



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

UNIDAD ZACATENCO
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SECCIÓN DE COMUNICACIONES

Desarrollo de una antena activa de alta eficiencia

Que presenta

ÁNGEL PÉREZ MIGUEL

Para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Director de tesis: Dr. Hildeberto Jardón Aguilar

México, Ciudad de México.

Abril, 2016

Dedicatoria

*A Dios, mis padres y hermanos
y a quienes no están con nosotros
porque encontraron la manera
de vivir, Víctor Arriaga y Fernando Ramírez*

Agradecimientos

A mis padres Nicolasa y Rogelio que son mi pilar fundamental y por todo el amor que siempre me han brindado. A mis hermanos, Marlen, Patricia y Diego que son mi ejemplo a seguir y constantemente me brindan su apoyo.

Al Dr. Hildeberto Jardón Aguilar que me brindó su apoyo, tiempo y paciencia para la culminación de esta tesis.

Al M. en C. Rubén Flores Leal y al Ing. Victor Felipe Romero que me brindaron su ayuda en la elaboración de los prototipos de esta tesis, y más que eso, me brindaron su amistad para continuar.

A los Doctores Valeri Kontorovich Mazover, Felipe Alejandro Cruz Pérez, Domingo Lara Rodríguez, Raúl García Ruiz y Fernando Ramírez Mireles, por sus grandes enseñanzas durante mi estancia en el CINVESTAV

A mis compañeros de Maestría, Gerardo Díaz, Tonatiuh Juárez, Diana Rebeca Ramírez, Felipe Solís, Víctor Arriaga, por su gran ayuda y compartir sus experiencias que se quedan guardadas en nuestras almas. Y a los M. en C. Emanuel y Mario que nos brindaron sus consejos para lidiar y continuar en el trayecto.

A Yuri por todo el cariño y amor que me ofrece, sus preocupaciones y de este nuevo tiempo que compartimos juntos.

A mis amigos Verenice Graciela, Ana Maritza, Maytte, Jennifer, Lizeth Belinda, Alejandro, Roberto y Ana de quienes me brindaron su hogar, apoyo y sus consejos desde el momento que los conocí.

A mis compañeros y amigos del CINVESTAV Maribel, Eva, Angélica, Ricardo que se esfuerzan a cada día y nos brindan su apoyo.

Al laboratorio de compatibilidad electromagnética de ESIME por la ayuda en la caracterización de los diagramas de radiación de la antena de dipolos cruzados.

Al CONACYT por la ayuda económica durante la realización de esta maestría.

Agradezco al CONACYT por el apoyo económico que recibí para desarrollar la parte experimental de mi tesis a través del proyecto CONACYT No. 127856.

Abstract

An active antenna of base station is an antenna array which its radiation pattern may be adjusted dynamically. In this thesis a high-efficiency active antenna is developed to improve the architecture of a base station. Studies show the capabilities of an active antenna to improving cellular network, reducing the PIM, increasing the sensitivity of the receiver and improving efficiency of transmitter power.

Resumen

Una antena activa de estación base es un arreglo de elementos el cual su patrón de radiación se puede ajustar dinámicamente. En esta tesis se desarrolló una antena activa de alta eficiencia para mejorar la arquitectura de una estación base. Los estudios realizados demuestran las capacidades de una antena activas que mejoran la red celular, reducen la intermodulación pasiva (PIM), incrementan la sensibilidad en el receptor y mejoran la eficiencia de potencia en el transmisor.

Índice

Resumen	
Introducción	
Capítulo 1. Estado actual y evolución de la parte de RF de las estaciones base	1
1.1 Introducción a las estaciones base	1
1.2 Características y elementos de RF que conforman la estación base	4
1.2.1 Elementos de RF que conforman el gabinete en una Estación Base	5
1.2.2 Elementos de RF que conforman la torre de la Estación Base	13
1.3 Estándares actuales en la estación base	25
1.3.1 Arquitectura de las estaciones base en GSM	27
1.3.2 Arquitectura de las estaciones base WCDMA	28
1.3.3 Arquitectura de estaciones base en LTE	31
1.4 Nuevas tecnologías para estaciones base	35
1.4.1 Radios Definidos por <i>Software</i>	35
1.4.2 Antenas activas	37
Referencias del Capítulo 1	40
Capítulo 2. Estudio de antenas pasivas para las estaciones base	43
2.1 Fundamentos de antenas	43
2.1.1 Impedancia	43
2.1.2 Ancho de banda	44
2.1.3 Patrón de radiación	45
2.1.4 Polarización	46
2.1.5 Eficiencia	47
2.1.6 Directividad y ganancia	47
2.2 Arreglo de elementos	48
2.2.1 Arreglo de 2 elementos	49
2.2.2 Arreglo lineal de N elementos	52
2.3 Requerimientos y limitantes de las antenas para estación base	56
2.3.1 Requerimientos de operación	57
2.3.2 Dimensionamiento del arreglo	59
2.3.3 Arreglos multibanda	61
2.3.4 Intermodulación pasiva	62
2.3.5 Discriminación por polarización cruzada	63
2.3.6 Defectos en el patrón de radiación	64
2.4 Técnicas para mejorar el desempeño de cobertura, capacidad, enlace de subida y bajada en estaciones base	66
2.4.1 Sectorización	67
2.4.2 Diversidad por polarización	69
2.4.3 Diversidad espacial	72
2.4.4 Módulo de antena de alta ganancia	73
2.4.5 Arreglos con múltiples haces	74
Referencias del Capítulo 2	78
Capítulo 3. Transreceptores Definidos por <i>Software</i> (TDS) y su importancia en la antenas activas	81
3.1 Arquitectura del Transreceptor Definido por <i>Software</i>	81
3.1.1 Modelo de un ideal TDS	82
3.1.2 Arquitectura del bloque de RF de un TDS	84
3.1.3 Arquitectura del bloque de banda base de un TDS	86

3.1.4	Arquitectura del <i>software</i> de un TDS	90
3.2	Requisitos y limitaciones de los Transreceptores Definidos por <i>Software</i>	93
3.2.1	Características y ventajas de un TDS	94
3.2.2	Convertidor Analógico-Digital y Digital-Analógico	96
3.2.3	Convertidor digital hacia arriba y hacia abajo de frecuencia	98
3.2.4	Pre-Distorsión Digital	101
3.2.5	Velocidad de Procesamiento	102
3.3	Tarjetas de Radio de <i>Software</i> Universal (USRP)	104
3.3.1	Componentes principales de una tarjeta USRP	104
3.3.2	Arquitectura de un USRP	105
3.3.3	Características y ventajas de un USRP	106
3.4	Transreceptores Definidos por <i>Software</i> y su relación con antenas activas	107
3.4.1	Arquitectura distribuida de una estación base	108
3.4.2	Sistemas multiestándar y adaptivos	108
3.4.3	Transreceptores Definidos por <i>Software</i> y antenas activas en estaciones base LTE	109
3.4.4	Impacto de los TDS sobre estaciones base	110
	Referencias del Capítulo 3	112
Capítulo 4.	Diseño del radiador de una antena para estación base	115
4.1	Diseño de un dipolo planar, elemento básico de una antena de estación base	115
4.1.1	Características de los radiadores de estaciones base	115
4.1.2	Análisis comparativo y selección del elemento radiador de una antena de estación base a partir de radiadores de baja intermodulación pasiva	119
4.2	Diseño del dipolo planar	135
4.2.1	Características de diseño del dipolo planar	136
4.2.2	Diseño del sistema de alimentación del dipolo planar	140
4.2.3	Plano reflector del dipolo planar	144
4.2.4	Análisis por computadora del dipolo planar con sistema de alimentación integrado	146
4.3	Selección y diseño de un dipolo cruzado, elemento radiador de una antena de estación base	153
4.3.1	Diversidad por polarización y polarización cruzada	153
4.3.2	Dipolos cruzados propuestos	156
4.3.3	Criterios de selección del dipolo con doble polarización lineal	167
4.4	Construcción del dipolo cruzado	178
4.4.1	Análisis por computadora de los efectos de construcción sobre el funcionamiento del dipolo cruzado	179
4.4.2	Diseño y fabricación del dipolo cruzado con baja intermodulación pasiva	184
4.4.3	Fijación, fabricación de las líneas de alimentación del dipolo cruzado	185
4.5	Caracterización y medición del dipolo cruzado	189
4.5.1	Coefficiente de reflexión	189
4.5.2	Patrón de radiación del dipolo cruzado	191
4.5.3	Error de seguimiento	197
4.5.4	Polarización cruzada	199
	Referencias del Capítulo 4	203
Capítulo 5.	Diseño por computadora a nivel de bloques de un transreceptor definido por <i>software</i>	205
5.1	Panorama de la arquitectura de un transreceptor definido por <i>software</i>	205
5.2	Características y requerimientos del bloque de RF en la recepción de un TDS para estación base	208
5.2.1	Parámetros que caracterizan el desempeño del receptor de un TDS	209

5.2.2 Semiconductores para el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido de un Transreceptor Definido por Software para estación base	214
5.2.3 Arquitectura propuesta para el diseño por computadora del receptor de una TDS para estación base	220
5.2.4 Análisis y diseño por computadora de la etapa de recepción de los bloques de RF de un TDS	224
5.3 Características y requerimientos del bloque de RF en la trayectoria de transmisión de un TDS para estación base	233
5.3.1 Parámetros que caracterizan el desempeño del transmisor de un TDS	234
5.3.2 Semiconductores para el diseño del amplificador de potencia de un Transreceptor Definido por Software para estación base	236
5.3.3 Arquitectura propuesta para el diseño por computadora del transmisor de una TDS para estación base	238
5.3.4 Análisis y diseño por computadora de los bloques de RF de un TDS	239
Referencias del Capítulo 5	244
Capítulo 6. El diseño por computadora de una antena activa para estaciones base	249
6.1 Panorama de las antenas activas	249
6.1.1 Bloques propuestos para la simulación de la antena activa con base en su arquitectura	249
6.1.2 Requerimientos propuesto por el estándar de las antenas activas para estación base	251
6.2 Estudio por computadora del radiador diseñado puesto en un arreglo lineal	251
6.2.1 Variación de la fase de excitación en el arreglo	252
6.2.2 Efecto de la amplitud de la señal en el arreglo	259
6.3 Estudio por computadora del patrón de radiación de una antena activa	262
6.3.1 Patrón de radiación adaptivo	262
6.3.2 Múltiples haces	264
6.3.3 Sectorización Vertical	267
6.4 TDS en la antena activa	273
6.4.1 Requerimientos del transreceptor en una antena activa	274
6.4.2 Estudio por computadora de la parte analógica de un TDS en un arreglo lineal	274
Referencias del Capítulo 6	279
Conclusiones generales	281
Apéndice A	287
Apéndice B	289

Acrónimos

3GPP	3ra Generation Partnership Project
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ADC	Analog-to-Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
AMPS	Advanced Mobile Phone System
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AUC	Authentication Center
BCF	Beam Coupling Factor
BSC	Base Station Controller
BSM	Base Station Manager
BTS	Base Transceiver Station
CCP	Call Control Processor
CDMA	Code Division Multiple Access
CIC	Cascaded Integrator Comb
CIN	CDMA Interconnection Network
CNR	Carrier to Noise Ratio
CORBA	Common Object Request Broker Architecture
CPRI	Common Public Radio Interface
DAC	Digital-to-Analog Converter
DATU	Antenna And TMA Control Unit for DTRU
DDC	Digital Down Converter
DDPU	Dual Duplexer Unit for DTRU
DEMU	Environment Monitoring Unit for DTRU
DOA	Direction of Arrival
DSP	Digital Signal Processor
DTMU	Transmission & Timing & Management Unit for DTRU
DTRU	Double Transceiver Unit
DUC	Digital Up Converter
EPS	Evolved Packet System
EVM	Error Vector Magnitude
FIR	Finite Impulse Response
FNBW	First-Null Beamwidth
FPGA	Field Programmable Gate Array
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global Systems for Mobile communications
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HDR	Hardware Defined Radio
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterostructure Field Effect Transistor
HPBW	Half-Power Beamwidth
HSS	Home Subscriber Server
IIR	Infinite Impulse Response
ISR	Ideal Software Radio
LNA	Low Noise Amplifier
LTE	Long Term Evolution
MCL	Minimum Coupling Loss
MESFET	Metal–Semiconductor Field-Effect Transistor
MIMO	Multiple Input-Multiple Output

MIPS	Million Instructions Per Second
MME	Mobility Management Entity
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MSC	Mobile Services Switching Centre
NCO	Numerically Controlled Oscillators
O&M	Operation and Maintenance
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAE	Power Added Efficiency
PAR	Peak to Average Ratio
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy
PHS	Personal Handy-phone System
PIM	Passive Intermodulation
PC	Personal Computer
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RAN	Radio Access Network
RCP	Reconfigurable Communications Processor
RET	Remote Electrical Tilt
RRU	Remote Radio Unit
RT-LINUX	Real Time LINUX
SAE	System Architecture Evolution
SAW	Surface Acoustic Wave
SCA	Software Communications Architecture
SCFDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SCR	Software Controlled Radio
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SDR	Software Defined Radio
SNR	Signal to Noise Ratio
SONET	Synchronous Optical Networking
SoC	System on Chip
STBC	Space-time Block-code
STC	Space-time Code
STM	Synchronous Transport Module
SWR	Standing Wave Ratio
TDM	Time Division Multiplexing
TDS	Transceiver Defined Software
TMA	Tower Mounted Amplifier
TSB	Transcoder and Selector Bank
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USR	Ultimate Software Radio
USRP	Universal Software Radio Peripheral
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Introducción

Es indispensable incrementar la eficiencia de las estaciones base para satisfacer la demanda siempre creciente de los servicios móviles de banda ancha. El incremento de la capacidad de los sistemas de comunicación móviles se alcanza mediante el agregado de estaciones base a la infraestructura ya existente pues una nueva infraestructura resulta ser cara y de lenta implementación. Sin lugar a dudas celdas pequeñas permiten una forma más rápida y eficiente en costos para adicionar capacidad en “áreas calientes” (hot spot areas), pero resultan ser sólo un complemento ante células grandes, las cuales son la clave para suministrar cobertura y capacidad. Lo anterior implica que todo esfuerzo para incrementar la eficiencia de las células grandes, tiene importancia tecnológica, económica y científica ya que se posibilitaría a contribuir y satisfacer la demanda siempre creciente de servicios móviles de banda ancha exigida a las modernas redes de comunicaciones.

