-SMA macho

Algunas de las especificaciones eléctricas son:

- Frecuencia central de 916MHz
- Ancho de Banda 150MHz
- $\frac{1}{4}$ de longitud de Onda
- VSWR < 1.7 en el centro
- Impedancia de 50 Ohmios

En la figura 3.7 se muestra la antena con sus dimensiones típicas en pulgadas y en milímetros (mm).



Figura 3.7 Dimensiones de Antena 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda SMA

Polarización de la antena

La polarización se refiere a la característica del campo eléctrico de una onda radioeléctrica. Una antena paralela a la superficie de la tierra produce ondas radioeléctricas de polarización horizontal.

Una antena perpendicular a la superficie de la tierra (a un ángulo de 90°) produce ondas polarizadas verticalmente.

Patrones de radiación de la Antena de 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda se muestran en la figura 3.8.

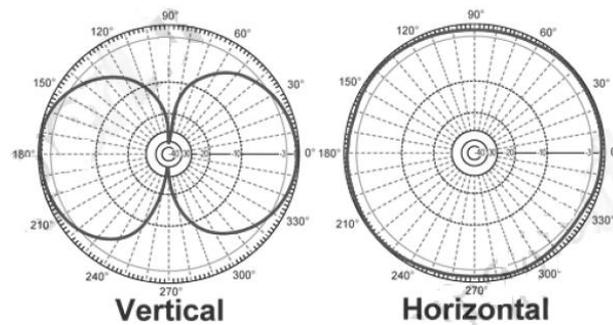


Figura 3.8 Patrones de radiación de la Antena 900MHz $\frac{1}{4}$ longitud de onda en las diferentes polarizaciones.

3.1.3 Antena 2.4 GHz

La Antena 2.4GHz $\frac{1}{2}$ longitud de onda RP/SMA es el tipo de antena ideal para estas aplicaciones debido a su bajo costo y robustez y su frecuencia central, la convierten en ideal para la banda de 2.4GHz, a continuación se describirán las características por las cuales se adopto esta antena.

3.1.4 Características y Especificaciones Eléctricas de la Antena 2.4GHz

Algunas características son las siguientes:

- Excelente desempeño
- Patrón Omni-direccional
- Robusta y resistente a los daños
- Conector RP-SMA

Algunas de las especificaciones eléctricas son:

- Frecuencia central de 2.45 GHz
- Ancho de Banda 120 MHz
- Media longitud de Onda
- VSWR < 1.7 en el centro
- Impedancia de 50 Ohmios
- Ganancia de 2.90 dBi
- Conector RP-SMA

En la figura 3.9 se muestra la antena con sus dimensiones típicas en pulgadas y en milímetros (mm).

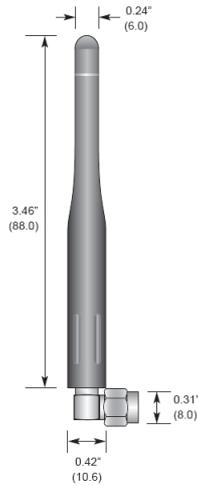


Figura 3.9 Dimensiones de la Antena 2.4GHz $\frac{1}{2}$ longitud de onda RP/SMA

3.1.5 Representación del Patrón de Radiación con polaridad vertical y horizontal de la Antena 2.4GHz

Polarización de la antena

La polarización se refiere a la característica del campo eléctrico de una onda radioeléctrica. Una antena paralela a la superficie de la tierra produce ondas radioeléctricas de polarización horizontal.

Una antena perpendicular a la superficie de la tierra (a un ángulo de 90°) produce ondas polarizadas verticalmente.

El patrón de radiación Azimut de la antena con polaridad vertical se muestra en la figura 3.10, donde se obtiene la máxima ganancia absoluta de -0.50 dBi.

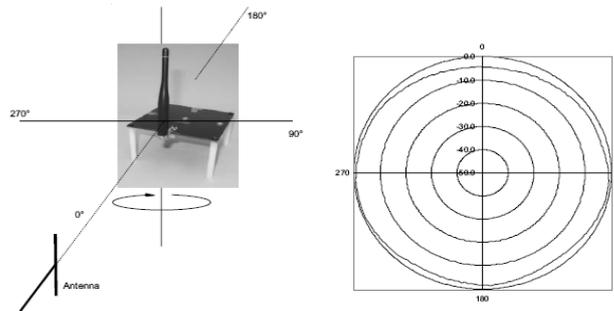


Figura 3.10 Polaridad vertical y patrón de radiación azimut de la Antena 2.4GHz $\frac{1}{2}$ longitud de onda RP/SMA

El patrón de radiación de elevación con polaridad horizontal se muestra en la figura 3.11, donde la máxima ganancia absoluta en ese plano es de 2.90 dBi.

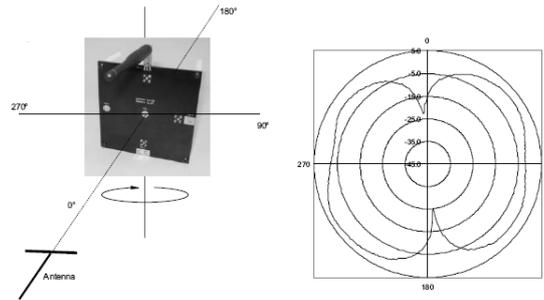


Figura 3.11 Polaridad horizontal y patrón de radiación de elevación de la Antena 2.4GHz $\frac{1}{2}$ longitud de onda RP/SMA

3.2 Módulos 900 MHz y 2.4 GHz

Modulo de 900 MHz:

La aplicación de este modulo consiste en una perfecta adaptación con el modulo de 2.4GHz, este puede controlarse a través de una interfaz SPI al igual que el modulo de 2.4GHz, además está compuesto por una red LC, la cual es utilizada con la composición de filtros y circuitos Balun específicamente para la banda de 900 MHz, además este modulo está compuesto por el Transceptor CC1100, su aplicación se debe a su alta sensibilidad y es indicado para estas aplicaciones. El límite de frecuencias de operación de este Transceptor es de 300MHz a 1GHz. A continuación se describirá este modulo donde se mencionaran las características más importantes las cuales han llevado a ser posible la construcción del AETR para la banda de 900 MHz.

Debido a los niveles de frecuencia a los cuales se requería un alto grado de consideraciones a la hora de la construcción de circuitos para este nivel de frecuencias, se considero la alternativa de adquirir un modulo de evaluación (EM), diseñado y construido por TI. A continuación se describirá el EM adquirido para la banda de telefonía móvil.

En la figura 3.12 se muestra la vista superior del EM empleado para la banda de telefonía móvil, este está compuesto por el conector SMA hembra para su antena, red LC (balun y filtros) y el transceptor CC1100.

En la figura 3.13 se muestra la parte inferior de la figura 3.12, como se observa contiene los pines donde se puede elaborar la comunicación vía SPI con el transceptor CC1100. En las tablas 3.2 y 3.3 se muestra la configuración del pinout para una respectiva comunicación vía SPI con el microcontrolador ATmega88.

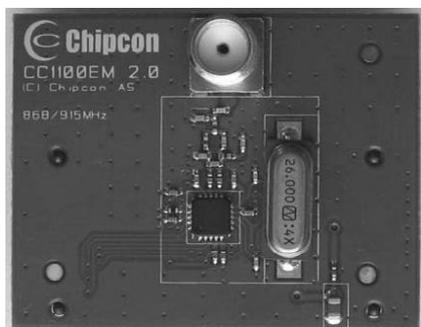


Figura 3.12 Vista superior del Modulo de Evaluación del CC1100

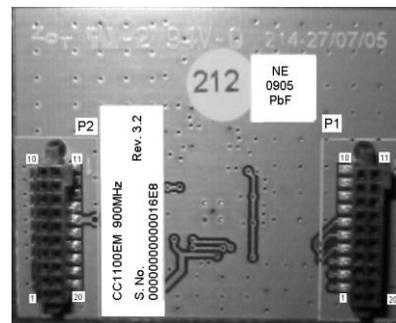


Figura 3.13 Vista inferior del Modulo de Evaluación CC1100

P2

01	GND
02	N/C
03-10	GND
11-13	N/C
14-15	Vcc
16-20	N/C

Tabla 3.2 Pinout de alimentación del modulo CC1100 (3.3V y GND)

P1

01	SO
02	SI
03	SCLK
04	CSn
05	GDO2
06	GDO0 / ATEST
07-10	N/C
11	GND
12-19	N/C
20	GND

Tabla 3.3 Pinout para interfaz SPI del Modulo CC1100

En forma esquemática, en la figura 3.14 se muestra el esquema de la conexión de la red LC y el Transceptor CC1100 mostrados en la vista superior de la figura 3.12, los cuales son utilizados en el AETR para la banda de 900 MHz.

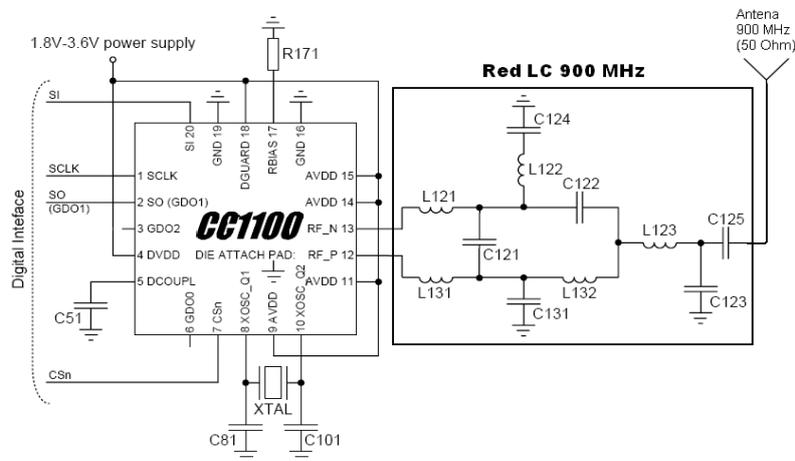


Figura 3.14 Esquema de conexión del EM de 900MHz

3.2.1 Red LC 900 MHz

Esta red consiste en un circuito adaptador de impedancia diseñado especialmente para la banda de 900MHz, este convierte líneas de transmisión simétricas en asimétricas llamado balun de RF, donde la unión los componentes (L121, L131, C121, L122, C131, C122 y L132, ver figura 3.9) entre los pines RF_N(13) / RF_P(12) y el punto donde se suman las dos señales forman un balun que convierte la señal de RF diferencial sobre una sola Terminal de señal RF del CC1100, además el capacitor C124 son necesarios ya que es utilizado para el bloqueo de DC. Toda esta conversión de señales se hace posible debido al balun, junto a una adecuada red LC y una antena con una impedancia de 50 Ω (o Cable).

La red que forma el circuito balun, los valores de los componentes del filtro LC (L123 y C123) y su colocación son importantes para mantener un rendimiento optimizado de esta red LC. Por otra parte, para el Oscilador de cristal externo (XTAL) se utilizan dos capacitores (C81 y C101) y la R171 produce una corriente de referencia interna en el CC1100. En la tabla 3.4 se muestran los valores de los elementos que forman la red LC para el modulo de 900 MHz.

Componente	Valor
C51	100nF \pm 10%, 0402 X5R
C81	27pF \pm 5%, 0402 NPO
C101	27pF \pm 5%, 0402 NPO
C121	1.0pF \pm 0.25pF, 0402 NPO
C122	1.5pF \pm 0.25pF, 0402 NPO
C123	1.8pF \pm 0.25pF, 0402 NPO
C124	100pF \pm 5%, 0402 NPO
C125	100pF \pm 5%, 0402 NPO
C131	1.5pF \pm 0.25pF, 0402 NPO
L121	12nH \pm 5%, 0402 monolithic
L122	18nH \pm 5%, 0402 monolithic
L123	6.2nH \pm 5%, 0402 monolithic
L131	12nH \pm 5%, 0402 monolithic
L132	18nH \pm 5%, 0402 monolithic
R171	56k Ω \pm 1%, 0402
XTAL	26.0MHz surface mount crystal

Tabla 3.4 Elementos utilizados en la red LC

3.2.2 Modulo de 2.4 GHz

Este modulo ha s está compuesto por una red LC, la cual es utilizada con la composición de filtros y circuitos Balun específicamente para la banda de operación de 2.4 GHz, además este modulo está compuesto por el Transceptor CC2500, su aplicación se debe a su alta sensibilidad, indicado precisamente para la banda de operación de Redes WI-FI. El límite de frecuencias de operación de este Transceptor es de 2400 MHz a 2483.5 MHz. La implementación de este modulo, consiste en que proporciona un software libre y sus características son optimas para la implementación de extensión de módulos transceptores de chipcon (CCxx00), además el software de aplicación ofrece flexibilidad en sobre la ventana de visualización del espectro.