El desarrollo de los receptores definidos por software, facilita por un lado que las estaciones base soporten múltiples interfaces inalámbricas, barridos de frecuencia, formatos de modulación, etcétera; por otro lado permiten acercar la parte de radiofrecuencia (amplificadores de potencia, transreceptores) a los elementos radiadores, dando la posibilidad de evolucionar al empleo de antenas activas en las estaciones base.

La utilización de antenas activas en las estaciones base permiten mejorar una serie de características de las estaciones base, entre las más importantes se pueden considerar:

- Mejorar la sensibilidad gracias a que se eliminan las pérdidas introducidas por el cable de radiofrecuencia que conecta la antena con el receptor.
- Mejorar la eficiencia de potencia, esta característica está relacionada con el hecho que se reducen las pérdidas entre la antena y el transmisor presentes en las estaciones base que emplean antenas pasivas.
- Reducción de la intermodulación pasiva. Gracias a que una antena activa se disminuye el número de uniones metal-metal, las cuales son las fuentes de las intermodulaciones pasivas, esto disminuye el nivel de estas intermodulaciones pasivas que son críticas en todo transmisor para diferentes portadoras.
- Facilita el control electrónico de la amplitud y la fase de las señales en cada dipolo que constituye a la antena. La fase y atenuación introducida por los cables de RF que conectan a los radiadores con el equipo de RF son función de las condiciones ambientales, su eliminación en las antenas activas permite que el patrón de radiación y su inclinación sean controlados electrónicamente sin tener que considerar la variabilidad de la fase y las atenuaciones introducidas por los cables de RF.

- Se logra una mayor eficiencia de potencia. La eliminación de las pérdidas introducidas por los cables de RF posibilitan a disminuir el consumo de energía de las alimentaciones y esto puede conllevar a reducir el tamaño de las instalaciones.
- Las antenas activas mejoran la capacidad y cobertura. El mayor control del patrón de radiación facilita incrementar la cobertura y la capacidad en un ambiente de redes multiestándar.
- Permiten compatibilidad con macroceldas y microceldas. El control más eficiente del patrón de radiación y la reducción en el tamaño de las instalaciones permite que las antenas activas sean empleadas en estaciones base para macroceldas y microceldas.
- Flexibilidad de la estación base. El mejor control del patrón de radiación junto con los transreceptores definidos por software permite proporcionar a las estaciones base la suficiente flexibilidad para expandir la eficiencia y funcionamiento de los sitios de las estaciones base.

Con todas estas razones, la presente tesis está relacionada con el estudio de las antenas activas para estaciones base de los sistemas de telefonía celular. El objetivo de la tesis es el diseño de una antena activa para estación base donde se considere el estado del arte de la electrónica de RF desde un punto de vista de eficiencia de potencia y sensibilidad.

Para alcanzar el objetivo de la tesis, ésta se organiza en 6 capítulos. El primero está relacionado con el estado actual del desarrollo de la parte de RF de las estaciones base; el estudio detallado de las antenas pasivas para las estaciones base es tema del segundo capítulo. Los transreceptores definidos por software y su importancia en las estaciones base es tema del tercer capítulo. Acerca del diseño del radiador de una antena para estación base se trata en el capítulo 4. El tema central del capítulo 5 es el diseño por computadora a nivel de bloques de un transreceptor definido por software. El diseño por computadora de una antena activa para estaciones base se trata en el capítulo 6.

La parte final de la tesis se relaciona con las principales conclusiones y resultados obtenidos al desarrollar la presente tesis.

Objetivo

Estudio de las estaciones base y las antenas pasivas para el diseño y construcción de un elemento radiador de baja intermodulación pasiva y doble polarización para el desarrollo de una antena activa de alta eficiencia de estación base.

Capítulo 1

Estado actual y evolución de la parte de RF de las estaciones base

1.1 Introducción a las estaciones base

En un sistema inalámbrico que ofrece servicio a una gran cantidad de usuarios es frecuente que tenga un punto de acceso al núcleo de la red para tener una comunicación en común, ya que en muchos casos los abonados son equipos fijos o móviles con comunicación full dúplex. Este punto en común se le denomina estación base, sirve como punto de acceso a una red de comunicación como Internet o una red telefónica para que los abonados se comuniquen entre sí. El crecimiento del número de los teléfonos celulares y la expansión hacia nuevas áreas de servicio ha traído a la par el crecimiento de las estaciones base tanto en áreas urbanas como rurales.

En una red de telefonía celular, el área geográfica es dividida en áreas de servicio más pequeñas a la que se le denominan celdas. Un sistema celular puede ser diseñado con celdas triangulares o cuadradas, pero, por razones económicas Laboratorios *Bell* adoptaron sistemas con hexágonos regulares como celdas como se muestra en la figura 1.1 [1]. Así cada celda es cubierta por una estación base que contiene elementos radiadores que transmiten y reciben señales de radiofrecuencia para proporcionar servicio a los móviles con acceso a la red. La posición de la estación base se elige de manera estratégica con el objetivo de facilitar el aumento de la cobertura, capacidad y calidad de servicio.

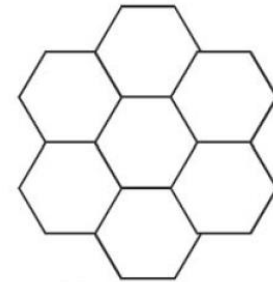


Figura 1.1 Esquema celular

En la actualidad las estaciones base se encuentran en constante evolución debido a los nuevos estándares y servicios que deben ofrecer, ya que en ellas no sólo se lleva el control de datos, sino también monitoreo de los equipos móviles. Una estación base debe contener información acerca de los dispositivos que tiene a su servicio, si un determinado equipo móvil está en llamada o con conexión a internet, si existe una transferencia a otra celda, etc. Esta comunicación se hace con un protocolo en particular dependiendo del servicio empleado, sin embargo, lo que no puede pasar por alto es la complejidad de los algoritmos para un correcto funcionamiento. Estos algoritmos son implementados con chips tales como ASIC/DSP/FPGA. En muchos casos la complejidad de procesamiento se traduce como un aumento de consumo de potencia en la estación base, lo que conlleva tener una estación base poco eficiente, de mayor costo y se incrementa la probabilidad de

que falle [2]. Los Radios Definidos por *Software* fueron propuestos por Joseph Mitola para hacerle frente al problema anterior [3]. En los sistemas de Radios Definidos por *Software* el transmisor, el receptor, la modulación/demodulación, temporizadores, codificadores y decodificadores son realizados principalmente por *software*; así los complejos algoritmos se distribuyen sobre tareas específicas empleando Procesadores de Propósito General en conjunto con lo DSP y FPGA.

En la implementación tradicional, la antena de una estación base y el módulo de radiofrecuencia se encuentran separados, usualmente la antena se conecta al módulo de radiofrecuencia mediante una línea de transmisión. En la línea de transmisión se tienen las trayectorias de transmisión y recepción para las señales de RF. En el trayecto de transmisión de la señal de RF, la eficiencia de potencia disminuye a causa de las pérdidas que introduce el cable de RF. Las pérdidas de potencia se reflejan en un aumento de consumo de energía en la estación base que conlleva aumento de un costo económico que es proporcional al número de estaciones base que tienen esta arquitectura. En la trayectoria de recepción el cable de RF introduce ruido y atenuación a la señal de información, degradándose significativamente la sensibilidad.

Generalmente el elemento radiador de la estación base y el cable de RF son considerados como dispositivos pasivos y lineales. Sin embargo cuando se transmite con una alta potencia, estos dispositivos se comportan como dispositivos no lineales. La no linealidad es normalmente causada por la unión metal-metal y esta aumenta debido a imperfecciones de soldadura, discontinuidades, oxidación y el pobre contacto mecánico que existan entre estas uniones. Por lo tanto cuando la señal de alta potencia contiene múltiples portadoras y están presentes los fenómenos no lineales, se generan productos de intermodulación que limitan la capacidad del sistema, debido a que estos productos de intermodulación pueden causar interferencia. Estas nuevas componentes que se generan debido al fenómeno no lineal de los elementos pasivos es conocido como intermodulación pasiva (PIM). En efecto, las estaciones base sufren de intermodulación pasiva, ya que a la antena se le excita con una alta potencia y el cable de RF está expuesto ante fenómenos físicos como oxidación e imperfecciones de las uniones metal-metal debido a la lluvia y esfuerzo mecánico causado por temblores o la fuerza del viento. El problema de la intermodulación pasiva empeora si un producto de intermodulación cae dentro de la banda de recepción porque la interferencia no puede ser removida por medio de filtros. Por ejemplo, en el sistema GSM-1800 el cual tiene la banda de frecuencias de 1710MHz-1785MHz para el enlace de subida y la banda de 1805MHz-1880MHz para el enlace de bajada, un producto de intermodulación de tercer orden que se genera en el transmisor puede ser $2 \times 1805 - 1880 = 1730$ MHz, la cual cae dentro de la banda del enlace de subida.

El empleo de antenas activas en estaciones base logran reducir los problemas que se tienen con el cable de RF y sus uniones metal-metal entre la conexión de la antena con el módulo de RF. En una

antena activa se tiene el módulo de RF integrado al elemento radiador como una sola entidad, aislando la dependencia que se tiene con el cable de RF, lo cual se reduce la intermodulación pasiva y las pérdidas de energía que éste ocasiona. Se ha encontrado en la literatura [4] de una antena activa en una estación base, a la que se describe como un sistema embebido que contiene al elemento radiador y al módulo de RF, las cuestiones que tratan de resolver en estaciones base son la reducción de la pérdida de energía en la transmisión y reducción del ruido en la recepción.

Un radiador de una estación base está compuesto de un arreglo de múltiples antenas, las cuales requieren de señales relativamente precisas de amplitud y fase para tener la configuración del patrón de radiación deseado. Si las amplitudes y fases de las señales de cada elemento que conforma el arreglo son controladas a distancia de las líneas de alimentación, se introducirán desfasamientos y atenuaciones aleatorias adicionales, lo que produce una modificación en el patrón de radiación afectando la cobertura y la calidad de servicio del sistema. Entonces, además de integrar el módulo de RF al elemento radiador, se puede añadir un sistema de control para regular con mayor precisión la amplitud y fase de la señal de cada elemento que conforma el arreglo. El sistema de control para la regulación de amplitud y fase permite modificar el patrón de radiación del elemento radiador ya sea de forma estática o dinámicamente. La modificación del patrón de radiación dinámica puede incrementar la capacidad del sistema de acuerdo al tráfico que se tenga en ese momento, ampliar la cobertura, incrementar la ganancia y se logra tener un mayor control sobre el patrón de radiación [5].

En antenas inteligentes cambia la manera de configurar el patrón de radiación, en vez de tener un patrón de radiación fijo, la antena es capaz de generar haces de alta ganancia y cada haz se enfoca hacia un usuario deseado. La desventaja de tener haces de alta ganancia es el incremento del tamaño de la antena; una antena grande en una estación base produce una mayor resistencia al viento, además que el sistema se vuelve más complejo al tener que controlar varios haces. Por otra parte las ventajas que se tienen al emplear antenas inteligentes en estaciones base es el incremento de la zona de cobertura, reducción de la interferencia, introducción de nuevos servicios, manejo de varios estándares de comunicación inalámbrica, entre otros [6].

Considerando la cobertura y aumento de capacidad, las antenas inteligentes en estaciones base ofrecen características como mayor ganancia, disminución de interferencia, mayor eficiencia en el consumo de potencia de la estación base. El consumo de potencia en las estaciones base es un problema al que se le han dado una gran cantidad de atención y de soluciones [7]. Las antenas activas al igual que las antenas inteligentes permiten mejorar la cobertura, aumentar la capacidad de tráfico en la celda, aumentar la capacidad de los enlaces de subida y bajada, entre otros beneficios [8].

Todo lo anterior indica que la arquitectura de las estaciones base evolucionan tanto en *software* como en *hardware* para adaptarse a los nuevos servicios requeridos por los usuarios.

1.2 Características y elementos de RF que conforman la estación base

La arquitectura de una estación base consiste en 4 bloques principales: el módulo de radiofrecuencia, módulo de banda base, módulo de control y módulo de transmisión [9]. En la figura 1.2 se presenta un ejemplo de la arquitectura típica de una estación base.

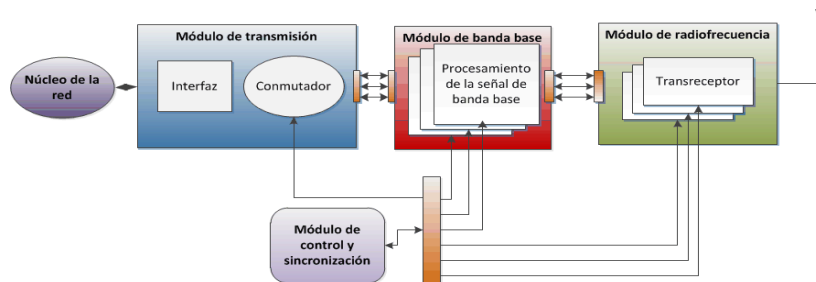


Figura 1. 2 Arquitectura típica de una estación base

El módulo de radiofrecuencia está formado por un transceptor, donde el receptor es el encargado de percibir la portadora útil proveniente de un mar de oscilaciones incidentes en la antena. La portadora útil, al propagarse, sufre de degradaciones como atenuación, ruido, desvanecimientos y siempre está acompañada de oscilaciones interferentes. El objetivo básico del receptor es separar la portadora del conjunto de oscilaciones interferentes, incrementar su nivel de amplitud para detectarla correctamente. El módulo de radiofrecuencia del receptor procesa la portadora hasta entregar una réplica digital al módulo de banda base. El transmisor procesa una señal digital de información proveniente el módulo de banda base introduciéndola en una portadora, amplificándola y trasladándola en frecuencia para posteriormente radiarla al medio de transmisión.