A continuación se describirá este modulo donde se mencionaran las características más importantes las cuales han llevado a ser posible la construcción del AETR para la banda de operación de 2.4 GHz. En la figura 3.15 se muestra el modulo de para la banda de operación de 2.4GHz.

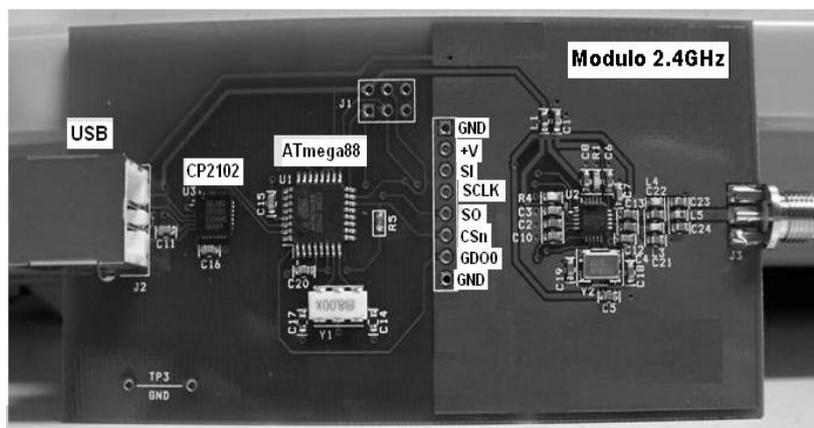


Figura 3.15 Modulo 2.4GHz con Microcontrolador, Atmega88 y CP2102

Por otra parte, para el Oscilador de cristal externo (XTAL) se utilizan dos capacitores (C81 y C101) y la R171 produce una corriente de referencia interna en el CC2500.

3.2.3 Red LC 2.4 GHz

Esta red consiste en un circuito adaptador de impedancia que convierte líneas de transmisión simétricas en asimétricas llamado balun de RF, donde los componentes juntos (C122, C132, L121 y L131, ver fig. 3.11) entre los pines RF_N / RF_P y el punto donde se suman las dos señales forman un balun que convierte la señal de RF diferencial sobre una sola terminal de señal RF del CC2500. Los capacitores C121y C131son necesarios en la red para el bloque de DC.

Toda esta conversión de señales se hace posible debido al balun, junto a una adecuada red LC y una antena con una impedancia de 50 Ω (o Cable).

El balun, los valores de los componentes del filtro LC y su colocación son importantes para mantener un rendimiento optimizado de esta red LC.

La descripción de los componentes y valores sugeridos de la red LC para 2.4 GHz se especifican en la tabla 3.5 que se muestra a continuación.

Componentes	Descripción	Valor
C121/C131	RF balun capacitores de bloqueo DC	100 pF \pm 5%
C122/C132	RF balun	1.0 pF \pm 0.25 pF
C123/C124	RF LC filter / capacitors	1.8 pF \pm 0.25 pF/1.5 pF \pm 0.25 pF,
L121/L131	RF balun / inductores (multi-capas y bajo costo)	1.2 nH \pm 0.3 nH, monolítico
L122	RF LC filter inductores (multi-capas y bajo costo)	1.2 nH \pm 0.3 nH, monolítico

Tabla 3.5 Descripción de los componentes de la red LC

El circuito completo de la red LC se muestra en la figura 3.16 y la alternativa de sustituirlo por un dipolo doblado.

En forma esquemática, en la figura 3.16 se muestra el esquema de la conexión de la red LC indicada para el Transceptor CC2500 utilizada para la banda de operación 2.4 GHz.

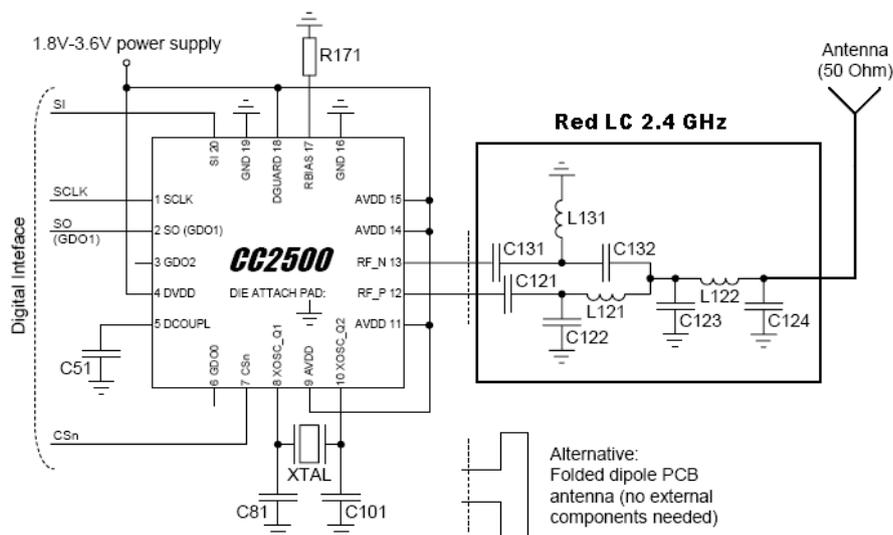


Fig. 3.16 Red LC para el modulo de 2.4 GHz

3.2.4 El Transceptor CC1100

Descripción

El transceptor CC1100 es un dispositivo que realiza, dentro de una misma caja o chasis, funciones tanto de transmisión como de recepción, utilizando componentes de circuito comunes para ambas funciones. Dado que determinados elementos se utilizan tanto para la transmisión como para la recepción, la comunicación que provee un transceptor solo

puede ser semiduplex, lo que significa que pueden enviarse señales entre dos terminales en ambos sentidos, pero no simultáneamente.

En la figura 3.17 se muestra el transceptor CC1100.

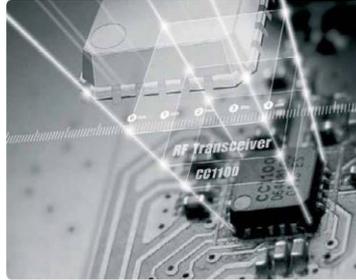


Figura 3.17 Transceptor CC1100

El transceptor CC1100 es un dispositivo de bajo costo, bajo consumo de potencia, diseñado para aplicaciones inalámbricas en la ISM (Industrial, Científico y Médico), opera en las bandas de frecuencias 315, 433, 868, and 915 MHz, pero puede ser fácilmente programado para la banda de frecuencias 300-348 MHz, 400-464 MHz and 800-928, además es un dispositivo de corto alcance (SRD).

El transceptor de RF se integra con un módem configurable la cual soporta varios formatos de modulación y una velocidad de transmisión de datos de hasta 500 kBaud.

El CC1100 ofrece un soporte amplio de hardware para el manejo de paquetes de datos, transmisión de datos en ráfaga (Burst), canal de evaluación y la indicación de calidad de enlace, (para mayor detalle ver anexo).

3.2.4.1 Características de Funcionamiento RF

- Alta sensibilidad (-111 dBm a 1.2 kBaud, 1% tasa de error de paquetes).
- Bajo consumo de corriente (14,4 mA en RX, a 1.2 kBaud, límite muy por encima de la sensibilidad de entrada).
- Potencia de salida programable de hasta +10 dBm para todos los soportes de frecuencias.
- Excelente receptor de selectividad.
- Velocidad programable de transmisión de datos de 1,2 a 500 Kbaud.
- Bandas de frecuencia: 300-348 MHz, 400-464 y 800-928 MHz

3.2.4.2 Características Analógicas

- Soportes 2-FSK, GFSK, y MSK
- Apto para saltos de frecuencias y un sistema multicanal debido a un rápido sintetizador de frecuencia con un tiempo de 90µs.
- Compensación automática de frecuencias (AFC) se puede utilizar para ajustar la frecuencia recibida del sintetizador.
- Sensor de temperatura analógico integrado.

3.2.4.3 Características Digitales

- Eficiente interfaz SPI: Todos los registros pueden ser programados con el modo de transferencia en “ráfagas” (Burst).
- Salida digital RSSI.
- Programable ancho de banda de canal de filtro.
- Programable indicador de Carrier Sense (CS)
- Flexible soporte de paquetes orientado a Sistemas: On-chip Detección de la palabra de sincronización, comprobación de dirección, longitud de paquetes flexibles y el manejo automática de CRC.

3.2.4.4 Características de Baja Potencia

- Consumo de corriente en modo de reposo 400nA.
- Tiempo de inicio rápido: 240 μ s del modo de reposo a modo RX o TX.
- Separación de 64 byte de los datos FIFOs en RX y TX (se habilita el modo de transferencia Burst).

3.2.4.5 Características Generales

- Pocos componentes externos: El sintetizador de frecuencia de on-chip completo, no necesita ningún filtro externo o interruptor de RF.
- Empaquetado Verde: RoHS dócil y ningún antimonio o bromo.
- Tamaño Pequeño (Tipo de empaquetado QLP de 4x4 mm, 20 pines).

3.2.4.6 Aplicaciones

- Aplicaciones Inalámbricas en las Bandas 300, 400, 800 y 900MHz ISM / SRD.
- Consumo electrónico.
- Permitido a los mandos a distancia RF

A continuación se describirán brevemente las características principales del CC1100:

3.2.4.7 Valores máximos absolutos

Como todo dispositivo eléctrico debe cumplirse ciertas restricciones de uso, en la tabla 3.6 muestra los niveles máximos absolutos que bajo ninguna circunstancia estos valores deben violarse. Si la tensión de uno de los valores mostrados es excedida, puede causar el daño permanente al dispositivo.

Parameter	Min	Max	Units	Condition
Supply voltage	-0.3	3.9	V	All supply pins must have the same voltage
Voltage on any digital pin	-0.3	VDD+0.3 max 3.9	V	
Voltage on the pins RF_P, RF_N, and DCOUPL	-0.3	2.0	V	
Voltage ramp-up rate		120	kV/ μ s	
Input RF level		+10	dBm	
Storage temperature range	-50	150	$^{\circ}$ C	
Solder reflow temperature		260	$^{\circ}$ C	According to IPC/JEDEC J-STD-020C
ESD		<500	V	According to JEDEC STD 22, method A114, Human Body Model

Tabla 3.6 Niveles de Voltajes de operación del CC1100

3.2.4.8 Condiciones de Operación

Las condiciones de operación del CC1100 se muestran en la tabla 3.7

Parameter	Min	Max	Unit	Condition
Operating temperature	-40	85	°C	
Operating supply voltage	1.8	3.6	V	All supply pins must have the same voltage

Tabla 3.7 Condiciones de operación del CC1100

3.2.4.9 Características generales de operación

Las características de operación del CC1100 se muestran en la tabla 3.7b

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Condition/Note
Frequency range	300		348	MHz	
	400		464	MHz	
	800		928	MHz	
Data rate	1.2		500	kBaud	2-FSK
	1.2		250	kBaud	GFSK, OOK, and ASK
	26		500	kBaud	(Shaped) MSK (also known as differential offset QPSK) Optional Manchester encoding (the data rate in kbps will be half the baud rate)

Tabla 3.7b Características de operación del CC1100

3.2.4.10 Características Eléctricas

En la tabla 3.8 se muestran las características eléctricas de operación del CC1100 para las bandas de frecuencias 800 y 900 MHz

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Condition/Note
868 MHz, 1.2 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (2-FSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 5.2 kHz deviation, 58 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-111		dBm	Sensitivity can be traded for current consumption by setting MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1. The typical current consumption is then reduced from 17.7 mA to 15.4 mA at sensitivity limit. The sensitivity is typically reduced to -109 dBm
Saturation		-15		dBm	
Adjacent channel rejection		33		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 100 kHz channel spacing
Alternate channel rejection		33		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 100 kHz channel spacing
					See Figure 25 for plot of selectivity versus frequency offset
Image channel rejection, 868MHz		30		dB	IF frequency 152 kHz Desired channel 3 dB above the sensitivity limit.
868 MHz, 38.4 kBaud data rate (2-FSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 20 kHz deviation, 100 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-103		dBm	
Saturation		-16		dBm	
Adjacent channel rejection		20		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 200 kHz channel spacing
Alternate channel rejection		28		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 200 kHz channel spacing
					See Figure 26 for plot of selectivity versus frequency offset
Image channel rejection, 868MHz		23		dB	IF frequency 152 kHz Desired channel 3 dB above the sensitivity limit.