El módulo de banda base codifica y decodifica la señal en el ambiente digital, entrega al módulo de radiofrecuencia del transmisor una señal codificada que es la fuente de información originada por el núcleo de la red a través del módulo de transmisión. A la vez el módulo de banda base recibe del módulo de radiofrecuencia del receptor una señal de FI o banda base para demodularla y decodificarla, la señal decodificada es enviada al módulo de transmisión que se encarga de direccionarla hacia el núcleo de la red.

El módulo de transmisión se encarga de establecer el enlace entre estaciones base y direccionar la información entre las estaciones base hacia el núcleo de la red. En la trayectoria inversa recibe información de la red proveniente de otras estaciones para enviarla a los usuarios móviles que están en servicio.

La información presente en módulo de transmisión se agrupa en paquetes y se envía al núcleo de la red, con el fin de transmitir los datos mediante conmutación de paquetes. GPRS es una capa que permite la transmisión de datos con conmutación de paquetes que corre encima de una red GSM. CDMA 2000 ofrece una capa que permite operar en un sistema digital con transmisión de datos con

conmutación de paquetes para las redes de voz ya existentes [10]. Los paquetes son secuencias de bits codificados que contienen la información de la voz o datos a la que se le añade información acerca del contenido de éste, cada paquete se le integra cierta información de direccionamiento para conocer el destino de la estación base a la que llegará. La información que se recibe del núcleo de la red confirma el direccionamiento para determinar la ubicación del móvil al que se le entregará la información, se toman en cuenta los casos en que el móvil realiza una transferencia a otra celda, ante este caso, la información se transfiere a la estación base de servicio actual.

El módulo de control se encarga de realizar la coordinación de los módulos de radiofrecuencia, de banda base y el de transmisión. Se debe mantener una sincronización de estos tres módulos para tener la misma referencia temporal. La referencia temporal es a nivel de red, todas las estaciones base que conforman la red tienen la misma referencia temporal. En la figura 1.3 se muestra un esquema de sincronización entre estaciones base.

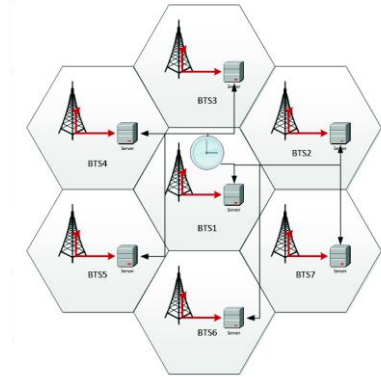


Figura 1.3 Esquema de sincronización entre estaciones base

Debido al reuso de frecuencias presente en un sistema celular, cada canal de comunicación está asociado a una frecuencia de operación diferente, la tarea de ajustar la frecuencia de operación es realizada por el módulo de control de la estación base, el cual sintoniza cada móvil presente en la celda. En particular la sincronización y la sintonización son indispensables para las redes móviles inalámbricas porque los radios utilizados en estas redes operan en bandas de frecuencia muy estrictas que necesitan una banda de guarda para evitar interferencia cocanal. Una pobre sincronización tiene un impacto negativo ante la transferencia de móviles entre celdas, el peor caso de una pobre sincronización es la caída de la llamada, lo cual aumenta la probabilidad de bloqueo de llamada debido a la no confiabilidad del enlace [11].

1.2.1 Elementos de RF que conforman el gabinete en una Estación Base

En la implementación de la arquitectura de la estación base, cada módulo puede ser dividido en varios subsistemas que son una implementación física de cada parte que la conforma y se le denomina hardware. Éste puede ser el transreceptor, tarjetas de procesamiento digital, fuentes de suministro de energía, conmutadores, etc. En las estaciones base actuales el sistema de control se encarga de monitorear el estado de algunos o todos estos elementos, así como configurar parámetros dinámicamente como controlar la energía, seleccionar un transreceptor disponible, modificar la frecuencia de operación de un transreceptor, todo bajo un PC anfitrión que funciona como interfaz

entre el hombre y la estación base [12].

Cada fabricante presenta una arquitectura propia de operación e implementación, sin embargo, sus diferencias son mejoras que pueden ofrecer ante su competencia. Como ejemplo, en la figura 1.4 se muestra el equipo de operación para una estación base que se incorpora al gabinete, éste corresponde al fabricante *Huawei* cuyo modelo es el BTS3012 [13], el cual se tomará como ejemplo para analizar los principales bloques de una estación base. Las características principales de este gabinete son: Soporta estándares GSM 800, 850, 900, 1800, 1900 y un módulo de WCDMA. Soporta varios módulos de transmisión entre los cuales se encuentran, microondas y vía satelital. Posee 6 Unidades Transreceptores Dobles (DTRU), por lo que puede operar hasta con 12 portadoras. Contiene un módulo de control de ganancia que es dinámico o estático. Soporta antenas con patrón de radiación direccional u omnidireccional.

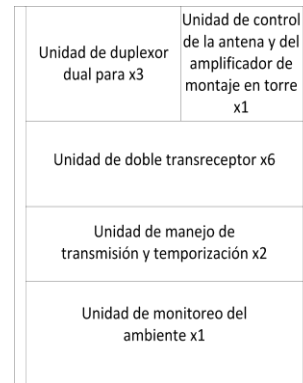


Figura 1. 4 Gabinete para estación base del fabricante Huawei [13]

Los elementos que conforman el gabinete BTS3012 son los siguientes:

- **Unidad de Manejo de Transmisión y Temporización para el DTRU de la estación base (DTMU).** Esta unidad controla las fallas, desempeño y seguridad del sistema; es el sistema de control que mantiene en operación a la estación base y tiene una entrada para la señal de sincronización. El DTMU tiene indicadores acerca del estado de los transmisores y de los receptores, transferencia de llamada, alarma de fallo de sensores, estado de la Inclinación Remota Eléctrica de la antena y el estado de la señal de reloj de temporización. Este módulo también recibe el servicio de los datos proveniente de una Estación Base Controladora, intercambiando procesos y la información que se envía al DTRU. Recibe la información proveniente del DTRU, realiza la decisión y procesamiento en la señalización y transmisión entre el DTRU y la unidad que contiene al duplexor.
- **Unidad de Monitoreo del Ambiente para el DTRU de la estación base (DEMU).** Para proteger el equipo electrónico del ambiente externo como la lluvia, humedad, polvo y contaminación, se integra en el gabinete. Sin embargo las unidades que conforman el sistema generan energía térmica que llegan a ser hasta de kilowatts, ésta es transferida por conducción a través de las paredes de gabinete y por convección a través del ambiente interno del gabinete. Para mantener un correcto funcionamiento de la electrónica es necesario lograr un equilibrio térmico dentro del gabinete, muchos equipos electrónicos están especificados para operar entre el intervalo de temperatura de -40 °C a +65 °C. En los componentes electrónicos, por cada 10

°C de aumento de temperatura la confiabilidad de operación se reduce a un 50%, es decir la probabilidad de fallo del sistema se duplica por cada incremento de 10 °C [14]. Este módulo se encargará de regular la temperatura interna del gabinete.

También realiza el monitoreo de las variaciones de contaminación y humedad dentro del gabinete. En su interfaz, se despliegan las señales de salida para el monitoreo de estas variables e incorpora una alarma para indicar cuando el DTRU está operando fuera de las condiciones ambientales.

- **Unidad de control de la Antena y del TMA para el DTRU de la estación base (DATU).** Esta unidad se encarga de transmitir las señales de control de la Inclinación Eléctrica Remota (RET) con el fin de modificar el patrón de radiación de la antena. En un sistema con antenas activas, este módulo puede integrarse a la antena con el fin de ajustar el patrón de radiación de manera dinámica, mejorando la cobertura y la capacidad del sistema.

- **Unidad de Doble Transreceptor (DTRU).** Esta unidad es la más importante de la estación base, el DTRU está conformado por un transreceptor. Está integrado de 2 transmisores y su objetivo es convertir una señal de banda base a señal de radiofrecuencia y 2 receptores que realizan el proceso inverso. Al tener 2 transmisores y 2 receptores se pueden utilizar 2 portadoras de radiofrecuencia a las vez, también se pueden configurar la unidad en modo de diversidad, la cual se puede emplear los 2 transmisores o receptores para una única portadora. En este DTRU, para el transmisor se tiene dos trayectorias de diversidad, mientras que el receptor tiene 4 trayectorias de diversidad. En la figura 1.5 se muestran las trayectorias de salida y de entrada de DTRU con sus conexiones internas a los transreceptores.

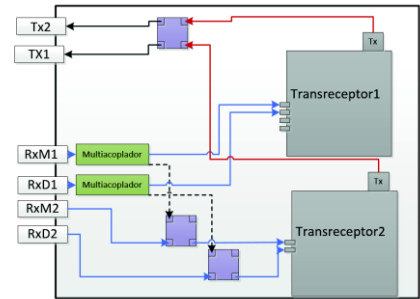


Figura 1. 5 DTRU del fabricante de Hauwei [13]

Las entradas de RX con designación “M” son señales principales a los transreceptores correspondientes, mientras que las señales con designación “D” son entradas de señales de diversidad al transreceptor correspondiente. El DTRU se puede operar en dos modos, modo independiente y modo de diversidad. En la figura 1.6 se muestra la configuración el DTRU en modo independiente, en

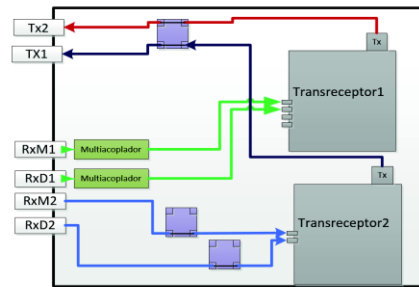


Figura 1. 6 DTRU configuración modo independiente

éste se pueden utilizar dos portadoras diferentes al mismo tiempo porque cada transreceptor opera con cada una. En la figura 1.7 se muestra la configuración del DTRU en modo de diversidad, en éste el DTRU opera con una sola portadora, la señal es procesada por dos transreceptores a la vez.

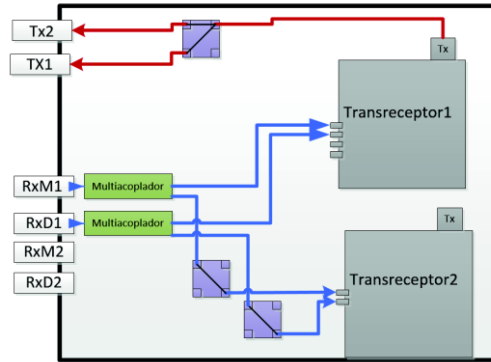


Figura 1. 7 DTRU configuración en modo de diversidad

Otras funciones que tiene esta unidad es realizar la modulación, demodulación de la señal de información y dispersión del espectro. En esta misma unidad realiza el procesamiento de la señal en banda base como codificación, decodificación, muestreo, conversión analógico-digital y conversión digital-analógica.

- **Unidad de Duplexor Dual para DTRU de la estación base (DDPU).** Esta unidad se muestra en la figura 1.8 y se encuentra dentro del gabinete de la estación base, contiene un duplexor el cual separa las trayectorias de transmisión de la de recepción; la separación se realiza mediante filtros pasa banda. El DDPU tiene 2 entradas las cuales son salidas del DTRU. En la trayectoria de recepción se tiene 8 salidas las cuales pueden operar hasta 4 receptores de manera independiente o 2 en modo de diversidad.

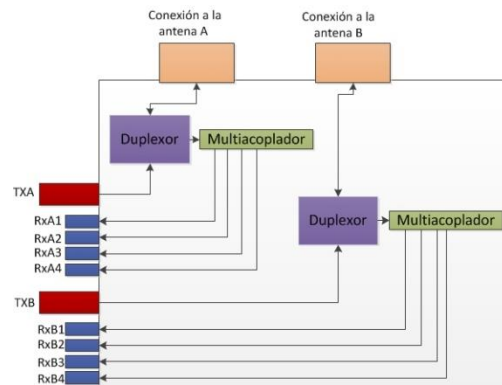


Figura 1. 8 DDPU del gabinete del fabricante Huawei

El DTRU se integra por el módulo de radiofrecuencia y el módulo de banda base. Siguiendo la arquitectura, el DTRU debe estar conectado a un sistema de control. El sistema de control es la parte

más sofisticada, debido a que idealmente este módulo no debe fallar nunca, asegurando confiabilidad del sistema. En la figura 1.9 se muestra el flujo de la señal de transmisión y de recepción representada con un diagrama a bloques de los elementos que conforman a la estación base del fabricante *Huawei*, a la vez se relacionan estos elementos con la arquitectura típica de una estación base, la cual se describe en la sección 1.2.1.

En el enlace de bajada el DTMU recibe el servicio de datos del controlador de la estación base (BSC), procesa la información y la envía al DTRU. El DTRU realiza un filtrado digital, después modula la información introduciéndola a una portadora, ésta es amplificada y entregada al DDPU.

En el enlace de subida la antena recibe la señal transmitida por un equipo móvil, después ésta es amplificada por el TMA. El TMA es opcional y es utilizado para no degradar la sensibilidad, compensando parte de las pérdidas introducidas por la línea de transmisión entra la antena y el DDPU. El DTRU amplifica la señal y la traslada a FI o a banda base. EL DTRU envía la señal al DTMU para transmitirla con el núcleo de la red.