Tabla 3.8 Características eléctricas del CC1100

Continuación tabla 3.8

868 MHz, 250 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (MSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 540 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-93		dBm	Sensitivity can be traded for current consumption by setting MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1. The typical current consumption is then reduced from 18.8 mA to 16.4 mA at sensitivity limit. The sensitivity is typically reduced to -91 dBm
Saturation		-16		dBm	
Adjacent channel rejection		24		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 750 kHz channel spacing
Alternate channel rejection		37		dB	Desired channel 3 dB above the sensitivity limit. 750 kHz channel spacing
					See Figure 27 for plot of selectivity versus frequency offset
Image channel rejection, 868MHz		14		dB	IF frequency 254 kHz Desired channel 3 dB above the sensitivity limit.
868 MHz, 500 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1 cannot be used for data rates > 250 kBaud) (MSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 812 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-88		dBm	
868 MHz, 250 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (OOK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 540 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-86		dBm	
915 MHz, 1.2 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (2-FSK, 5.2kHz deviation, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 58 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-111		dBm	Sensitivity can be traded for current consumption by setting MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1. The typical current consumption is then reduced from 17.7 mA to 15.4 mA at sensitivity limit. The sensitivity is typically reduced to -109 dBm
915 MHz, 38.4 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (2-FSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 20 kHz deviation, 100 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-104		dBm	
915 MHz, 250 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (MSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 540 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-93		dBm	Sensitivity can be traded for current consumption by setting MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1. The typical current consumption is then reduced from 18.8 mA to 16.4 mA at sensitivity limit. The sensitivity is typically reduced to -92 dBm
915 MHz, 500 kBaud data rate, sensitivity optimized, MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=0 (MDMCFG2.DEM_DCFILT_OFF=1 cannot be used for data rates > 250 kBaud) (MSK, 1% packet error rate, 20 bytes packet length, 812 kHz digital channel filter bandwidth)					
Receiver sensitivity		-87		dBm	

Tabla 3.8 Características eléctricas del CC1100

3.2.4.11 Características de DC del CC1100

En la tabla 3.9 se muestran las características DC del CC1100

Digital Inputs/Outputs	Min	Max	Unit	Condition
Logic "0" input voltage	0	0.7	V	
Logic "1" input voltage	VDD-0.7	VDD	V	
Logic "0" output voltage	0	0.5	V	For up to 4 mA output current
Logic "1" output voltage	VDD-0.3	VDD	V	For up to 4 mA output current
Logic "0" input current	N/A	-50	nA	Input equals 0V
Logic "1" input current	N/A	50	nA	Input equals VDD

Tabla 3.9 Características DC

3.2.4.12 Configuración de Pines del CC1100

La figura 3.18 muestra la vista superior del pinout del CC1100

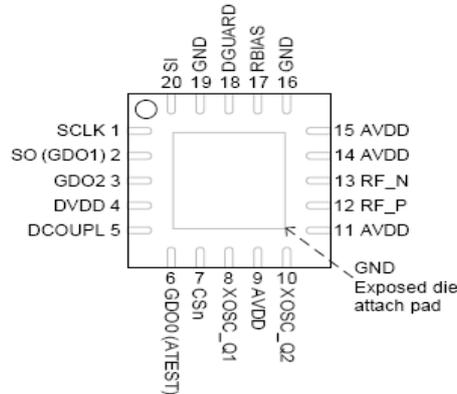


Figura 3.18 Vista superior del Pinout del CC1100

En la siguiente tabla 3.10 se muestra la descripción del Pinout del CC1100

Pin #	Pin name	Pin type	Description
1	SCLK	Digital Input	Serial configuration interface, clock input
2	SO (GDO1)	Digital Output	Serial configuration interface, data output. Optional general output pin when CSn is high
3	GDO2	Digital Output	Digital output pin for general use: <ul style="list-style-type: none"> • Test signals • FIFO status signals • Clear Channel Indicator • Serial output RX data
4	DVDD	Power (Digital)	1.8-3.6 V digital power supply for digital I/O's and for the digital core voltage regulator
5	DCOUPL	Power (Digital)	1.6-2.0 V digital power supply output for decoupling. NOTE: This pin is intended for use with the CC1100 only. It can not be used to provide supply voltage to other devices.
6	GDO0 (ATEST)	Digital I/O	Digital output pin for general use: <ul style="list-style-type: none"> • Test signals • FIFO status signals • Clear Channel Indicator • Serial output RX data • Serial input TX data Also used as analog test I/O for prototype/production testing
7	CSn	Digital Input	Serial configuration interface, chip select
8	XOSC_Q1	Analog I/O	Crystal oscillator pin 1, or external clock input
9	AVDD	Power (Analog)	1.8-3.6 V analog power supply connection
10	XOSC_Q2	Analog I/O	Crystal oscillator pin 2
11	AVDD	Power (Analog)	1.8-3.6 V analog power supply connection
12	RF_P	RF I/O	Positive RF input signal to LNA in receive mode Positive RF output signal from PA in transmit mode
13	RF_N	RF I/O	Negative RF input signal to LNA in receive mode Negative RF output signal from PA in transmit mode
14	AVDD	Power (Analog)	1.8-3.6 V analog power supply connection
15	AVDD	Power (Analog)	1.8-3.6 V analog power supply connection
16	GND	Ground (Analog)	Analog ground connection
17	RBIAS	Analog I/O	External bias resistor for reference current
18	DGUARD	Power (Digital)	Power supply connection for digital noise isolation
19	GND	Ground (Digital)	Ground connection for digital noise isolation
20	SI	Digital Input	Serial configuration interface, data input

Tabla 3.10 Descripción del Pinout del CC1100

3.2.5 El transceptor *CC2500*

Descripción

El transceptor *CC2500* es un dispositivo que realiza, dentro de una misma caja o chasis, funciones tanto de transmisión como de recepción, utilizando componentes de circuito comunes para ambas funciones. Dado que determinados elementos se utilizan tanto para la transmisión como para la recepción, la comunicación que provee un transceptor solo puede ser semiduplex, lo que significa que pueden enviarse señales entre dos terminales en ambos sentidos, pero no simultáneamente. En la figura 3.19 se muestra el Transceptor *CC2500*.



Figura 3.19 Transceptor *CC2500*

El transceptor *CC2500* es un dispositivo de bajo costo y bajo consumo de potencia, diseñado para aplicaciones inalámbricas, pensado para 2400-2483.5 MHz y bandas de frecuencia ISM (Industrial, Científico y Médico), además es un dispositivo de corto alcance (SRD).

El transceptor de RF se integra con un módem configurable la cual soporta varios formatos de modulación y una velocidad de transmisión de datos de hasta 500 kBaud.

El *CC2500* ofrece un soporte amplio de hardware para el manejo de paquetes de datos, transmisión de datos en ráfaga (Burst), canal de evaluación, enlace de indicación de calidad de la señal.

3.2.5.1 Características de Funcionamiento en RF

- Alta sensibilidad (-104 dBm en el 2.4 kBaud, 1% tasa de error de paquetes)
- Bajo consumo de corriente (13.3 mA en RX, 250 kBaud, límite muy por encima de la sensibilidad de entrada)
- Potencia de salida programable de hasta +1 dBm
- Excelente receptor de selectividad y bloqueo rendimiento
- Velocidad programable de transmisión de datos de 1.2 a 500 Kbaud
- Rango de frecuencia: 2400 – 2483.5 MHz

3.2.5.2 Características Analógicas

- Soportes OOK, 2-FSK, GFSK, y MSK
- Apto para saltos de frecuencias y un sistema multicanal debido a un rápido sintetizador de frecuencia con un tiempo de 90µs.
- Compensación automática de frecuencias (AFC) se puede utilizar para ajustar la frecuencia recibida del sintetizador.
- Sensor de temperatura analógico integrado.

3.2.5.3 Características Digitales

- Eficiente interfaz SPI: Todos los registros pueden ser programados con el modo de transferencia en “ráfagas” (Burst).
- Salida digital RSSI.
- Programable ancho de banda de canal de filtro.
- Programable indicador de Carrier Sense (CS)
- Flexible soporte de paquetes orientado a Sistemas: On-chip Detección de la palabra de sincronización, comprobación de dirección, longitud de paquetes flexibles y el manejo automática de CRC.

3.2.5.4 Características de Baja Potencia

- Consumo de corriente en modo de reposo 400nA.
- Tiempo de inicio rápido: 240 μ s del modo de reposo a modo RX o TX.
- Separación de 64 byte de los datos FIFOs en RX y TX (se habilita el modo de transferencia Burst).

3.2.5.5 Características Generales

- Pocos componentes externos: El sintetizador de frecuencia de on-chip completo, no necesita ningún filtro externo o interruptor de RF.
- Empaquetado Verde: RoHS dócil y ningún antimonio o bromo.
- Tamaño Pequeño (Tipo de empaquetado QLP de 4x4 mm, 20 pines).

3.2.5.6 Aplicaciones

- Banda 2400-2483.5 MHz ISM / SRD.
- Consumo electrónico.
- Controladores de juegos inalámbricos (Wireless).
- Audio Wireless
- Teclados y ratones inalámbricos
- Permitido a los mandos a distancia RF

3.2.5.7 Valores máximos absolutos

Bajo ninguna circunstancia los valores máximos absolutos mostrados en la tabla 3.11 deben violarse. Si la tensión de uno de estos valores mostrados es excedida, puede causar el daño permanente al dispositivo.

Parameter	Min	Max	Unit	Condition
Supply voltage	-0.3	3.9	V	All supply pins must have the same voltage
Voltage on any digital pin	-0.3	VDD+0.3, max 3.9	V	
Voltage on the pins RF_P, RF_N and DCOUPL	-0.3	2.0	V	
Voltage ramp-up rate		120	kV/ μ s	
Input RF level		+10	dBm	
Storage temperature range	-50	150	$^{\circ}$ C	
Solder reflow temperature		260	$^{\circ}$ C	According to IPC/JEDEC J-STD-020D
ESD		<500	V	According to JEDEC STD 22, method A114, Human Body Model

Tabla 3.11 Valores máximos absolutos del CC2500

3.2.5.8 Condiciones de Operación

Las condiciones de operación del CC2500 se muestran en la tabla 3.12

Parameter	Min	Max	Unit	Condition
Operating temperature	-40	85	$^{\circ}$ C	
Operating supply voltage	1.8	3.6	V	All supply pins must have the same voltage

Tabla 3.12 Condiciones de operación del CC2500

3.2.5.9 Características generales de operación

Las características de operación del CC2500 se muestran en la tabla 3.13

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Condition/Note
Frequency range	2400		2483.5	MHz	There will be spurious signals at $n/2$ crystal oscillator frequency (n is an integer number). RF frequencies at $n/2$ crystal oscillator frequency should therefore be avoided (e.g. 2405, 2418, 2431, 2444, 2457, 2470 and 2483 MHz when using a 26 MHz crystal).
Data rate	1.2		500	kBaud	2-FSK
	1.2		250	kBaud	GFSK and OOK
	26		500	kBaud	(Shaped) MSK (also known as differential offset QPSK)
					Optional Manchester encoding (the data rate in kbps will be half the baud rate).