En la actualidad los algoritmos del sistema de control manejan a los elementos de radiofrecuencia y de banda base del DTRU de manera remota y dinámica. Parte de la evolución de los componentes de radiofrecuencia en los sistemas celulares está relacionada sus generaciones [15].

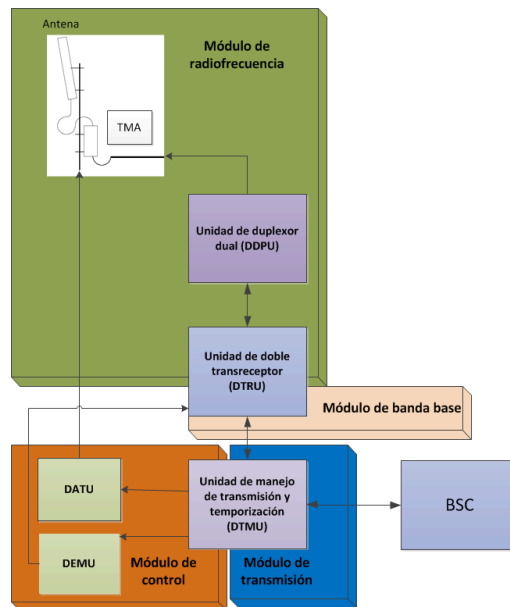


Figura 1. 9 Flujo de las señales de recepción y transmisión de las Unidades de la Estación Base del fabricante Huawei y su relación con la arquitectura típica de una Estación Base

La primera generación de los sistemas celulares comenzó en los 80s, la parte de radiofrecuencia de las estaciones base utilizaban técnicas de modulación analógica para transmitir y recibir. El único servicio que se tenía era el de voz.

La segunda generación fue cerca de los 90s. La voz se empezó a codificar en secuencias de palabras de bits finitas que se modulaban digitalmente para ser transmitida. Un requisito importante durante el desarrollo de esta generación era aumentar la eficiencia espectral que se logró con el estándar GSM que permitía el multiplexaje tanto en tiempo como en frecuencia. En el sistema AMPS se asignan 30 kHz por usuario de voz, mientras que en GSM se multiplexaban 8 canales de voz en 200 kHz, ahorrándose 40kHz de ancho de banda, aumentando la capacidad hasta 4 veces [15].

En esta generación, gran parte de la arquitectura de RF utilizada era HDR, Radios Definidos por Hardware. La parte de radiofrecuencia era fija y analógica cuyo diseño surgió entre el año de 1960 y 1970 y sus primeras implementaciones se emplearon en transreceptores de la primera generación de celulares. En el sistema 2G se implementó los HDR junto con el procesamiento digital de banda base, la aparición de los ADC, DAC y DSP de bajo costo fue en la década de los 80s, logrando incrementar la eficiencia del espectro. Debido a esto, hubo un cambio en el desarrollo de la arquitectura de los radios. La nueva arquitectura los alejó completamente de lo analógico combinándolos con sistemas digitales creando una arquitectura híbrida.

En la figura 1.10 se muestra la arquitectura híbrida utilizada en la segunda generación. El sistema de Radiofrecuencia mostrado opera en el estándar GSM, el transmisor y receptor ocupan un ancho de banda de 35 MHz. Como ejemplo se tiene el estándar GSM 900 que emplea el intervalo de 880-915 MHz para recibir y el intervalo de 925-960 MHz para transmitir. En estaciones base, la conexión entre la antena y el duplexor está separada decenas de metros, por lo que la señal se atenúa, lo que provoca que la sensibilidad del receptor se degrade. Este problema se puede resolver si se colocara el transreceptor cerca de la antena. El filtro de RF atenúa a las oscilaciones interferentes que están alejadas de la portadora para que no se degrade la robustez contra oscilaciones interferentes del receptor. Es necesario que este filtro tenga un coeficiente de ganancia que se aproxime a la unidad, tener un coeficiente de ganancia que se aproxime a la unidad conlleva a tener una pobre selectividad.

En la entrada del amplificador se tendrán señales de fracciones de micro volts por lo que el amplificador debe ser de bajo nivel de ruido y de alta ganancia de potencia. Además como es un bloque activo debe introducir la menor distorsión no lineal posible, por lo que debe ser altamente

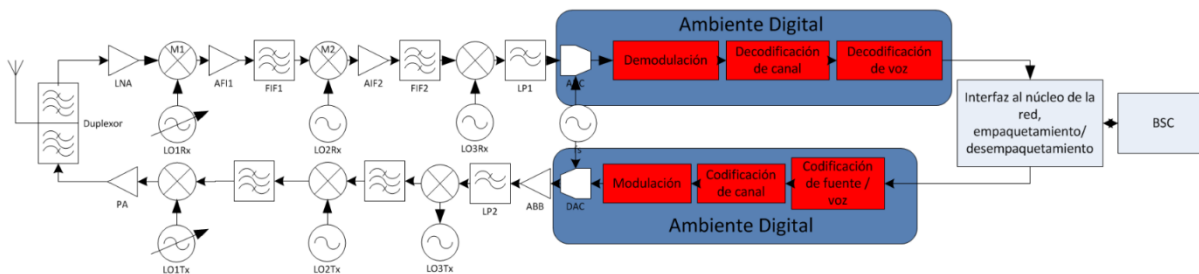


Figura 1. 10 Modelo Híbrido empleado en 2G

lineal. Debe ser de alta unilateralidad, es decir, atenuar altamente las oscilaciones generadas por el oscilador que circulan hacia la antena.

Posteriormente el primer mezclador traslada la portadora a una frecuencia intermedia. El oscilador está conectado a una de las entradas del mezclador, y su frecuencia es variable debido que el receptor puede sintonizarse a diferentes frecuencias, lo cual permite que se tenga la misma FI. Para que exista un traslado de frecuencia, el mezclador debe ser paramétrico, pero de alta linealidad ante la portadora; debe realizar la traslación de frecuencia pero sin modificar la modulación. Una forma de relajar los requerimientos de ganancia de los amplificadores de FI es implementar la traslación de frecuencia con mezcladores activos, así, además de tener traslación de frecuencia se tiene ganancia de potencia. Se coloca un filtro pasa banda entre el amplificador y el mezclador para atenuar los productos de intermodulación que son generados por el mezclador. Así podemos incrementar la linealidad de receptor.

Se emplea una segunda traslación de frecuencia para aumentar la selectividad y el rechazo del canal imagen. La frecuencia de canal imagen está alejada 2 veces de la frecuencia de FI. En la última etapa de traslación de frecuencia se traslada a una señal a “banda base” y se pasa por un filtro pasa bajas antes de realizar la conversión analógica-digital.

El proceso de demodulación de la señal se realiza en “banda base” antes de realizar la decodificación, estas funciones son realizadas por ASIC o DSP (en 2G). La decodificación del canal incluye desentrelazado y corrección de errores. En la última etapa se decodifica la voz que produce palabras de bits a partir de secuencias de tramas, esta información es agrupada en paquetes, la cual se le integra un direccionamiento y es enviada al núcleo de la red.

Las funciones analógicas recíprocas utilizadas en el receptor se realizan también en el transmisor. Como primera etapa se incluye la codificación de fuente, la voz. En esta etapa se adecua la naturaleza de la fuente de información al sistema digital de comunicación. En este caso que la voz es una fuente analógica de información, es necesario realizar un proceso de conversión analógico-digital. Una vez que se tiene la señal digitalizada se reduce al máximo la redundancia de la fuente.

La codificación de canal es una técnica común que permite proporcionar protección contra errores que pueda introducir el canal de comunicación. Los datos que se procesan se organizan en tramas, la estructura de la trama dependerá del sistema o estándar que se emplee. Una vez definida la estructura de la trama se modula bajo un esquema de modulación digital, gracias a desarrollo de las FPGA, esto se vuelve una tarea sencilla que se realiza en la etapa de “banda base”. Una nota importante es que los procesos de banda base del transmisor son realizados en la estación base, donde se origina la fuente de información, en la figura 1.10 no se incluyen los procesos de empaquetamiento de datos para la transmisión en la red con el fin de simplificar el sistema, por lo que se considera

como si dos equipos móviles estuvieran en la misma estación base.

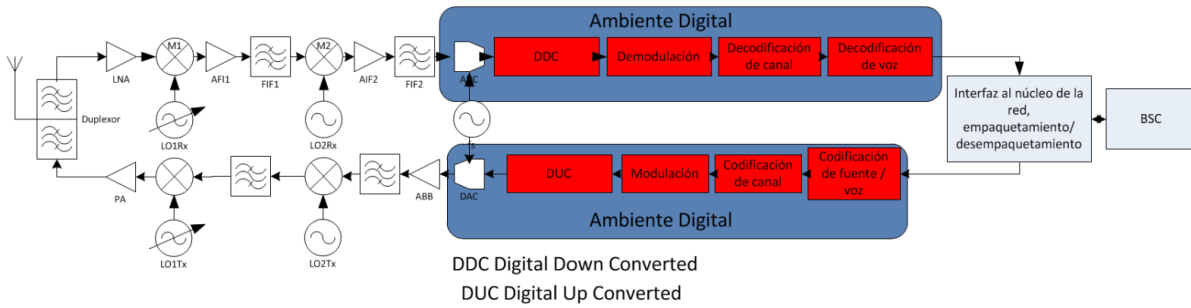


Figura 1. 11 Desarrollo del SDR empleado en 3G

El modelo híbrido empleado en la segunda generación fue un salto a la utilización de los Radios Definidos por Software (SDR) en las estaciones base. En la figura 1.11 muestra una arquitectura más encaminada a los SDR. La arquitectura está dividida en dos subsistemas, el subsistema de hardware y el subsistema de software.

En el subsistema de hardware se tienen los componentes físicos necesarios para obtener una señal de frecuencia intermedia, que se digitaliza para la parte receptora y en la parte transmisora se tiene una señal procesada que sale de un convertidor digital-analógico, la cual es amplificada y trasladada en frecuencia para que sea transmitida. Mientras que el subsistema de software es puramente funcional. La programación de algoritmos sofisticados se realiza en tarjetas de desarrollo como FPGA, éstas tienen una ventaja sobre los DSP debido a su mayor velocidad de ejecutar instrucciones en un menor tiempo. El elemento más crítico del SDR es el ADC ya que su velocidad de conversión determinará qué tan cerca de la antena puede realizar su conversión. Esta arquitectura básica de SDR se ha implementado en sistemas de tercera generación y su desarrollo se acerca cada vez más a un SDR ideal que es como se muestra en la figura 1.12.

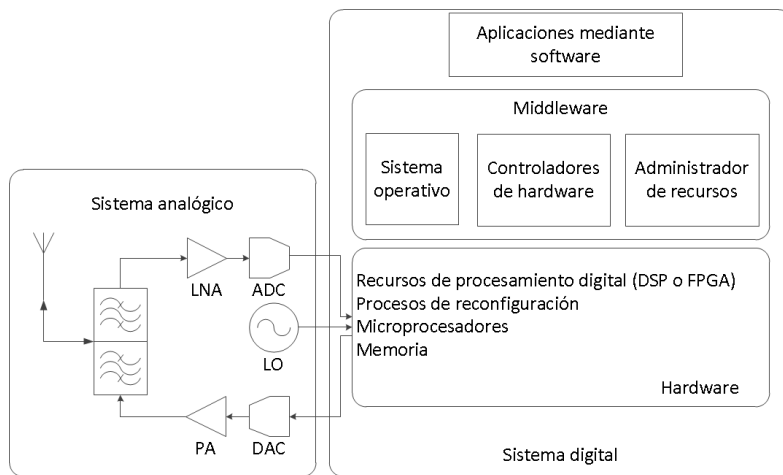


Figura 1. 12 SDR Ideal subsistema de hardware y software [15]

1.2.2 Elementos de RF que conforman la torre de la Estación Base

La infraestructura más visible de una estación base, es la torre. Sobre ésta se montan las antenas que tienen como objetivo principal transmitir y recibir señales de radio. La antena es una estructura de transición entre ondas no guiadas a un dispositivo de ondas guiadas. El dispositivo de ondas guiadas es una línea de transmisión y también se encuentra montado sobre la torre de la estación base. Su función principal es la de transportar energía electromagnética proveniente del transmisor a la antena, o de la antena al receptor [16]. En la figura 1.13 se muestra la conexión entre la antena y el transreceptor.

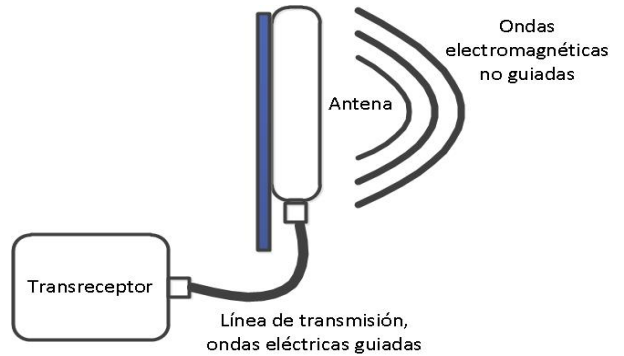


Figura 1.13 Conexión de un sistema inalámbrico

En una instalación típica de una estación base, el transreceptor está situado en el interior, la línea de transmisión y la antena se sitúan en el exterior montados en la torre de la estación base. Se sugiere que las antenas estén lo más alejado posible de la presencia humana debido a que transmiten grandes cantidades de energía. La exposición ante ondas electromagnéticas puede ser perjudicial debido a la capacidad de la energía electromagnética para calentar tejidos biológicos [17]. El daño del tejido ocurre por la incapacidad de disipar el calor excesivo que podría generarse durante la exposición a señales de radiofrecuencia de alta potencia, ocasionado quemaduras severas [18].