Tabla 3.13 Características de operación del CC2500

3.2.5.10 Configuración de Pines del CC2500

En la figura 3.20 se muestra la vista superior del pinout del CC2500

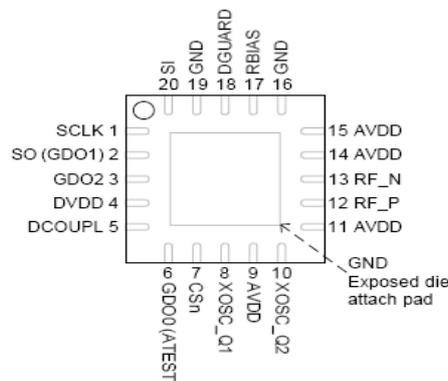


Figura 3.20 Vista superior del Pinout del CC2500

En la siguiente tabla 3.14 se muestra la descripción del Pinout del CC2500

Pin #	Pin name	Pin type	Description
1	SCLK	Digital Input	Serial configuration interface, clock input
2	SO (GDO1)	Digital Output	Serial configuration interface, data output. Optional general output pin when CSn is high
3	GDO2	Digital Output	Digital output pin for general use: <ul style="list-style-type: none"> • Test signals • FIFO status signals • Clear Channel Indicator • Clock output, down-divided from XOSC • Serial output RX data
4	DVDD	Power (Digital)	1.8 - 3.6 V digital power supply for digital I/O's and for the digital core voltage regulator
5	DCOUP	Power (Digital)	1.6 - 2.0 V digital power supply output for decoupling. NOTE: This pin is intended for use with the CC2500 only. It can not be used to provide supply voltage to other devices.
6	GDO0 (ATEST)	Digital I/O	Digital output pin for general use: <ul style="list-style-type: none"> • Test signals • FIFO status signals • Clear Channel Indicator • Clock output, down-divided from XOSC • Serial output RX data • Serial input TX data Also used as analog test I/O for prototype/production testing
7	CSn	Digital Input	Serial configuration interface, chip select
8	XOSC_Q1	Analog I/O	Crystal oscillator pin 1, or external clock input
9	AVDD	Power (Analog)	1.8 - 3.6 V analog power supply connection
10	XOSC_Q2	Analog I/O	Crystal oscillator pin 2
11	AVDD	Power (Analog)	1.8 - 3.6 V analog power supply connection
12	RF_P	RF I/O	Positive RF input signal to LNA in receive mode Positive RF output signal from PA in transmit mode
13	RF_N	RF I/O	Negative RF input signal to LNA in receive mode Negative RF output signal from PA in transmit mode
14	AVDD	Power (Analog)	1.8 - 3.6 V analog power supply connection
15	AVDD	Power (Analog)	1.8 - 3.6 V analog power supply connection
16	GND	Ground (Analog)	Analog ground connection
17	RBIAS	Analog I/O	External bias resistor for reference current
18	DGUARD	Power (Digital)	Power supply connection for digital noise isolation
19	GND	Ground (Digital)	Ground connection for digital noise isolation
20	SI	Digital Input	Serial configuration interface, data input

Tabla 3.14 Descripción del pinout del CC2500

3.2.6 Descripción del Circuito interno del CC1100 y CC2500

La simplificación del diagrama de bloques del CC1100 se muestra en la figura 3.21

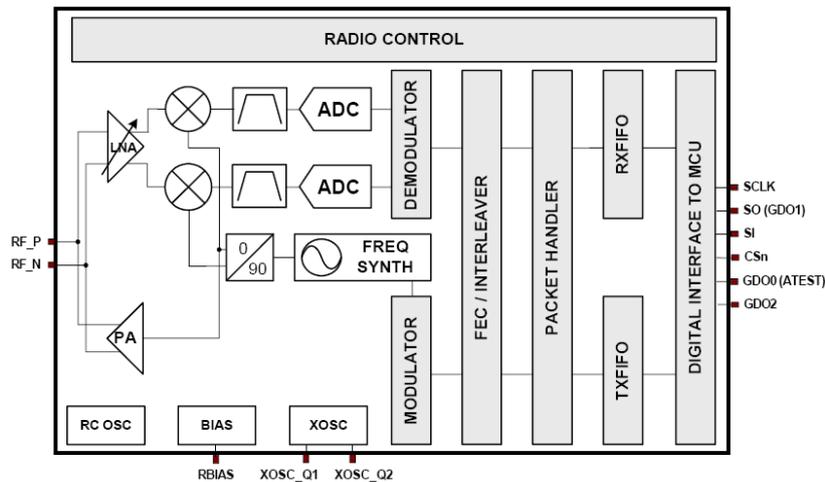


Figura 3.21 Diagrama de bloques simplificado del CC1100

El CC1100 se caracteriza por un receptor de baja IF. El LNA consiste en un circuito electrónico amplificador de bajo ruido de la señal RF recibida proveniente del espacio o medio circulante previamente sintonizada por la antena y un downconverter en cuadratura (I y Q) a la frecuencia intermedia (IF).

3.2.6.1 Demodulador

CC2500 contiene un avanzado y eficiente demodulador configurable. Filtrado de canal y compensación de la frecuencia offset; todo esto lo realiza digitalmente. Este a su vez es utilizado para generar el nivel de señal estimado en el canal (RSSI).

3.2.6.2 Forward Error Correction (FEC)/Interleaving

FEC (Forward Error Correction) es un tipo de mecanismo de corrección de errores que permite su corrección en el receptor sin retransmisión de la información original. Se utiliza en sistemas sin retorno o sistemas en tiempo real donde no se puede esperar a la retransmisión para mostrar los datos.

Una de las ventajas del FEC es que reduce el número de transmisiones de errores, así como los requisitos de potencia de los sistemas de comunicación e incrementa la efectividad de los mismos evitando la necesidad del reenvío de los mensajes dañados durante la transmisión.

El uso de FEC permite la correcta recepción en una relación señal ruido (SNR) baja, ampliando así el rango de la comunicación.

El Interleaving es una técnica para la mejora del ancho de banda de las memorias volátiles. Consiste en dividir al sistema de memoria en bancos con la idea de reducir la probabilidad de que un acceso requiera esperar el tiempo de recuperación.

Normalmente se divide en bancos de posiciones pares de memoria e impares; así, al realizar un acceso secuencial mientras accedemos a un banco, el otro se recupera para el próximo acceso. Esto evita la espera.

Los datos recibidos a través de canales de radio a menudo sufren ruptura debido a errores y variables en el tiempo de señales fuertes. Con el fin de aumentar la robustez a errores que abarcan múltiples bits, Interleaving se utiliza cuando está activada FEC.

3.2.6.3 Manipulación de paquetes en modo de recepción (Packet Handling in Receive Mode)

En el modo RX, el demodulador y el manipulador de paquetes busca un preámbulo y válida la palabra de sincronización. Cuando se encuentran, el demodulador ha obtenido tanto el bit y byte de sincronismo y recibirán el primer byte de carga útil.

Si FEC/Interleaving está habilitada, el decodificador FEC empezará a decodificar el primer byte valido.

Al final de la carga útil, el manejador de paquetes opcionalmente escribe otros dos paquetes de estado que contienen el bytes Cyclic Redundancy Check (CRC), vínculo de indicación de calidad y del valor RSSI.

3.2.6.4 Modo de recepción FIFO (Primero en Entrar, Primero en Salir)

El CC1100 contiene dos FIFOs de 64 byte, uno para datos recibidos y otra para datos de transmisión. La interfaz SPI se usa para leer de la RX FIFO y escribir a la TX FIFO.

El controlador de FIFO detectará desbordamiento en el RX FIFO y por abajo en la TX FIFO. En la figura 3.22 se muestra el esquema de desbordamiento de la FIFO.

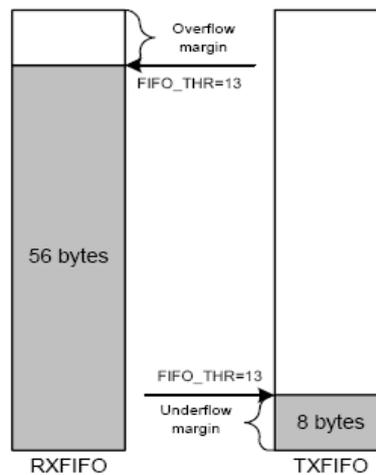


Figura 3.22 Detector de umbral en RX y TX FIFO

3.2.6.5 Salida Digital RSSI

El valor RSSI (Receive Signal Strength Indication) es una estimación del nivel de señal en el canal escogido. Este valor es sobre la base de la actual ganancia en la RX y el nivel de la señal medida del canal.

En modo RX, el valor RSSI se pueden leer continuamente de la condición de registro RSSI hasta que el demodulador detecta una palabra de sincronización (palabra de sincronización cuando está activada la detección). En ese punto de lectura el valor RSSI está congelado hasta la próxima vez cuando el chip entra en el estado RX. El valor RSSI en dBm con 1/2 dB de resolución.

El valor RSSI leído del registro de estado RSSI es un complemento a 2 del número. El siguiente procedimiento se puede utilizar para convertir la lectura del RSSI a un nivel de potencia absoluta (RSSI_dBm).

- 1) Leer el estado registró RSSI.
- 2) Convertir la lectura de un número hexadecimal a un número decimal (RSSI_dec).
- 3) Si $RSSI_dec \geq 128$ entonces $RSSI_dBm = (RSSI_dec - 256) / 2 - RSSI_offset$.
- 4) Si $RSSI_dec < 128$ entonces $RSSI_dBm = (RSSI_dec) / 2 - RSSI_offset$.

La tabla 3.15 muestra valores típicos de RSSI_offset diferentes velocidades de transmisión de datos.

Data Rate [kBaud]	CC1100		CC1101		CC1110/CC1111			CC2500	CC2510/CC2511
	RSSI Offset [dB]		RSSI Offset [dB]		RSSI Offset [dB]			RSSI Offset [dB]	RSSI Offset [dB]
	433 [MHz]	868 [MHz]	433 [MHz]	868 [MHz]	315 [MHz]	433 [MHz]	868 [MHz]		
1.2	75	74	74	74	74	75	73	-	-
2.4	-	-	-	-	-	-	-	71	74
10	-	-	-	-	-	-	-	69	74
38.4	75	74	74	74	73	74	73	-	-
250	79	78	74	74	74	73	77	72	71
500	79	77	74	74	-	-	-	72	72

Tabla 3.15 Valores típicos de RSSI Offset

3.2.6.6 Descripción General de la configuración del CC1100 y CC2500

El transceptor CC2500 se puede configurar y conseguir el máximo rendimiento para muchas aplicaciones diferentes. La configuración se realiza utilizando la interfaz SPI. Los siguientes parámetros fundamentales pueden ser programados:

- Modo de Potencia alto/bajo.
- Oscilador de Cristal encendido/apagado.
- Modo de Transmisión/Recepción.
- Selección de canales RF
- Velocidad de datos
- Formato de modulación
- Filtro con ancho de banda de canal en modo RX
- Potencia de salida RF
- Separación de datos en 64-byte en modo recepción y transmisión FIFOs.
- Soporte de hardware
- Forward Error Corrección (FEC)

3.2.6.7 Configuración de la interfaz SPI

Los transceptores CC1100 CC2500 se configura a través de una interfaz SPI de 4 hilos (SI, SO, SCLK y CSn), donde CCxx00 es el esclavo. Esta interfaz también se utiliza para leer y escribir en el buffer de datos. Toda la transferencia de la interfaz SPI se realiza a través del bit más significativo. Todas las transacciones en la interfaz SPI comienzan con un byte conteniendo este un bit de cabecera (R/W), un bit de acceso en ráfaga (burst) (B), y 6 bits de dirección (A5 – A0). En la tabla 3.16 se muestra la dirección de cabecera utilizada en la interfaz SPI, para la comunicación del CC1100 con el microcontrolador Atmega88.