La línea de transmisión entre la antena y el transreceptor es un cable coaxial cuya longitud es de decenas de metros que corresponde a la distancia de la cabina a la base de la torre, más la distancia de la base de la torre a la altura de la antena. En la figura 1.14 se muestran los elementos de RF situados en la torre de la estación base.

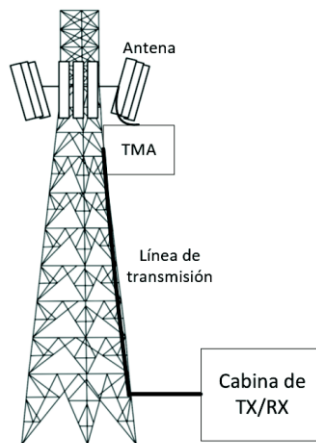


Figura 1.14 Elementos de radiofrecuencia situados en la torre de la estación base

Los dispositivos montados sobre la torre de la estación base deben resistir las inclemencias de los fenómenos ambientales como la lluvia, radiación solar, humedad, vibración mecánica, niebla salina, fuerza del viento, contaminación y relámpagos. Las antenas y los elementos de la estación base están en lo alto de la torre y tiene más probabilidad de sufrir descargas debido a los rayos [19] [20]. Para minimizar la probabilidad de daño las antenas son protegidas por pararrayos montados en lo más alto de la estación base, un ejemplo se tiene en la figura 1.15.

Los elementos importantes de RF que conforman a una tradicional estación base son la antena, la línea de transmisión, amplificadores de montaje en torre y unidades remotas de radio, los cuales se describen a continuación:

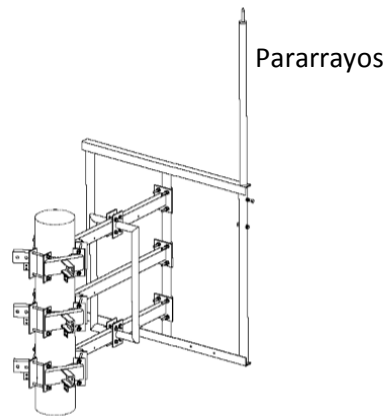


Figura 1. 15 Soporte de una torre monopolo con pararrayos integrado [20]

Antena

Las antenas de las estaciones base de telefonía celular consisten de un arreglo de elementos empaquetados linealmente de manera vertical. El diseño de los elementos individuales proporcionan los requerimientos de los parámetros de la antena como patrón de radiación ancho de banda, ganancia, ancho del lóbulo principal e inclinación del lóbulo principal. En el diseño, los elementos radiadores deben satisfacer las demandas impuestas sobre los amplios anchos de banda que los estándares comercialmente exigen. El elemento radiador más comúnmente empleado es el dipolo. Usualmente en una antena para estación base se compone de 4 a 5 dipolos, un ejemplo se muestra en la figura 1.16 [16], [21].

Actualmente el esquema propuesto para la colocación de una estación base es en un vértice asociado a una geometría hexagonal de una celda, por lo que cada estación base puede soportar tres celdas y el ancho del lóbulo principal debe ser de 120° . Sin embargo, este esquema no es universal, especialmente donde la cobertura puede ser limitada por construcciones, montañas o donde los patrones son no uniformes como en el caso de una estación base a lo largo de una carretera. En un sistema de acceso múltiple por división de código se requiere un cuidadoso control entre el traslape

de celdas para evitar grandes pérdidas de capacidad durante una transferencia de llamada, requiriendo un ancho de lóbulo de 65° . Las antenas cuyo ancho de lóbulo es de 65° se utilizan en sectorizaciones de la celda de orden 6; una sectorización de alto orden permite aumentar la capacidad del sistema. En sistemas GSM típicamente se usan antenas con anchos de lóbulos de 65° para áreas urbanas, sin embargo, es común utilizar ancho de lóbulos más amplios en zonas rurales.

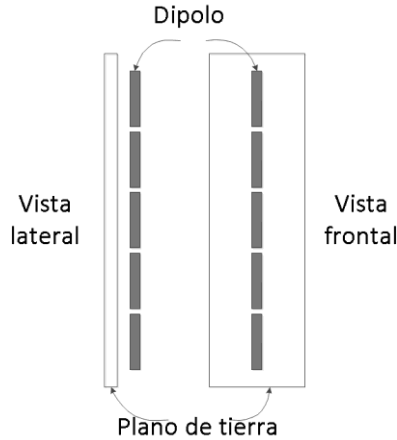


Figura 1. 16 Modelo de una antena de estación base con 5 elementos

El empleo de antenas omnidireccionales está limitado a celdas pequeñas porque puede soportar solamente una única celda, acotando la capacidad y el reuso de frecuencia.

El ángulo de inclinación del lóbulo principal proporciona métodos para el control de la cobertura en el área de servicio. Si el lóbulo principal de una antena de estación base está alineado totalmente en el plano horizontal y además la antena es puesta a una cierta altura sobre el área de cobertura, se tendrá una distancia máxima de alcance. Esto no es recomendable debido a que en muchos casos la señal pasará por encima de muchos usuarios, además se incrementa la probabilidad de interferir a otras celdas que utilizan la misma frecuencia. En la práctica, se direcciona el lóbulo principal ligeramente hacia abajo, así la cobertura para muchos usuarios dentro de la celda se incrementa, al mismo tiempo la potencia radiada hacia las celdas vecinas se verá reduce, así mismo, se mejora la relación portadora a interferencia en las celdas vecinas que comparten la misma frecuencia.

En la figura 1.17 se muestra la manera en que se puede prever la interferencia debido al reuso de frecuencia. Una celda A utiliza una frecuencia f_1 y proporciona una portadora útil a una distancia d_1 en alguna dirección en el plano

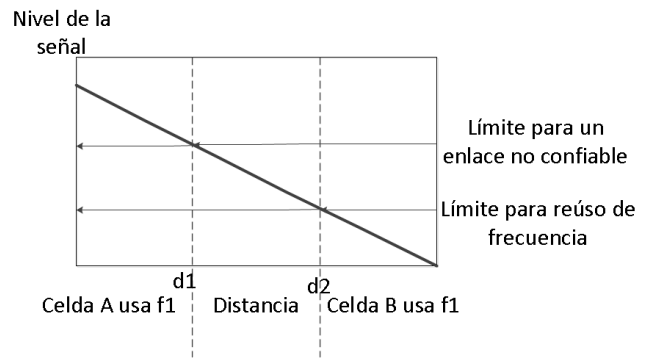


Figura 1. 17 Esquema para la consideración de la distancia de reuso

horizontal. Más allá de esa distancia la portadora proporcionada por la celda A es demasiado baja para proporcionar un enlace confiable, pero es demasiado alta para permitir un reuso de frecuencia, así, a una distancia d_2 el nivel de la portadora (interferencia para la celda B) de la celda A ha caído un cierto nivel que permite el reuso de la frecuencia f_1 por una celda B.

La inclinación del lóbulo principal puede proporcionarse por dos mecanismos, la inclinación mecánica y la inclinación eléctrica. La inclinación mecánica orienta físicamente la antena de la estación base ligeramente hacia abajo, mientras que en la inclinación eléctrica es proporcionada por el control de fase y amplitud de la portadora de cada elemento del arreglo. Una antena puede tener ambos mecanismos de inclinación del lóbulo principal [22].

La ganancia de las antenas para estación base está estrechamente relacionada con el ancho de lóbulo principal que se selecciona para adaptarse a la forma de las celdas y la inclinación del lóbulo principal. Si se incrementa el número de elementos se incrementa la ganancia y se reduce el ancho del lóbulo principal como se muestra en la figura 1.18.

Las antenas típicas de estaciones base son arreglos lineales cuyas dimensiones están entre 1 a 2 metros con ganancia de 15 dBi a 21 dBi situadas en torres a alturas de 25 a 75 metros, y tienen la capacidad de transmitir potencias de hasta 500 Watts [23].

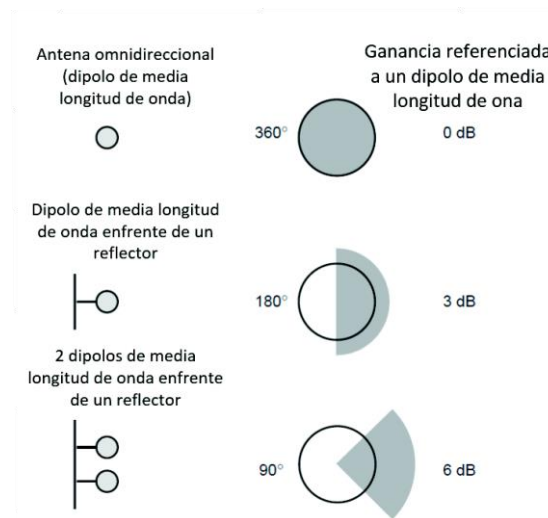


Figura 1. 18 Relación de la ganancia y ancho del lóbulo principal de una antena de estación base ante el incremento de elementos en un arreglo lineal

Línea de transmisión

La línea de transmisión debe tener características especiales, con el fin de que las señales de radio sean transmitidas eficientemente. Al propagar señales de alta frecuencia las pérdidas aumentan considerablemente [24]. Una línea de transmisión puede ser tan corta como de unos cuantos centímetros o extenderse hasta varios kilómetros, en estaciones base la línea de transmisión llega a ser de decenas de metros.

Las líneas de transmisión pueden clasificarse como balanceadas o no balanceadas [25]. Con una línea de transmisión balanceada, dos conductores de corriente llevan una señal de igual magnitud pero desfasadas 180°, ninguno de los conductores está aterrizado a tierra. Las corrientes que fluyen en la misma dirección de propagación son conocidas como corrientes longitudinales. En una línea

balanceada se tiene la ventaja de que la mayoría de la interferencia por ruido se induce igualmente en ambos conductores, produciendo corrientes longitudinales que se cancelan en la carga. Un sistema de transmisión balanceada es presentado en la figura 1.19.

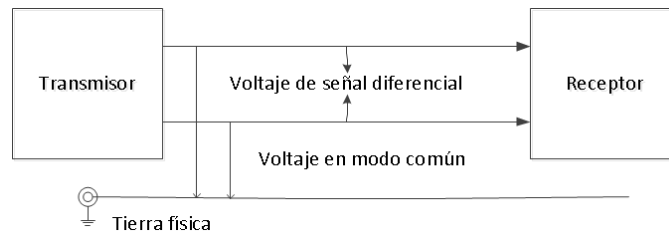


Figura 1. 19 Sistema de transmisión diferencial o balanceada

En una línea de transmisión no balanceada un conductor se encuentra aterrizado a tierra, mientras el otro conductor se encuentra en el potencial de la señal. La línea de transmisión además de atenuar la señal de RF introduce ruido térmico y capta oscilaciones interferentes. En la figura 1.20 se presenta un sistema de transmisión no balanceado.

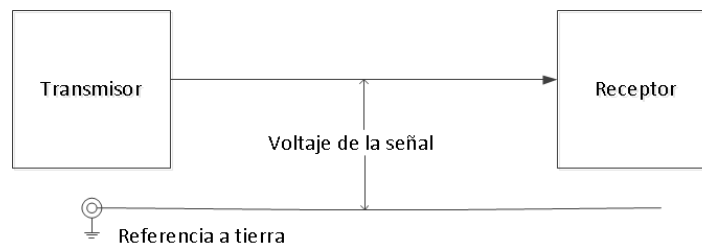


Figura 1. 20 Sistema de transmisión de una línea no balanceada

Líneas de transmisión en paralelo. Este tipo de líneas de transmisión consiste en general de un par de cables paralelos, los más comúnmente utilizados son los siguientes:

- **Línea de transmisión de cable abierto.** Una línea de transmisión de cable abierto está constituida de dos cables paralelos espaciados y sólo separados por aire. Se tienen espaciadores no conductores que se encuentran a intervalos periódicos para apoyarse y mantener una impedancia constante. La única ventaja real de este tipo de línea de transmisión es su sencilla construcción. Debido a que no están cubiertas, las pérdidas por radiación son altas y es susceptible a captar oscilaciones interferentes, por lo tanto las líneas de transmisión de cable abierto operan en el modo balanceado [26].
- **Cables gemelos.** Los cables gemelos son otra forma de línea de transmisión de dos cables paralelos. Este tipo de línea de transmisión es similar que una línea de transmisión de cable abierto, excepto que los espaciadores que están entre los dos conductores se reemplaza por un dieléctrico sólido continuo. Los dieléctricos más comunes empleados son el teflón y el polietileno [26].

- **Cable de par trenzado.** Un cable de par trenzado se forma doblando dos conductores aislados juntos. Los pares se trenzan en unidades, y las unidades, a su vez, están cableadas en el núcleo. Estas se cubren de varios tipos de fundas, dependiendo del uso que se le dé [24], [25].
- **Par de cables protegido por blindaje.** Para reducir las pérdidas por radiación y captación de oscilaciones interferentes, frecuentemente se encierran las líneas de transmisión de dos cables paralelos en una malla metálica conductiva. La malla se conecta a tierra y actúa como blindaje [24].

Las líneas de transmisión de conductores paralelos son apropiadas para las aplicaciones de baja frecuencia. En altas frecuencias, sus pérdidas por radiación y pérdidas dieléctricas, así como su susceptibilidad a la interferencia externa son excesivas. Por ello en estaciones base comúnmente se utilizan cables coaxiales como línea de transmisión. Los cables coaxiales se utilizan en aplicaciones de alta frecuencia, para reducir las pérdidas y la captación de oscilaciones interferentes. El cable coaxial más básico consiste en un conductor central rodeado de un conductor exterior concéntrico, entre ellos se encuentra un dieléctrico que funciona como capa aisladora entre los dos conductores, en la figura 1.21 se muestra la vista frontal de un cable coaxial con sus respectivas capas. A frecuencias altas, el conductor coaxial externo proporciona una excelente protección contra oscilaciones interferentes. Su uso se limita a aplicaciones no balanceadas [24]. La mayoría de los cables coaxiales tiene impedancias características de 50Ω o 75Ω , aunque existen otros valores disponibles. La impedancia característica de un cable coaxial está dada por [27]:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) \quad (1-1)$$

Donde:

ϵ_r = constante dieléctrica del aislante

d = diámetro del conductor central

D = diámetro del dieléctrico

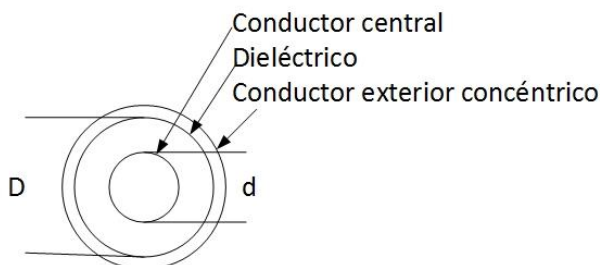


Figura 1. 21 Vista frontal de un cable coaxial

Los cables coaxiales empleados en estaciones base son cables coaxiales rígidos y de diámetro grande para ser utilizados en aplicaciones de alta potencia, además es deseable que presenten bajas pérdidas. La atenuación en las líneas de transmisión es causada por la resistividad intrínseca de los conductores así como de las pérdidas en el dieléctrico y es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Comúnmente los materiales utilizado como dieléctricos son el teflón, polietileno y aire; el factor de pérdidas debido al dieléctrico del orden de 2×10^{-4} veces menor comparadas con las pérdidas en los conductores, así, el factor de atenuación debido al conductor está dada por la expresión [28]:

$$\alpha_c = \frac{8.86R_s}{4\pi Z_0} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \quad (1-2)$$

R_s es la resistencia por unidad de longitud del conductor y está dada por:

$$R_s = \sqrt{\frac{2\pi f \mu}{2\sigma}} \quad (1-3)$$

Donde:

μ = permeabilidad magnética del conductor

σ =conductividad eléctrica del conductor

Si el conductor del cable coaxial es cobre, consideramos $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ y $\sigma = 5.8 \times 10^7$, sustituyendo (1-3) en (1-2) y evaluando los valores dados se tiene el factor de atenuación del cable coaxial que emplea cobre como conductor.

$$\alpha'_c = \frac{180 \times 10^{-9}}{Z_0} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \sqrt{f} \quad (1-4)$$

De la expresión anterior el factor de atenuación está dado en decibeles por metro, la frecuencia en Hertz, la impedancia de la línea de transmisión en Ohms, el diámetro del conductor central y del dieléctrico en metros. En general se puede observar que el factor de atenuación es proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, por lo que conforme aumenta la frecuencia las pérdidas crecen.

Amplificadores de montaje en torre (TMA)

El amplificador de montaje en torre es un dispositivo conformado por un filtro de RF y un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA). La función principal del amplificador de bajo nivel de ruido es determinar la sensibilidad y compensar las pérdidas ocasionadas por la línea de transmisión, mejorando la calidad en el enlace de subida, aumentando la confiabilidad del servicio minimizando la caída de las llamadas y pérdidas de comunicación. Para aplicaciones de estaciones base, estos amplificadores requieren una figura de ruido menor a 1 dB para alcanzar una alta sensibilidad. La

linealidad es una consideración importante para minimizar la interferencia por oscilaciones del canal adyacente. Una figura de mérito aplicado al amplificador de bajo nivel de ruido es el punto de intersección de tercer orden de salida, donde es preferible tener un valor mayor a 30 dBm [29]. El filtro de RF atenúa a las oscilaciones interferentes que están alejadas de la portadora para que no degrade la robustez contra oscilaciones interferentes del receptor. Cuando se emplea la misma antena para transmitir y recibir señales al mismo tiempo, se puede emplear duplexaje por división de frecuencia. Los duplexores de este tipo contienen filtros de RF que aíslan las trayectorias de recepción y transmisión, los coeficientes de ganancia son muy cercanos a la unidad. De datos de fabricantes de filtros para amplificadores de montaje en torre presentan pérdidas entre -0.25 dB a -0.5 dB [30]. En la figura 1.22 se muestra el diagrama a bloques de un amplificador de montaje en torre utilizado en estaciones base.

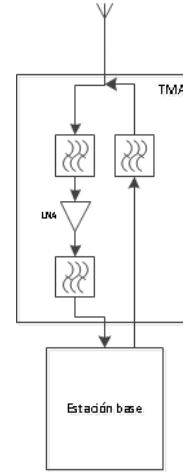


Figura 1. 22 Diagrama a bloques de un amplificador de montaje en torre

Existen varias configuraciones en la conexión del amplificador de montaje en torre a la antena, esto depende de los requerimientos de la estación base; los más comunes son:

Configuración independiente. Esta configuración es utilizada en sistemas que tienen separadas las antenas transmisora y receptora, cada antena tiene su propia línea de transmisión a la estación base. En la figura 1.23 se muestra que el amplificador de montaje en torre se conecta lo más cerca posible a la antena receptora, posteriormente se tiene la línea de transmisión hacia el gabinete de la estación base. En la parte de transmisión, únicamente se tiene una línea de transmisión independiente que conecta al transmisor y la antena.

Configuración de duplexaje por división de frecuencia en la conexión antena-TMA. Esta configuración se emplea en sistemas que utilizan la misma antena para transmitir y recibir.

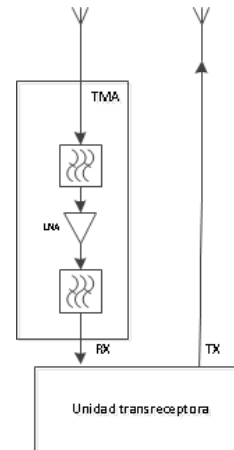


Figura 1. 23 Configuración independiente del amplificador de montaje en torre

En la figura 1.24 se muestra la configuración dúplex, la cual tiene integrado un duplexor que separa las trayectorias de recepción y transmisión.

Configuración de doble duplexaje por división de frecuencia en la conexión antena- TMA- línea de transmisión. Esta configuración se emplea en sistemas que tienen en común la antena y la línea de transmisión. Utilizan la misma antena para transmisor y recibir, sobre la misma línea de transmisión viajan las señal de RF proveniente de la antena al receptor y la señal de RF originada en el transmisor. En la figura 1.25 se presenta el diagrama a bloque del amplificador montado en torre de este tipo.

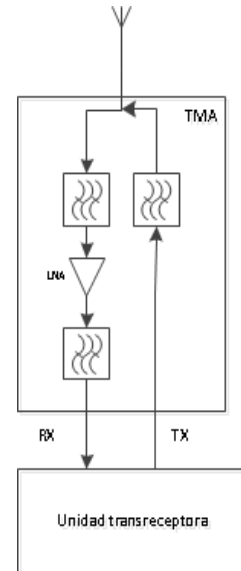


Figura 1. 24 Configuración dúplex del amplificador de montaje en torre con la antena

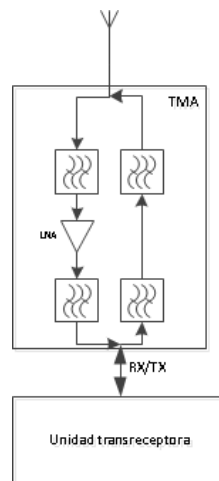


Figura 1. 25 Configuración del amplificador montado en torre conectado entre la antena y la línea de transmisión

Unidad de Radio Remota

Un amplificador de montaje en torre mejora considerablemente el enlace de subida, compensando las pérdidas introducidas por la línea de transmisión. En una estación base normalmente la potencia de transmisión es generada por los amplificadores de potencia que están en la cabina, alejados de la antena. Parte de esta potencia se pierde en la línea de transmisión transformándose en calor. Una forma de disminuir la pérdidas ocasionas por la línea de transmisión es trasladar el amplificador de potencia lo más cerca posible a la antena. En una idea más general, una unidad de radio remota es un transreceptor que se coloca en la torre de estación base, lo más cerca posible a la antena para disminuir las pérdidas debido a la línea de transmisión mejorando la calidad en los enlaces

de recepción y de transmisión.

Esto conlleva a que la unidad de radiofrecuencia se distribuya en la estación base, alejándolo de una unidad central. La conexión de la unidad de radio remota con la unidad en banda base se puede realizar mediante fibra óptica, eliminando las pérdidas que introduce la línea de transmisión [9]. La eliminación del cable de RF permite tener una alta eficiencia de potencia en la transmisión, aumento de la sensibilidad del receptor y capacidad del sistema. Esta topología es conocida como una arquitectura distribuida en estaciones la base y se basa en la separación de la unidad de RF con las unidades banda base, control y transmisión. Un ejemplo de la arquitectura distribuida se muestra en la figura 1.26.

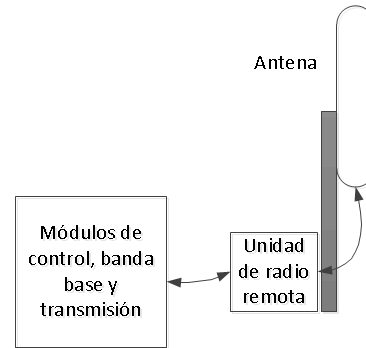


Figura 1. 26 Arquitectura distribuida de una estación base

El concepto de la arquitectura distribuida en estaciones base se puede ampliar mediante el uso de una central remota. Este concepto se ilustra en la figura 1.27, en esta topología las unidades de banda base, control y transmisión se sitúan en la central remota. Esta central remota puede ser ubicada en un lugar conveniente y de bajo costo, como en el sótano de un edificio o en una zona industrial fuera de la ciudad. Con esta topología se disminuyen el número de equipos que se instalan por celda dado en la arquitectura tradicional [31].

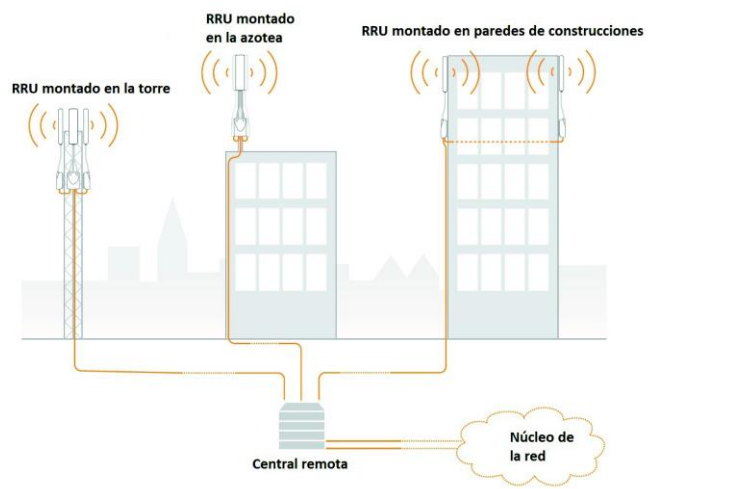


Figura 1. 27 Sistema de estaciones base distribuida

Además una unidad de radio remota es capaz de incorporar un gran número de interfaces digitales y funciones de procesamiento como se muestra en la figura 1.28. Las interfaces digitales

añaden más ventajas a la operación remota del RRU, ya que permite sintonizar varias bandas de frecuencia y manejar distintos estándares, facilitando un control mediante *software*.

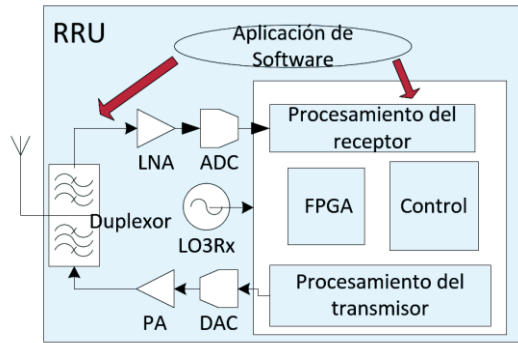


Figura 1. 28 Diagrama a bloques de una unidad de radio remota

Tipos de torres en estaciones base

Las torres de estación base son estructuras metálicas elevadas. Sobre ellas se instalan las antenas cuyo propósito es radiar energía electromagnética proveniente de un transmisor, a la vez recibe energía electromagnética proveniente de un equipo móvil, otorgando cobertura en un área deseada. La altura de la torre muchas veces se basa en la distancia máxima que deseemos cubrir con una potencia fija, mientras más altas sean las torre más distancia de cobertura alcanzará [32]. En la figura 1.29 se presentan algunos ejemplos más comunes de torres empleadas en estaciones base [33]. Por otra parte el costo de la torre aumenta con la altura y adicionalmente deben tomarse en cuenta costos de cimentación.

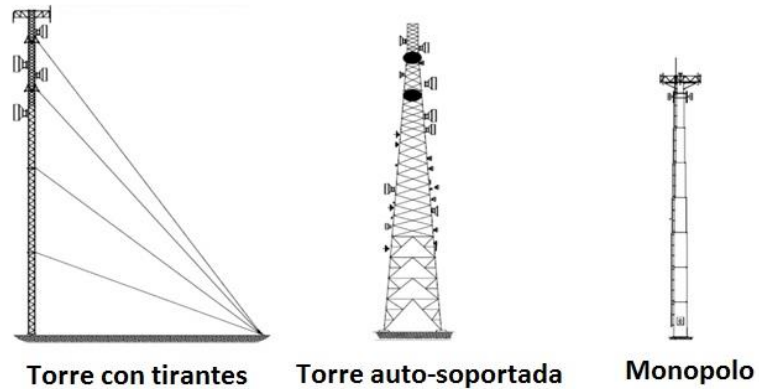


Figura 1. 29 Tipos de torres en estaciones base

Por razones de ingeniería las antenas de estaciones base son de gran tamaño y tiene un perfil visible. Los operadores de red deben obtener el consentimiento de las autoridades locales para la planificación de las estaciones base y para aumentar la probabilidad de éxito en la planificación y responsabilizarse de los riesgos que se puedan presentar en las localidades. Aunque muchas veces

existen limitaciones para la instalación de las torres de estaciones base, dado que no siempre hay terrenos disponibles en el lugar apropiado [22], [34] y [35].