R \bar{W}	B	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀
-------------	---	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------

Tabla 3.16 Dirección de cabecera utilizada por la interfaz SPI

Para esta interfaz el pin CSn debe mantenerse bajo durante las transferencias en el bus SPI. Si CSn está alto durante la transferencia de un byte de cabecera o durante la lectura / escritura desde o hacia a un registro, la transferencia será cancelada. El tiempo para la dirección y la transferencia de datos en la interfaz SPI se muestra en Figura 3.19 en relación con la tabla 3.17. Cuando CSn está bajo, el MCU tiene que esperar hasta que el pin SO va de bajada antes de empezar la transferencia del byte de cabecera. Esto indica que el cristal está en marcha. A menos que el chip se encuentre en estados SLEEP o XOFF, el pin SO debe de estar siempre bajo inmediatamente después de que CSn esté bajo. En la figura 3.23 se muestra la interconexión del Microcontrolador con el CCxx00 utilizada en la comunicación SPI.

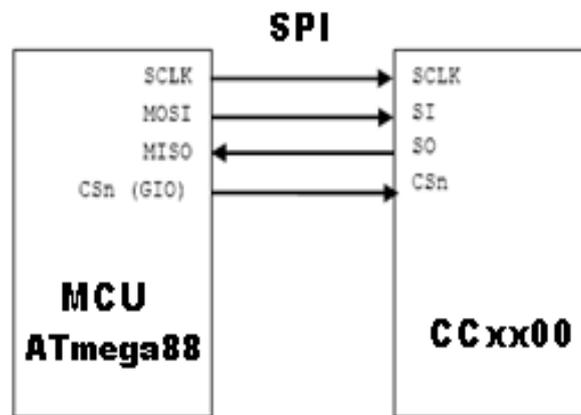


Figura 3.23 Conexión de bus en la interfaz SPI

La figura 3.24 muestra como se realiza la configuración de lectura/escritura (R/W) que se realiza por medio de la SPI para tener acceso a los registros de configuración de los transceptores. La tabla 3.17 muestra los tiempos mínimos y máximos requeridos para la programación de los transceptores por medio de la SPI.

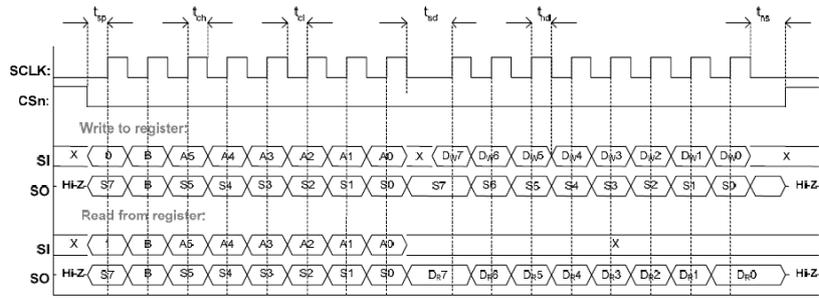


Figura 3.24 Configuración del registro lectura/escritura.

Parameter	Description	Min	Max	Units	
f_{SCLK}	SCLK frequency 100 ns delay inserted between address byte and data byte (single access), or between address and data, and between each data byte (burst access).	-	10	MHz	
	SCLK frequency, single access No delay between address and data byte		9	MHz	
	SCLK frequency, burst access No delay between address and data byte, or between data bytes		6.5	MHz	
$t_{sp,od}$	CSn low to positive edge on SCLK, in power-down mode	150		μ s	
t_{sp}	CSn low to positive edge on SCLK, in active mode	20	-	ns	
t_{ch}	Clock high	50	-	ns	
t_{cl}	Clock low	50	-	ns	
t_{rise}	Clock rise time	-	5	ns	
t_{fall}	Clock fall time	-	5	ns	
t_{sd}	Setup data (negative SCLK edge) to positive edge on SCLK (t_{sd} applies between address and data bytes, and between data bytes)	Single access	55	-	ns
		Burst access	76	-	ns
t_{nd}	Hold data after positive edge on SCLK	20	-	ns	
t_{ns}	Negative edge on SCLK to CSn high	20	-	ns	

Tabla 3.17 Tiempos requeridos para la interfaz SPI

3.3 Microinterruptores (SW)

El SW está formado por 10 microinterruptores de estados (ON/OFF) divididos en dos grupos para llevar a cabo el funcionamiento del AETR, del 1-5 en estado ON (del 6 al 10 en estado OFF) es para la banda de telefonía móvil 900MHz y del 6-10 en el estado ON (del 1 al 5 en estado OFF) es para la banda de 2.4GHz.

En la figura 3.25 se muestran los microinterruptores utilizados para la conmutación de las dos bandas.

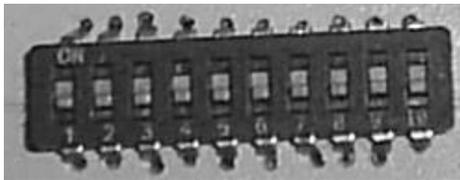


Figura 3.25 Microinterruptores del SW

En la tabla 3.18 se muestra la combinación de los estados de los interruptores para llevar a cabo el buen funcionamiento del AETR.

# de Interruptor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Banda de 900MHz Activada	Estado ON					Estado OFF				
Banda de 2.4GHz Activada	Estado OFF					Estado ON				
Bus SPI/Alimentación	SO	SI	SCLK	CSn	3.3 V	SO	SI	SCLK	CSn	3.3 V

Tabla 3.18 Combinación de interruptores para funcionamiento óptimo del AETR

Nota: Se debe realiza la combinación indicada en la tabla 3.18, de lo contrario obtendrá resultados incorrectos y en el caso más grave se dañara el equipo.

3.4 Microcontrolador ATmega88

Como se menciona al inicio de este capítulo, que la programación del microcontrolador Atmega88 no forma parte de este trabajo, sin embargo se mencionaran algunas de sus características principales para su programación SPI con los transceptores CC1100 y CC2500. El ATmega88 es un potente microcontrolador que proporciona una gran flexibilidad y rentabilidad para la solución de muchas aplicaciones de control. En la figura 3.26 se muestra la vista superior del microcontrolador Atmega88

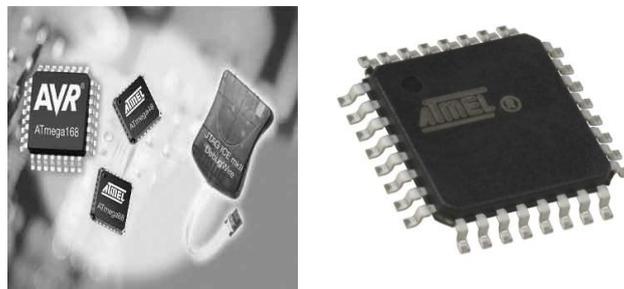


Figura 3.26 Vista superior del microcontrolador ATmega88

El microcontrolador Atmega88 empleado en este diseño, es el eje central del AETR, el cual adquiere datos por medio de la SPI de los Transceptores CC2500 y CC1100, estos datos de entrada recibidos en formato digital (RSSI) son transformados a datos de salida en formato de comunicación UART y enviados al CP2102. Este pertenece a la familia AVR de ATMEL.

3.4.1 Características del ATmega88

Algunas de las características principales del Atmega88 podemos mencionar:

- Microcontrolador AVR Atmega88
- Fabricante: ATMEL
- Velocidad de reloj de 20Mhz
- Todas las instrucciones de un ciclo de reloj (20MIPS)
- Multiplicador de 8x8 bits por hardware
- 8K Bytes FLASH para memoria de código

- 1K Bytes RAM memoria de datos
- 512 Bytes EEPROM no volátil
- 6 canales A/D 10 bits
- 3 Timers de propósito general (1 de 8bits y 2 de 16bits)
- 6 Canales de PWM por hardware
- Puertos de comunicación SPI, I² C y RS232 por hardware
- Comparador analógico
- Voltaje de operación 2.7-5.5 V
- Rango de temperatura de operación: -40°C a 85°C

La tabla 3.19 muestra los valores máximos absolutos de las características Eléctricas del Atmega88.

Operating Temperature.....	-55°C to +125°C
Storage Temperature.....	-65°C to +150°C
Voltage on any Pin except $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground.....	-0.5V to $V_{CC}+0.5V$
Voltage on $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground.....	-0.5V to +13.0V
Maximum Operating Voltage.....	6.0V
DC Current per I/O Pin.....	40.0 mA
DC Current V_{CC} and GND Pins.....	200.0 mA

Tabla 3.19 valores máximos de las características eléctricas del Atmega88

Para la programación se pueden utilizar multitud de compiladores y herramientas gratuitas, para los usuarios del sistema operativo Windows, recomendamos la distribución WinAvr, disponible en <http://winavr.sourceforge.net>

Para usuarios de Linux igualmente está disponible este compilador, aunque su instalación y configuración depende del sistema y de la distribución del usuario.

La figura 3.27 muestra la vista superior del Microcontrolador Atmega88 utilizado en este trabajo.

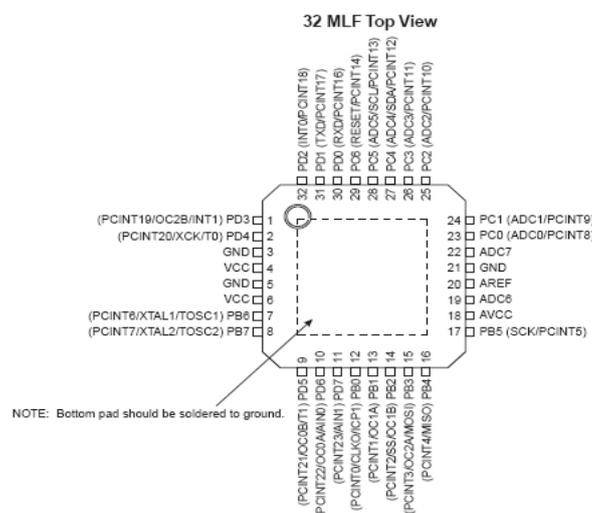


Figura 3.27 Vista superior del pinout del Atmega88

En los anexos de este documento se puede encontrar el pinout y la descripción detallada, para una completa descripción de este microcontrolador, se recomienda consultar el datasheet del fabricante disponible en la página Web <http://www.atmel.com>.

3.5 IC CP2102

Descripción general:

El CP2102 es un integrado altamente eficiente realiza la conversión de interfaces de comunicación de USB a UART, proporciona una solución simple utilizando un mínimo de componentes y espacio. El CP2102 incluye una alta velocidad de transferencia de 12Mbps compatibles con el USB 2.0.

La on-chip EEPROM de 1024-Byte se puede utilizar para personalizar el USB; ID del producto, descripción del producto, número de serie de dispositivos etc.

Además posee la característica de crear un Puerto COM Virtual (VCP) cuando los controladores han sido instalados en la PC, estos controladores son proporcionados por Silicon Laboratories.

3.5.1 Características del CP2102

A continuación se mencionaran algunas de las características principales del CP2102

Especificaciones:

- Máxima velocidad de 12Mbps, compatible con velocidad USB 2.0
- EEPROM de 1024-Byte
- Regulador de voltaje integrado de salida de 3.3V
- Transceptor USB integrado; no requiere resistencias externas
- Reloj integrado, sin cristal externo
- Drivers para puertos COM virtuales permiten su operación con otras aplicaciones que usen los puertos COM del PC.
- Soporta Windows Vista/XP/Server 2003/2000/98SE y Linux
- Alimentación propia o a través del USB
- Rango de funcionamiento de -40 a +85 °C.
- Tamaño reducido: 5x5mm, QFN 28-pines

3.5.2 Diagrama de Boques y Conexión del CP2102

La figura 3.28 muestra el diagrama de bloques y la conexión típica del CP2102 para su implementación en el diseño y construcción del AETR.