Torre con tirantes. Muchas veces es necesario instalar antenas en edificaciones ya existentes, por lo que se recurre a establecer este tipo de torres en la azotea de viviendas o entre construcciones. Estas torres cuentan con tirantes de soporte a diferentes distancias. La torre debe ser muy ligera para no adicionar mucho peso a la edificación. La base de la torre transmitirá un esfuerzo de compresión en el punto donde esté apoyada, los tirantes generalmente transmitirán esfuerzos de tensión hacia la base. En general, debido a que no se les puede añadir un peso elevado, este tipo de torres se utiliza para instalar únicamente antenas de telefonía celular con un pararrayos de protección. En la figura 1.30 se muestra un ejemplo de una torre con tirantes [36].



Figura 1. 30 Ejemplo de una torre arriostrada

Torres auto-soportada. Estas torres se construyen sobre terrenos por lo que deben contar con una cimentación adecuada para resistir a las fuerzas a las que están sometidas. Este tipo de torres se utilizan para la instalación de antenas de telefonía, antenas de microondas, transmisores, pararrayos de protección. Son capaces de resistir velocidades de viento de hasta 240 Km/h, un ejemplo se muestra en la figura 1.31 [37].



Figura 1. 31 Ejemplo de una torre auto-soportada

Torres monopolo. Estas estructuras son instaladas en sitios donde se requiere conservar la estética, pues son las que ocupan un menor espacio. Este tipo de torres se pintan de un color o se adornan de tal manera que puedan ser indistinguibles al entorno que lo rodea como se muestra en la figura 1.32 [38]. Este tipo de torres son utilizadas para instalar antenas de telefonía celular, antenas

de microondas. Son capaces de resistir velocidades de viento de hasta 200 Km/h [37].

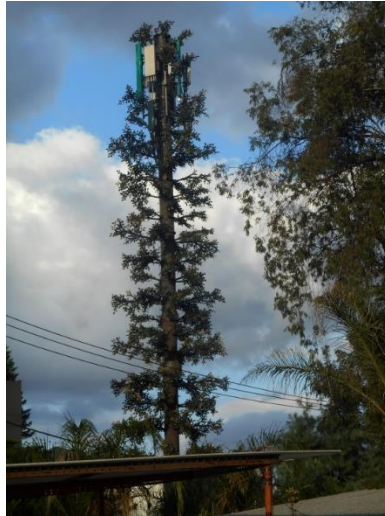


Figura 1. 32 Ejemplo de una torre monopolo

1.3 Estándares actuales en la estación base

Las redes actuales de telefonía celular son capaces de integrar múltiples estándares y servicios, esto se logra de dos maneras que son: interconectando estaciones base que operan con diferentes estándares; o una sola estación base que soporta una diversidad de servicios. El término “*backhaul*” se utiliza comúnmente para describir la conexión entre estaciones base y el centro de conmutación del operador sobre una diversidad de medios. Como se muestra en la figura 1.33 la conexión entre estaciones base se basa en su mayoría sobre tres medios: cables de cobre, fibra óptica y microondas. Los enlaces de cobre son predominantes en la red, éstos proporcionan un apoyo adecuado ante el tráfico de voz, una adecuada calidad de servicio, baja latencia y baja variación ante el retardo. La fibra óptica puede ser empleada en sitios urbanos y localidades suburbanas, las cuales son consideradas como áreas de alto tráfico de datos. Por otra parte el enlace mediante microondas es utilizado en sitios donde el enlace cableado es difícil de implementar. En la referencia [39] se tiene una detallada explicación de la evolución del *backhaul* en la telefonía celular así como de las tecnologías utilizadas.

Enlace por cables de cobre. Este es el enlace tradicional entre la conexión de una estación base y una estación base controladora. La técnica de transporte en la conmutación de paquetes utilizada es el Multiplexaje por División de Tiempo (TDM). La TDM es utilizada en conjunto la Jerarquía Digital Plesiócrona (PDH por sus siglas en inglés). Ambas son técnicas primordiales que permiten el multiplexaje de varios canales de voz provenientes de las estaciones base, transportándolas hacia estaciones base controladoras en diferentes ranuras de tiempo. Existen dos

estándares de Jerarquía Digital Plesiócrona, son muy similares en su operación pero diferentes en las tasas de bits del enlace, éstas son, la jerarquía europea (E1) y la jerarquía norteamericana (T1). En la T1 opera sobre un enlace de 1.544 Mbit/s, tiene una trama de 24 ranuras de tiempo donde cada ranura soporta un enlace de llamada de voz PCM con tasa de 64 Kbit/s, la primera ranura de tiempo es utilizada para la señalización digital por lo que las otras 23 ranuras están destinadas para las llamadas de voz. La jerarquía E1 opera sobre un enlace de 2.048 Mbit/s y está conformada de 32 ranuras de tiempo de las cuales 30 son destinadas para llamadas de voz, las otras dos son empleadas para la señalización y sincronización.

Enlace por fibra óptica. En muchos caso los enlaces de cobre E1/T1 de varias estaciones base se combinan en un multiplexor que opera con altas tasas de bits tales como STM-1 (155.52 Mbit/s), STM-4 (622 Mbit/s) y SMT-16 (2.4 Gbit/s). La norma STM es conocida como Red Óptica Síncrona (SONET por sus siglas en inglés) en América del Norte y Jerarquía Digital Síncrona (SDH por sus siglas en inglés) en Europa y el resto del mundo. SDH/SONET representan a una red cuyo *backhaul* es realizado mediante fibra óptica y se implementan en topología de anillo como se muestra en la figura 1.33 [40].

Enlace de microondas. Éstos son una alternativa en donde existen zonas de difícil accesos o las conexiones mediante fibra óptica o cables de cobre no están disponibles. La transmisión de microondas puede llevarse a cabo en varias bandas de frecuencia, incluyendo bandas con licencia (6GHz a 38 GHz) o sin licencia (2.4 GHz y 5.8 GHz). Debe existir línea de vista entre la estación base y la estación base controladora y por lo tanto el enlace de microondas se limita a la transmisión de corta distancia cuando se utiliza en zonas metropolitanas. En entornos rurales, cuando la línea de vista está presente, la transmisión de microondas puede ser instalado para cubrir mayores distancias que en entornos metropolitanos.

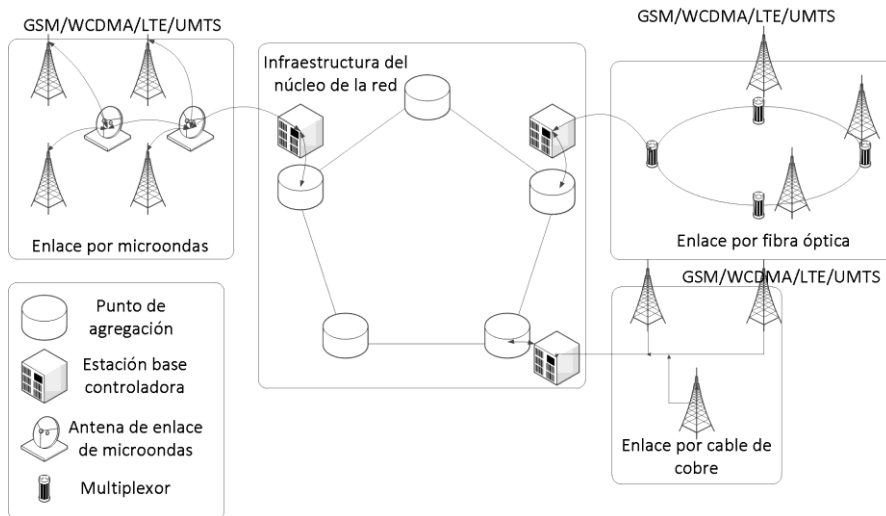


Figura 1. 33 Esquema general de una red de telefonía celular

1.3.1 Arquitectura de las estaciones base en GSM

El sistema GSM es uno de los más populares sistemas digitales de comunicación utilizado ampliamente en todo el mundo. El sistema GSM utiliza dos bandas de 25 MHz, para el enlace de subida abarca el intervalo de frecuencias de 890-915 MHz y la banda para el enlace de bajada se encuentra en el intervalo de 935-960 MHz. El sistema GSM utiliza las técnicas de Multiplexaje por División de Frecuencia (FDM) y Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA). Las bandas del enlace de subida y bajada son divididas en 128 canales, cada canal con un ancho de banda de 200 kHz, cada canal puede atender a lo mucho 8 usuarios a través de Multiplexaje por División de Tiempo [41].

En la figura 1.34 se muestran la arquitectura de una estación base GSM y su incorporación con la red. En general, la red se encuentra conformada por el Sistema de Estación Base (BSS por sus siglas en inglés) y el Centro de Conmutación de Servicios Móviles (MSC por sus siglas en inglés) [10], [41] y [42].

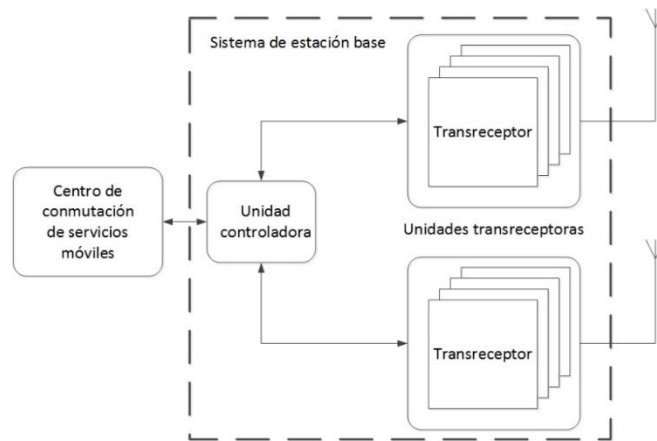


Figura 1. 34 Arquitectura de un sistema de estación base en GSM

El Sistema de Estación Base está conformado con equipo como transceptores y controladores y es visto por el Centro de Conmutación de Servicios Móviles como una interfaz principal y responsable de la comunicación con los equipos móviles en un área determinada.

La unidad controladora es la parte central del Sistema de Estación Base. La unidad controladora puede conectarse a varias unidades transceptoras a través de una interfaz *Abis*. La interfaz *Abis* tiene un enlace con velocidad de datos de 2 o 1.5 Mbit/s (E1/T1) para cada conexión de las unidades transceptoras. La unidad controladora fue creada con la intención de eliminar parte de la carga relacionada con la conmutación de información del Centro de Conmutación y Servicio Móviles, por lo que es una unidad que tiene la tarea de realizar un intercambio de información digital, es decir, conmuta los canales de tráfico de los equipos móviles a la interfaz *Abis* correcta.

En general, una unidad transreceptora proporciona una conexión física de un equipo móvil a

la red, su diagrama a bloques es mostrado en la figura 1.35. La unidad transreceptora procesa la señal que se recibe y transmite del equipo móvil; todos los bloques de la arquitectura de la unidad transreceptora están asociados al módulo del transreceptor para auxiliar, aumentar el rendimiento y administrar tareas. El Módulo de Operación y Mantenimiento (O&M) consiste de una unidad central que se encarga de administrar las tareas de la estación base, por este motivo se conecta a la unidad controladora por medio de una canal de comunicación diferente al de los canales de llamadas telefónicas. Esto permite que el módulo de operación y mantenimiento pueda procesar los comandos provenientes de la unidad controladora a la unidad transreceptora y reportar los resultados. Normalmente la unidad transreceptora realiza las operaciones de transmisión, recepción, mantenimiento y operación mediante *software*. Esto permite que se cargue nuevas actualizaciones del *software* cuantas veces sea necesario sin consultar a la unidad controladora, el módulo de operación y mantenimiento proporciona una interfaz hombre-máquina independiente, la cual brinda una visión del estado en tiempo real de la unidad transreceptora.

La generación de la señal de sincronización también la realiza el Módulo de Operación y Mantenimiento, aunque la tendencia es derivar el reloj de referencia de la interfaz *Abis*. La generación de una señal de sincronización interna en una unidad transreceptora es obligatorio. Lo anterior es necesario debido a que una unidad transreceptora tiene que ser probada en un ambiente autónomo, es decir, sin una conexión a la unidad controladora. Para estas pruebas no está presente la señal de temporización proveniente de la interfaz *Abis* [42].

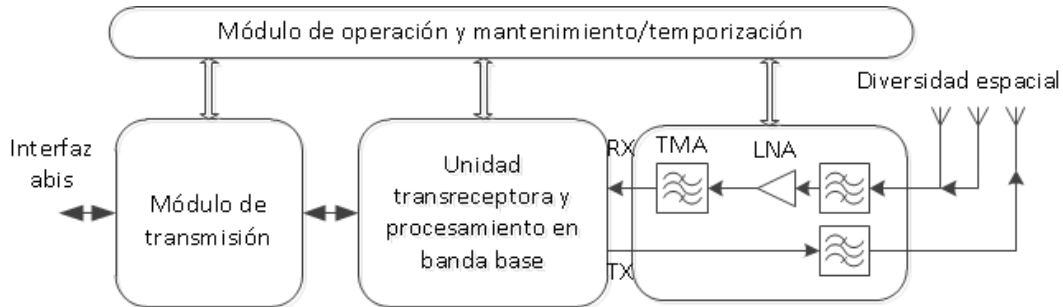


Figura 1. 35 Arquitectura de una estación base transreceptora en GSM

1.3.2 Arquitectura de las estaciones base WCDMA

El Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (WCDMA por sus siglas en inglés) es una técnica de acceso múltiple donde varios usuarios comparten una misma porción de espectro al mismo tiempo sin interferirse entre ellos, debido a que cada usuario se le asigna un código pseudo-aleatorio, el cual sólo es conocido por el transmisor y receptor. La manera de diferenciar a los usuarios en el sistema dependerá de la manera en que se codifique el mensaje que se transmite a cada uno de los usuarios. Como todos los usuarios transmiten en la misma porción del espectro, el receptor es capaz de percibir todas las señales simultáneamente, pero extrae sólo la información del abonado

que coincida con su código asignado.