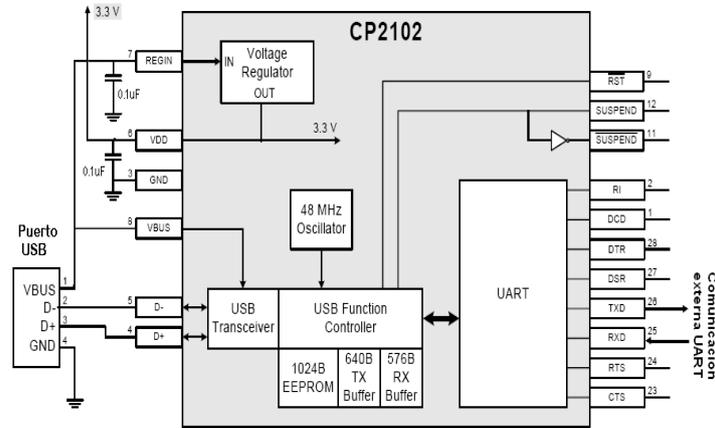


Figura 3.28 Diagrama de bloques y conexión típica del CP2102

3.5.3 Características Eléctricas y Descripción del Pinout del CP2102

La tabla 3.20 muestra las características eléctricas DC del I/O UART

$V_{DD} = 3.0$ to 3.6 V, -40 to $+85$ °C unless otherwise specified.

Parameters	Conditions	Min	Typ	Max	UNITS
Output High Voltage	$I_{OH} = -3$ mA	$V_{DD} - 0.7$	—	—	V
	$I_{OH} = -10$ μ A	$V_{DD} - 0.1$	—	—	
	$I_{OH} = -10$ mA	—	$V_{DD} - 0.8$	—	
Output Low Voltage	$I_{OL} = 8.5$ mA	—	—	0.6	V
	$I_{OL} = 10$ μ A	—	—	0.1	
	$I_{OL} = 25$ mA	—	1.0	—	
Input High Voltage		2.0	—	—	V
Input Low Voltage		—	—	0.8	V
Input Leakage Current		—	25	50	μ A

Tabla 3.20 Características DC de I/O UART del CP2102

En la figura 3.29 se muestra la vista superior y pinout del CP2102

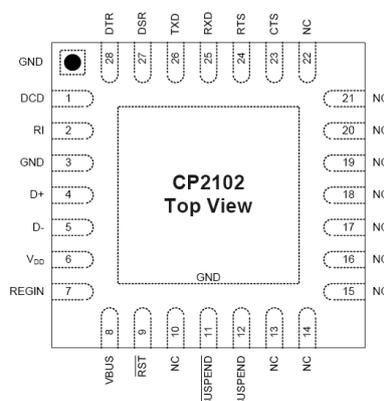


Figura 3.29 Vista superior del Pinout del CP2102

En la tabla 3.21 se muestra la descripción de pines para el CP2102

Name	Pin #	Type	Description
V _{DD}	6	Power In	3.0–3.6 V Power Supply Voltage Input.
		Power Out	3.3 V Voltage Regulator Output.
GND	3		Ground
RST	9	D I/O	Device Reset. Open-drain output of internal POR or V _{DD} monitor. An external source can initiate a system reset by driving this pin low for at least 15 μ s.
REGIN	7	Power In	5 V Regulator Input. This pin is the input to the on-chip voltage regulator.
VBUS	8	D In	VBUS Sense Input. This pin should be connected to the VBUS signal of a USB network. A 5 V signal on this pin indicates a USB network connection.
D+	4	D I/O	USB D+
D-	5	D I/O	USB D-
TXD	26	D Out	Asynchronous data output (UART Transmit)
RXD	25	D In	Asynchronous data input (UART Receive)
CTS	23*	D In	Clear To Send control input (active low)
RTS	24*	D Out	Ready to Send control output (active low)
DSR	27*	D in	Data Set Ready control input (active low)
DTR	28*	D Out	Data Terminal Ready control output (active low)
DCD	1*	D In	Data Carrier Detect control input (active low)
RI	2*	D In	Ring Indicator control input (active low)
SUSPEND	12*	D Out	This pin is driven high when the CP2102 enters the USB suspend state.
SUSPEND	11*	D Out	This pin is driven low when the CP2102 enters the USB suspend state.
NC	10, 13–22		These pins should be left unconnected or tied to V _{DD} .

*Note: Pins can be left unconnected when not used.

Tabla 3.21 Descripción del Pinout del CP2102

3.6 Puerto USB

El bus serie universal (Universal Serial Bus, o simplemente USB) es un estándar diseñado para conectar dispositivos, a través de un bus serie. Fue originalmente pensado para conectar dispositivos a computadoras, eliminando la necesidad de conectar tarjetas PCI (o similares), como así también conectar y desconectar los dispositivos sin tener que reiniciar la PC. Sin embargo, hoy en día también se utiliza en consolas de juegos e incluso en algunos equipos de audio y video.

La comunicación realizada del AETR con la PC se realiza por medio del puerto USB 2.0 de alta velocidad de transferencia de hasta 12Mbit/s.

En la tabla 3.22 se muestra la descripción de los pines utilizados en el puerto USB 2.0.

Pin	Función
1	VBUS (4.4 a 5.5 V)
2	D-
3	D+
4	GND

Tabla 3.22 Descripción de pines del puerto USB

En la figura 3.30 se muestra el conector USB 2.0 de alta velocidad utilizado para transferencia de datos del AETR a la PC.



Figura 3.30 Puerto USB tipo B

3.7 Características Técnicas del AETR

Descripción general del funcionamiento:

El Analizador de Espectro Tiempo Real construido en este trabajo, aunque no cuenta con todas las funciones a desarrollar de un analizador de espectro comercial (actualmente desarrollados por Agilent y otras empresas), se diseñó específicamente para dos bandas Telefonía Móvil y WI-FI.

El AETR consiste en antenas diseñadas y construidas especialmente para las bandas de 900MHz y 2.4GHz, las señales sintonizadas por estas antenas son capturadas por una red LC especialmente diseñadas, que por medio de circuitos balun y filtros transmiten los niveles de voltaje y banda de frecuencias requeridos por los transceptores CC1100 y CC2500. Estos transceptores por medio de una circuitería interna, utilizando amplificadores de bajo ruido, demoduladores y modo de recepción FIFO genera una salida digital RSSI. Esta salida digital es capturada por medio de un microcontrolador ATmega88 a través de una interfaz de comunicación SPI. Esta interfaz SPI es convertida a una interfaz de comunicación UART por medio del microcontrolador. La salida del microcontrolador convertida en comunicación UART es enviada al CP2102 y este realiza el acondicionamiento adecuado y llevar los datos a una interfaz de comunicación USB 2.0.

La figura 3.32 muestra el AETR construido especialmente para un ancho de banda de 85MHz en las bandas de telefonía móvil (860-945MHz) y WI-FI (2.4-2.485GHz).



Figura 3.31 Modulo AETR finalizado

Aplicaciones:

Este dispositivo le permitirá observar señales de RF en la banda de 900MHz y 2.4 GHz. Estas bandas son muy utilizadas en todo el mundo, se caracterizan por su baja potencia y no utilizan medios físicos (alambre) para su implementación. Ejemplos de esto son la telefonía móvil (celular) y WI-FI (802.11b/g), Bluetooth, ZigBee, Wireless USB, sistemas de seguridad, cámaras de vídeo inalámbricas y teléfonos inalámbricos, además los hornos microondas, operando en la banda de 2.4GHz. Este analizador de espectros le permitirá ver si las transmisiones están en una frecuencia correcta, determinar los niveles de potencia de las señales transmitidas por las antenas que operan en esas bandas de frecuencia, observar señales RF y su relación con otras, solucionar problemas relacionados con la creación de redes y las interferencias de otros

dispositivos. También puede ser útil para el diseño de los sistemas de telefonía móvil. Este es el AETR ideal para la solución de este tipo de problemas, solamente es de disponer de una PC y observar en su pantalla las frecuencias de los equipos que operan en estas bandas.

3.7.1 Ancho de Banda (AB) de operación del AETR

El AETR se caracteriza por tener un ancho de banda de 85MHz, este AB correspondiendo a las bandas de frecuencia 900MHz (celular) y 2.4GHz (WI-FI). Las frecuencias inferiores y superiores en la banda celular serán de 860 a 945MHz y para 2.4GHz corresponde al rango de 2.4 a 2.485GHz, para una mejor representación del AB y frecuencias de operación se muestra la figura 3.32, este ancho de banda podrá ser visualizado en el AETR.

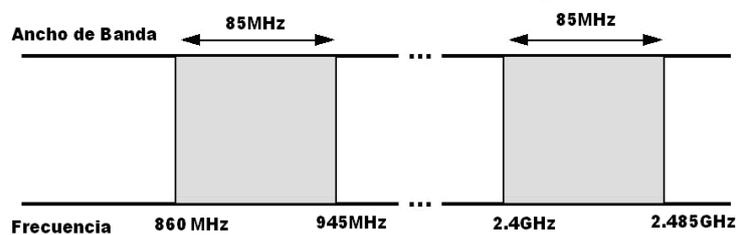


Figura 3.32 Anchos de banda de operación del AETR

3.7.2 Especificaciones del AETR

Las principales especificaciones del AETR son las siguientes:

- Muy bajo costo
- Sensibilidad mínima de -90 dBm y máxima de +20 dBm.
- Bandas de operación: Telefonía móvil 900MHz (860-945MHz) y 2.4GHz, banda ISM (2.400-2.485 GHz).
- Resolución de ancho de banda 333 Khz.
- Tiempo de barrido 25ms
- Fácil de usar, con software que muestra el espectro de frecuencias en una PC
- El espectro visualizado puede centrarse en las frecuencias deseadas
- Los datos del espectro visualizados instantáneo y valores pico, pueden ser exportados a Excel (extensión .CSV: separados por comas) para su análisis detallado.
- Ideal para aplicaciones en telecomunicaciones inalámbricas como telefonía móvil y WI-FI.
- Requisitos del sistema: PC que ejecute Windows 2000/XP/Vista con puerto USB 2.0
- Opciones de la banda de operación (Telefonía Móvil o WI-FI) por medio de microinterruptores (SW).

3.7.3 Opciones de Visualización

A continuación se describirán las opciones de la barra de herramientas mostradas en la ventana de visualización que proporciona el software (implementado en C++ 6.0 por Scott Armitage) del AETR contenido en la carpeta Software AETR adjunto con este documento, estas nos facilita en gran medida para poder observar puntos específicos de un determinado ancho de banda. En la figura 3.33 se muestra la ventana de visualización que muestra al ejecutarse el archivo AETR.EXE con su barra de herramientas, dando la posibilidad de ver el espectro correspondiente a la banda de operación seleccionada (WI-FI o Telefonía Móvil). Antes de usar el software por primera vez, debe instalarse un controlador para el IC CP2102 contenido en la carpeta Drivers CP2102, adjunto con este documento.

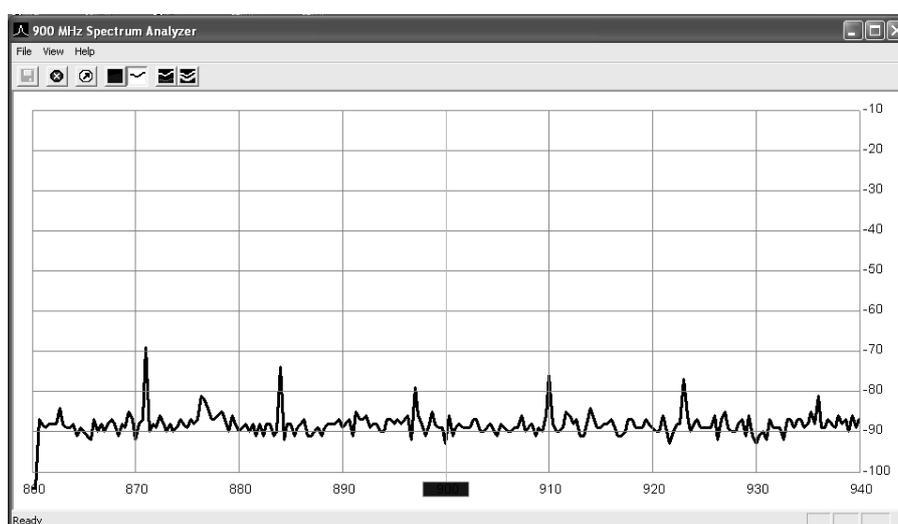


Figura 3.33 Ventana de visualización del AETR

File: proporciona la opción de Guardar el archivo con extensión .CSV separados por comas. Este archivo contiene 256 filas por 3 columnas de datos, la primer columna corresponde a la Frecuencia, la segunda a los valores instantáneos visualizados en la ventana y la tercera columna corresponde a los valores picos (Peak Hold) visualizados. La tabla 3.23 muestra la distribución de filas y columnas del archivo en Excel correspondiente al espectro visualizado en la ventana.

#	Frecuencia (MHz)	Valores Instantáneos (dBm)	Valores Pico (dBm)
1	2400	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
256	2484.99	.	.

Tabla 3.23 Distribución de filas y columnas de los datos proporcionados por el AETR

View: Muestra las opciones de visualización y configuración de puerto



Freeze: Congela la imagen de visualización del espectro.



Settings (Configuración): Muestra las diferentes opciones de configuración del AETR mostradas en la figura 3.34

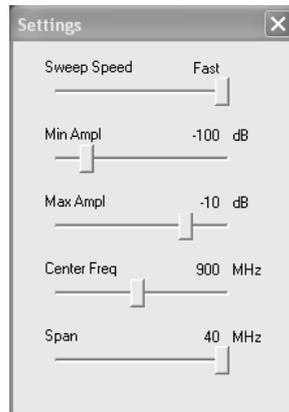


Figura 3.34 Representación de la configuración del AETR

Sweep Speed: Selecciona la velocidad de barrido del espectro visualizado Slow, Med o Fast (lento, Medio o Rápido).

Min Ampl: Selecciona la amplitud mínima (en dBm) sobre el eje vertical en la ventana de visualización del espectro.

Max. Ampl: Selecciona la amplitud máxima (en dBm) sobre el eje vertical en la ventana de visualización del espectro.

Center Freq: Selecciona la frecuencia central de la ventana de visualización del espectro

Span: Modifica el eje horizontal (0 a 40MHz) para la visualización de un ancho de banda específico en pasos de 1MHz.



Color Fill: Llena de color azul la parte inferior de la línea del espectro visualizado.



White Background (Fondo Blanco): Esta opción permite mostrar la gráfica en blanco frente a un fondo negro.



Peak Hold (Detector de Picos): Mantiene los valores más altos en cada frecuencia y muestra el valor pico en lugar del valor instantáneo.



Persistence: Muestra la persistencia muchas muestras del espectro y se desvanecen lentamente después de un corto período de tiempo.

3.7.4 Posibilidades de Desarrollo

Existen posibilidades de mejorar el diseño y construcción del AETR propuesto en este trabajo, una de ellas es considerando la alternativa de la familia de microcontroladores PIC que integren la interfaz de comunicación USB, construir un software que se adapte a nuestras necesidades. En la figura 3.35 se muestra el diagrama de bloques como una alternativa de diseño para la construcción de un AETR a muy bajo costo.

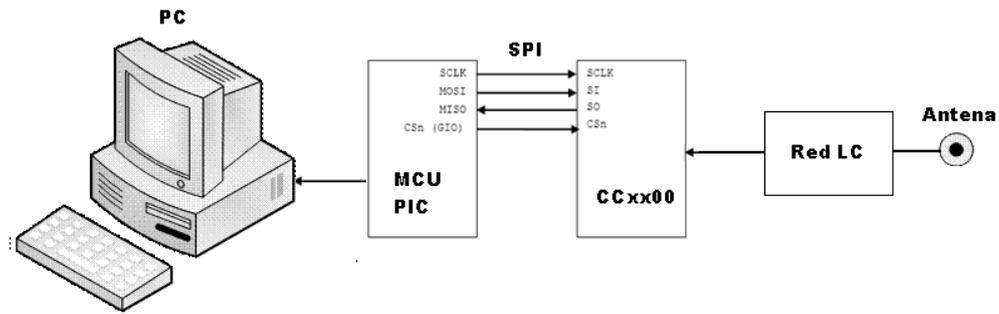


Figura 3.35 Representación del diagrama de bloques para una posible alternativa de solución en la construcción del AETR

CAPITULO IV Caracterización del Dispositivo AETR y Mediciones de Campo

Introducción

En este capítulo, se explicara el desempeño del modulo diseñado y construido, con el objetivo de validar su uso como analizador de espectro. Las pruebas se desarrollaron en dos entornos: laboratorio y pruebas de campo. Así mismo, las mediciones de laboratorio, se compararon con las proporcionadas por un analizador comercial (HP 8592L), con la intención de poder establecer o cuantificar la exactitud del instrumento. Se realizaron mediciones con diferentes equipos que operan en las bandas 900MHz y 2.4GHz, las mediciones realizadas por el equipo comercial y el AETR serán brevemente descritas con las mediciones por el AETR construido, además se mencionaran las características más importantes del AETR y sugerencias para el desarrollo de prácticas para su futura implementación en los laboratorios de Ingeniería Eléctrica de la UES. Por otra parte se hará un breve análisis económico para la determinación de costos que se llevaron a cabo durante el diseño y construcción del AETR.

4.1 Pruebas de Laboratorio Realizadas Utilizando el modelo HP 8592L

En esta sección se describirán las mediciones realizadas con un equipo comercial (HP 8592L) para la caracterización del AETR construido, en las bandas de 900MHz y 2.4GHz. Se realizaron mediciones con el Analizador de Espectros comercial modelo HP 8592L, este es un AETR con rango de 9kHz a 26.5 GHz, estas mediciones fueron realizadas en un periodo aproximado de 9:10 a 9:30 am, bajo condiciones ambientales normales. En la figura 4.1 se muestra el Analizador de Espectros utilizado HP 8592L.



Figura 4.1 Analizador de Espectros HP 8592L, utilizado en las mediciones para caracterizar el AETR construido.

La tabla 4.1 muestra algunas especificaciones del HP 8592L

Modelo	HP 8592L
Rango de Frecuencia	9kHz a 26.5GHz
Rango de Amplitud	-112 a +30
Resolución de ancho de banda	1kHz a 3MHz
Escalas de Magnitud	dBm, dBmV, dBμV, V, and W
Tiempo de barrido	20ms a 100 s
Puerto de comunicación	RS232

Tabla 4.1 Especificaciones del HP 8592L

En la figura 4.2 se muestra una de las mediciones realizadas para la banda de 900MHz, de esta se puede observar una frecuencia central de 875MHz, span de 40MHz y una

resolución de ancho de banda de 300kHz. Además el nivel de potencia que se puede observar del valor pico máximo es -67.26 dBm para una frecuencia de 869.4 MHz.

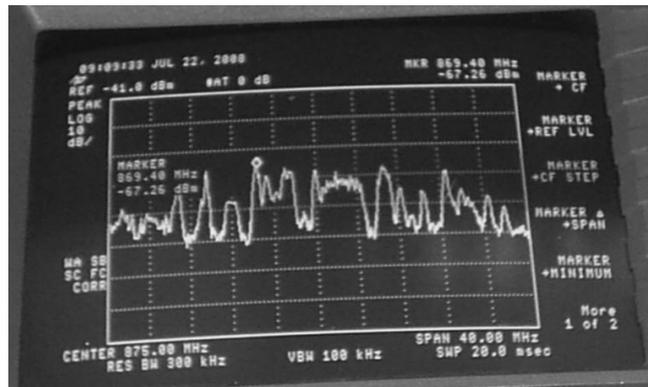


Figura 4.2 Representación de la medición realizada en la banda de 900MHz con el Analizador de espectros comercial HP 8592L

En la figura 4.3 se muestra la medición realizada con el Analizador de espectros comercial HP 8592L, esta fue realizada para la banda de 2.4GHz, puede observarse una frecuencia central de 2440MHz, resolución de ancho de banda de 300 KHz, span de 40MHz.

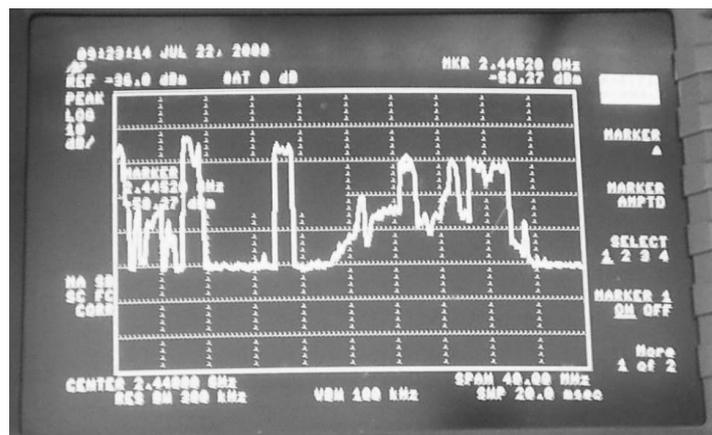


Figura 4.3 Representación de la medición del Espectro en la banda de 2.4 GHz con el modelo comercial HP 8592L

4.2 Pruebas de Laboratorio Realizadas Utilizando AETR

En esta sección se realizaron mediciones con el AETR construido, en las bandas de 900MHz y 2.4GHz, estas fueron realizadas en las mismas condiciones ambientales que las mediciones realizadas con el modelo HP 8592L, a continuación se describirán brevemente las mediciones realizadas.

La figura 4.4 muestra el espectro medido de la banda de 900MHz con el AETR construido, esta medición fue realizada en el mismo periodo de tiempo que la realizada con el HP 8592L.

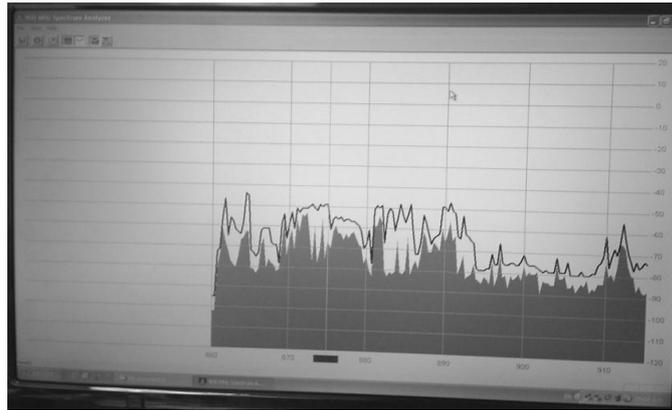


Figura 4.4 Representación de la medición del espectro de la banda 900MHz realizado con el AETR construido.

La figura 4.5 muestra la medición del espectro para la banda de 2.4GHz, realizada con el AETR construido, podemos observar un span de 40MHz, niveles de potencia típicos de sensibilidad para esta banda de operación, resolución de ancho de banda de 333kHz (el máximo que soporta) y frecuencia central de 2440MHz.

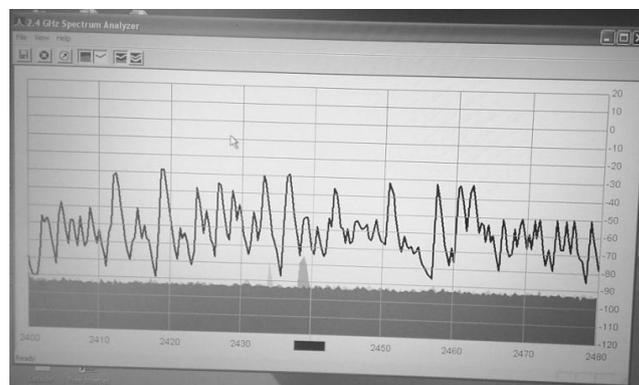


Figura 4.5 Representación de la medición del espectro de la banda 2.4GHz realizado con el AETR construido

Caracterización del AETR Construido

De las mediciones realizadas se obtuvieron valores del equipo analizador de espectro comercial modelo HP 8592L (ver figura 4.2 y figura 4.3), estos valores obtenidos serán los tomados como valores verdaderos (V_v), debido a que, cada año a este equipo se le realiza una calibración.

Las mediciones realizadas por el AETR construido se tomaran de las figuras 4.4 y 4.5, estos serán los valores medidos (V_m), sin embargo para datos más precisos se ayudo del archivo guardado en Excel correspondiente a cada grafica guardado previamente.

Ahora calculamos el Error relativo (Er) para algunas mediciones mostrado en la ecuación 4.1:

$$Er = \frac{(Vv - Vm)}{Vm} \times 100\% \quad (\text{Ecuación 4.1})$$

Calculo del Error relativo (Er) para la banda de 900MHz:

De figura 4.2: para la frecuencia de 869.40 MHz con nivel de potencia de $Vv = -67.26$ dBm y de figura 4.4 (de datos guardados en archivo Excel) tenemos para la frecuencia de 869.33 MHz con una lectura de potencia de $Vm = -64$ dBm, entonces de ecuación 4.1 tenemos un error relativo de:

$$Er = 5 \%$$

Calculo del Error relativo (Er) para la banda de 2.4GHz:

De igual forma para la banda de 2.4GHz, de figura 4.3 tenemos una frecuencia de 2445.20 MHz y una potencia de $Vv = -58.27$ dBm y de figura 4.5 para una frecuencia de 2445.32 con una potencia de $Vm = -54$ dBm, entonces de ecuación 4.1 tenemos un error relativo de:

$$Er = 8 \%$$

De los resultados obtenidos para el error relativo, se puede observar que existe un mayor porcentaje de error en la banda de 2.4GHz, que en la banda de 900MHz, las causas posibles son debido el nivel de frecuencia, debido a que entre mayor es la frecuencias de operación mayor serán las fuentes de error, entre otras fuentes de error podemos menciona las más importantes: puntos de soldadura, cables, y conectores.

4.2.1 Pruebas de Campo Utilizando el AETR en la Banda de 900MHz

En la figura 4.6 se muestra la señal del espectro realizada para un teléfono celular durante su estado de enlace ascendente (de móvil a BS), es importante mencionar que durante este periodo las frecuencias espectrales se incrementaron en una forma no muy significativa, este cambio se debe a que el AETR siempre está detectando estas frecuencias y debido a la cercanía del Aparato móvil (aproximadamente 1 metro) se observo el pequeño incremento. Las representaciones de estas pruebas se obtuvieron utilizando la opción Peak Hold de los archivos guardados en Excel previamente de la ventana de visualización correspondiente.

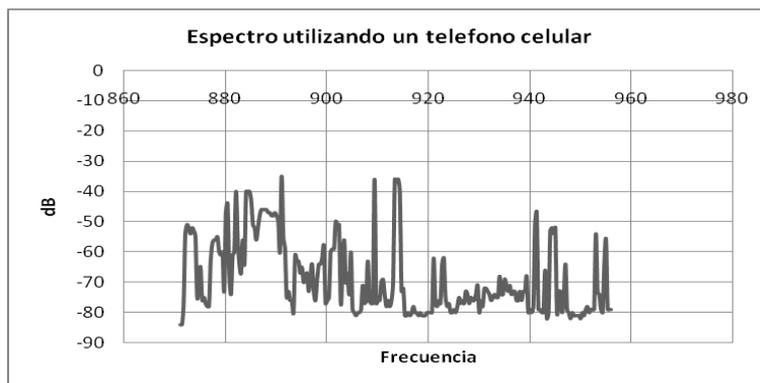


Figura 4.6 Espectro utilizando teléfono celular

En la figura 4.7 se muestra el espectro de frecuencia realizada durante la operación de un teléfono inalámbrico a 900MHz, durante las mediciones se observó un cambio significativo en el espectro mostrado a la hora de encender el teléfono, presentaba mayores niveles de potencia en diferentes frecuencias (aproximadamente en 904 y 927MHz).

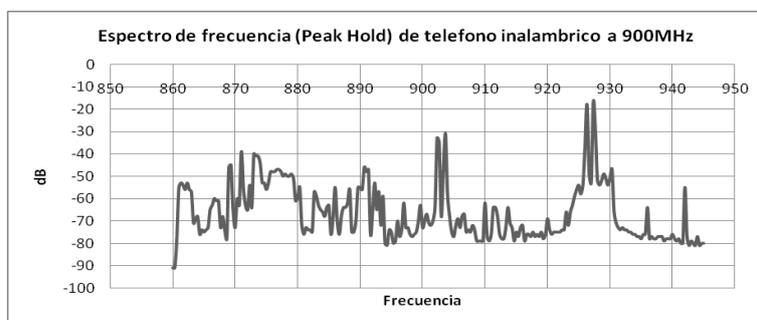


Figura 4.7 Representación del espectro de frecuencia de teléfono inalámbrico a 900MHz

4.2.2 Pruebas de Campo Utilizando el AETR en la Banda de 2.4GHz

La figura 4.8 representa el espectro de frecuencia de un Router Belkin G+, en esta se puede observar niveles típicos de potencia en redes WI-FI, para este caso se representa un enlace de la señal excelente (-40dB) como se muestra en la tabla 2.5 en el Capítulo II. Otro punto importante que nos muestra es el canal de transmisión del Router, (del capítulo II tabla 2.2 y figura 2.8) podemos observar que transmite en el canal 1, con referencia a los 11 canales asignados por el IEEE 802.11 b/g para la región de los EE.UU. descritos en el capítulo II.

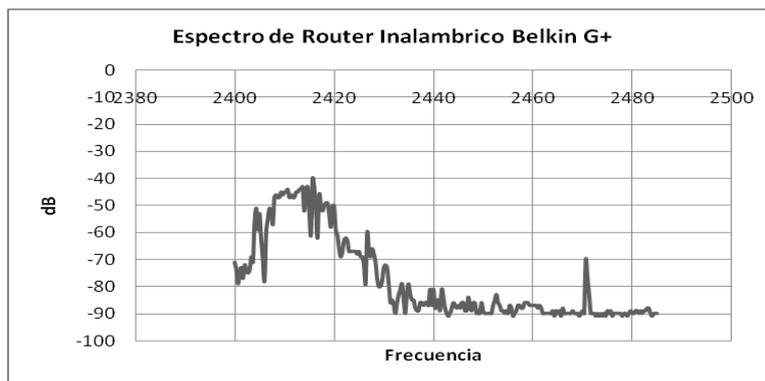


Figura 4.8 representación del espectro de frecuencia del Router Belkin G+

La figura 4.9 muestra la representación del espectro de frecuencia de un Horno Microondas, esta muestra mayores niveles de potencia que los transmitidos por redes WI-FI y no tiene canales de transmisión, hay una distribución de las frecuencias espectrales en toda la banda de 2.4GHz

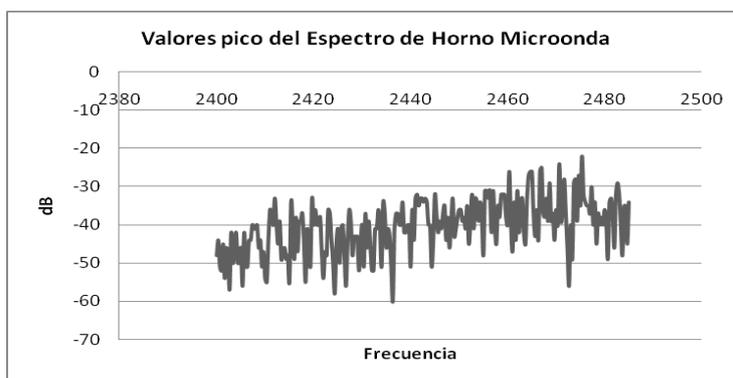


Figura 4.9 Representación del espectro de frecuencia de Horno microonda a 2.4GHz

4.3 Análisis Económico

En los últimos años cuando se trata el tema de diseñar y construir, en lo primero que se piensa es, si existen los recursos económicos necesarios para poder realizar el objetivo final del producto que se quiere construir.

Para nuestro análisis económico se consideraran solamente, los costos de los dispositivos, incluyendo los gastos de envío. Debido a que todo fue adquirido del extranjero (EE.UU). En la tabla 4.2 se muestra el detalle de los dispositivos adquiridos para la construcción del AETR.

Elemento	Especificación	Cantidad	Precio Unitario (\$)	Precio total (\$)
Antena 2.4GHz ½ longitud de onda RP/SMA	2.4GHz	1	12.00	12.00
Modulo de Evaluación CC1100	Modulo	2	69.00	138.00
Modulo CC2500	Modulo	1	165.00	165.00
Caja para Modulo AETR	Caja	1	9.50	9.50
Gastos Varios	-	-	-	20.00
Total				344.50

Tabla 4.2 Detalle de costos para la construcción del AETR

4.4 Ventajas del AETR y Posibles Usos

Algunas de las ventajas que podemos mencionar del AETR son:

- Muy bajo costo.
- No utiliza fuente de alimentación.
- Excelente transferencia de datos USB 2.0 (Tiempo Real).
- Fácil uso del software de visualización.
- Acceso a los datos mostrados gráficamente.
- Fácil control sobre las bandas de operación (Telefonía Móvil y WI-FI).

Mediciones de campo:

- Bandas de operación del estándar GSM (Ascendente).
- Canales de transmisión de redes WI-FI y niveles de Potencia.
- Determinación de equipos que interfieren en las bandas de operación.

4.5 Laboratorios (Propuestas de Guías de Trabajo)

Para la propuesta de Guías de Laboratorio es importante hacer del conocimiento de la importancia de este equipo AETR construido y debe seguirse de forma obligatoria las recomendaciones antes mencionadas para el uso adecuado del equipo.

Mencionaremos algunas propuestas que pueden realizarse en el laboratorio de Ingeniería Eléctrica especialmente en el área de comunicaciones de la UES.

- Determinar los niveles de potencia de transmisión para el estándar GSM.
- Determinar canales de operación en redes WI-FI y niveles de potencia.
- Determinar que equipos interfieren en las bandas para las cuales sea construido el AETR y sus niveles de potencia.
- Caracterizar redes de transmisión especialmente WI-FI y determinar posibles fuentes de interferencias.

Conclusiones

- Tanto las pruebas de laboratorio como las pruebas de campo, demostraron que el dispositivo diseñado proporciona resultados aceptables, tomando en cuenta las limitantes económica/técnicas que se debieron afrontar a lo largo del desarrollo del presente trabajo.
- El hecho de que los resultados sean aceptables, permite establecer que el dispositivo construido, podría utilizarse tanto en prácticas de laboratorio, como en estudios de propagación básicos.
- El núcleo del modulo, tiene la capacidad de adaptarse a otros rangos de frecuencia, por lo cual es necesario profundizar en la explotación del microcontrolador ATmega88.
- El analizador construido, proporciona un medio de reordenamiento de la red WI-FI de la UES, es decir implementar una distribución de canales acorde a la intensidad de radiación que se establezca en los diferentes espacios de la universidad.
- Así mismo, el dispositivo construido, podría utilizarse para estudios básicos de intensidad de radiación de estaciones base de telefonía móvil, en especial para los enlaces de estaciones Usuario-Base (o enlace ascendente).

Glosario

AETR: Analizador de Espectro en Tiempo Real

CRT: Tubo de Rayos Catódicos (*Cathode Ray Tube*)

IBM: International Business Machines

FFT: Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)

kHz: kilohercio

HP: Hewlett Packard

PC: Computadora Personal

DSSS: Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (Direct Sequence Spread Spectrum)

FHSS: Espectro Ensanchado por Salto de Frecuencia (Frequency Hopping Spread Spectrum).

GSM: Sistema Global para las Comunicaciones Móviles

FCC: Comisión Federal para las Comunicaciones.

SPI: Serial Peripheral Interface

FIFO: First In, First Out (primero en entrar, primero en salir)

MIPS: Millones de Instrucciones por Segundo

Referencias Bibliográficas

Reseña Históricas del Analizador de Espectro en Tiempo Real

http://findarticles.com/p/articles/mi_qa4075/is_200701/ai_n18705230

Descripción de Sistemas de Telecomunicaciones WI-FI

<http://www.irit.fr/~Ralph.Sobek/wifi/>

Descripción de sistemas de Telefonía Móvil

Principles and Applications of GSM

Vijay K. Garg, Ph.D. PE, SE and

Joseph E. Wilkes, Ph.D., PE

Prentice Hall PTR

Antena 2.4 CW RCT-RP

<http://www.linxtechnologies.com/>

Transceptor RF CC2500 y CC1100

<http://www.chipcon.com/>

Microcontrolador ATmega88

<http://www.atmel.com/>

CP2102 USB a UART

<https://www.silabs.com/Pages/default.aspx>