La técnica utilizada para dispersar el espectro se le denomina secuencia directa, en la cual los bits de información es multiplicada por una señal pseudo-aleatoria con características de ruido gaussiano blanco aditivo, que es la señal código y su periodo es mucho menor al periodo de los bits de información. Un ejemplo de dispersión de espectro es mostrado en la figura 1.36, la señal binaria de información está representada en la gráfica superior, la señal pseudo-aleatoria que es la que dispersa la señal de información se encuentra en la gráfica central, al multiplicar la señal de información y la señal pseudo-aleatoria se dispersa el espectro y como resultante se tiene la señal de información con espectro disperso que es la que muestra en la gráfica inferior.

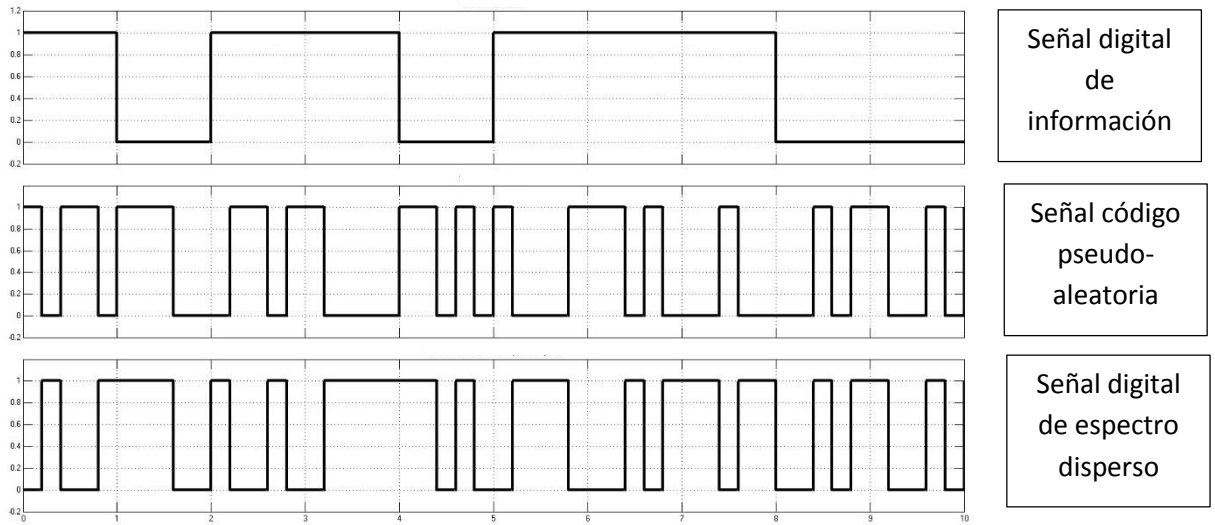


Figura 1. 36 Dispersión del espectro mediante secuencia directa

La estación base de un sistema móvil WCDMA consiste de tres subsistemas que son una unidad administradora, una unidad controladora y una o varias unidades transreceptoras como se muestra en la figura 1.37 [43].

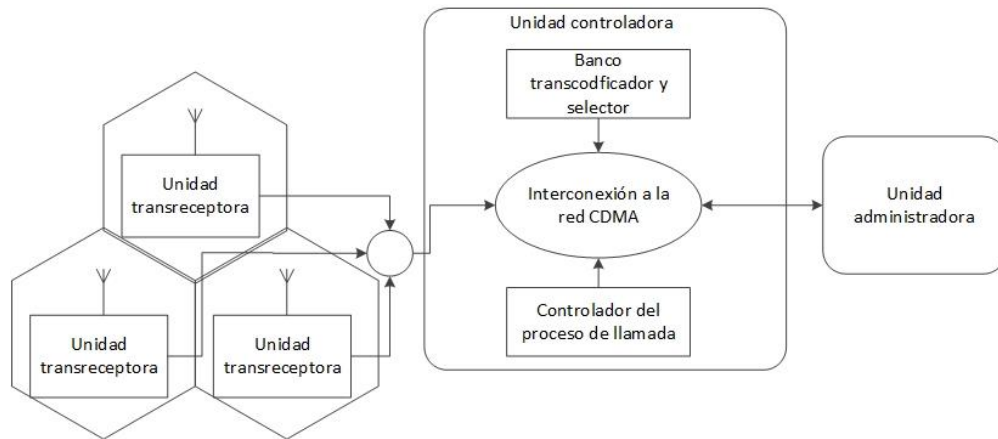


Figura 1. 37 Arquitectura de una estación base en WCDMA

La unidad administradora está diseñada para facilitar la operación, administración y mantenimiento de la estación base, proporciona la interfaz hombre-máquina ofreciendo una gran variedad de servicios y configuraciones de la estación base. Además de que lleva un manejo de mediciones y estadísticas que permiten evaluar y reportar el comportamiento, como: el tráfico de datos evaluándolo periódicamente, el proceso del inicio y terminación de una llamada, el tiempo de duración de una llamada, el cobro de servicio y registro de usuarios.

La unidad controladora tiene una arquitectura distribuida y modular, a la vez se divide en tres partes que son la interconexión a la red CDMA (CIN por sus siglas en inglés), un banco transcodificador y selector (TSB por sus siglas en inglés) y un controlador del proceso de llamada (CCP).

La tarea del banco transcodificador y selector es seleccionar el mejor mensaje proveniente de dos o tres unidades transreceptoras durante una transferencia de llamada, controla el nivel de potencia durante la residencia en la celda. El controlador del proceso de llamada lleva el registro de las llamadas y sus transferencias en el sistema, asigna los recursos usados en la estación base.

La unidad transreceptora es el equipo físico de la red móvil la cual contiene las antenas y los transreceptores que establecen una conexión a la red de comunicación celular, el diagrama a bloques se muestra en la figura 1.38. Al igual que en GSM la unidad transreceptora intercambia enlaces de la capa física con la unidad controladora a través de una interfaz *Abis* [44].

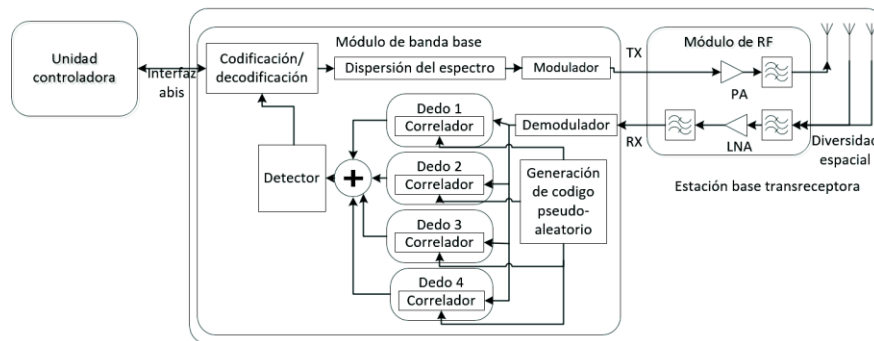


Figura 1. 38 Arquitectura de una unidad transreceptora WCDMA

Una de las tareas principales que realiza la unidad de procesamiento en banda base es la dispersión del espectro en el transmisor y el proceso contrario en el receptor. Las señales empleadas en sistemas de espectro disperso tienen duraciones significativamente pequeñas con respecto al tiempo de dispersión del canal multitrayectoria. Dado a que este tiempo de duración es pequeño, el receptor del sistema es capaz de distinguir con precisión todas las trayectorias cuya separación sea del mismo orden de tiempo [45]. El receptor “de barrido (rake)” permite combinar todas estas trayectorias, el cual tiene varios caminos para recoger las multitrayectorias, cada camino del receptor

“de barrido” recibe una señal muestreada proveniente de un convertidor reductor digital en un lapso de tiempo; debido a las múltiples trayectorias se acumulan las señales encontradas en el intervalo de tiempo, esto permite aprovechar la diversidad de multitrayectoria generada por el canal, ya que cada trayectoria se puede ver literalmente como una copia de la señal transmitida. En cada camino del receptor “de barrido” se comprime el espectro de las señales encontradas mediante el correlador, formándose un conjunto de réplicas de la misma señal con un retardo diferente que se combinan empleando algún esquema de diversidad. El resultado final se envía al detector para tomar una decisión acerca del símbolo procesado [46].

1.3.3 Arquitectura de estaciones base en LTE

En diciembre de 2004 se generó un gran cambio de la tercera generación de telefonía celular, cuando se organizó el taller para iniciar el trabajo de una interfaz de radio enfocado a una evolución de largo plazo, al que se le denominó LTE. Como inicio de este trabajo se describieron sus objetivos, definición y los requisitos de diseño. 6 meses después se normalizaron los planteamientos por el organismo de estandarización 3GPP para empezar a trabajar en el diseño de la red de última generación, su característica principal es que la transmisión de datos se enfoca directamente a la conmutación de paquetes. Esta investigación fue realizada en dos programas de estudio, el programa LTE y el programa Evolución de la Arquitectura del Sistema (SAE por sus siglas en inglés). El programa LTE se enfocó en el diseño de una nueva red de radio y una nueva arquitectura en la interfaz aérea, mientras que el programa SAE se enfocó en el diseño de una nueva infraestructura de la red central. Posteriormente estos dos programas se combinaron en un solo trabajo, al que se le denominó Evolución del Sistema de Paquetes (EPS por sus siglas en inglés). Durante esta transición el término LTE era más predominante en la literatura y actualmente la mayoría de los documentos se refieren a LTE en lugar de EPS [47].

Los objetivos principales que se señalan en el estándar 3GPP LTE [48] son los siguientes:

- Reducción del tiempo de latencia. Una de las desventajas de las redes de telefonía celular es el retardo de transmisión, esto es inconveniente ante aplicaciones de tiempo real. Para LTE se decidió que el retraso entre la comunicación móvil y la estación base sea de 5 ms, con el fin de que la latencia de extremo a extremo de la comunicación sea igual a la latencia de una línea telefónica fija que es en promedio de 40 ms [47].
- Tasas de usuarios más altas. Aunque el servicio de voz ocupa una gran parte de la capacidad de una red móvil, en la actualidad se considera de baja velocidad. Son los servicios de mayor velocidad de datos que impulsan el diseño de LTE, tales como navegación en Internet, transferencia de archivos y servicios de video. Tasas típicas de información de Kbps para 2G, Mbps para 3G, acercándose a Gbps para 4G. Se ha reportado en la literatura tasas pico en LTE

de 500 Mbps para el enlace de subida y de 1 Gbps para el enlace de bajada [49].

- Mejoramiento de la capacidad del sistema. Las técnicas de múltiples antenas empleadas en LTE permiten mejorar la capacidad del sistema, aumentando el número de usuarios por celda.

En la figura 1.39 se muestran los componentes principales de una arquitectura de Acceso a la Red de Radio (RAN por sus siglas en inglés) para LTE tomada de las referencias [47], [50] y [51]. La diferencia notable de esta arquitectura es la Estación Base de LTE, ella es referida como un nodo mejorado eNodoB (*Enhance NodeB*).

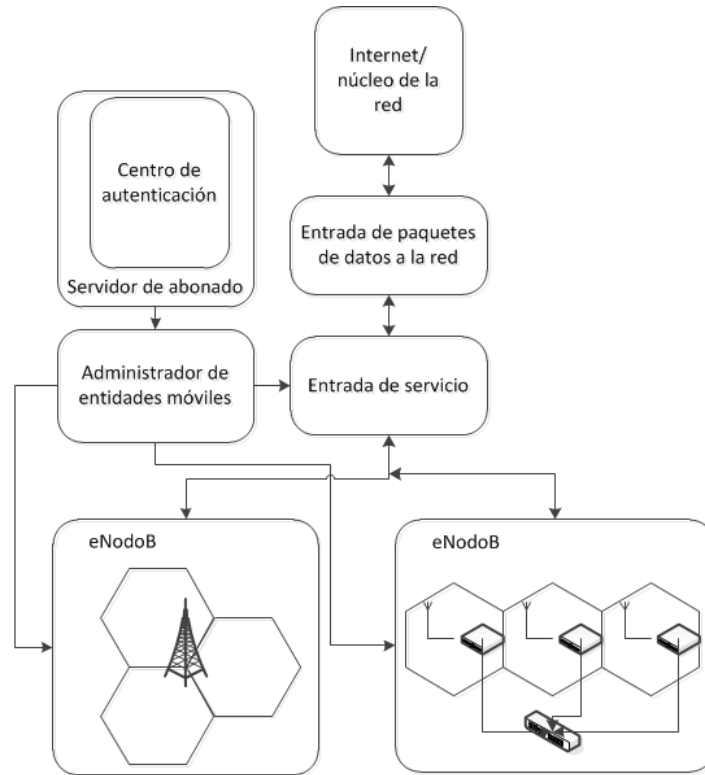


Figura 1. 39 Arquitectura de acceso a la red LTE

El eNodoB es el responsable de las funciones de radio de una o de varias celdas. Es importante de tener en cuenta que el eNodoB es un nodo lógico y no una implementación física, proporciona la interfaz de radio y realiza la administración de los

recursos en LTE, incluyendo el control de la portadora que se utiliza directamente con el abonado, da soporte para la compresión de los encabezados de los paquetes y encriptación de los datos. La implementación común de un eNodeB es un sitio de tres sectores, donde una unidad transreceptora de la estación base se encarga de la transmisión y recepción de tres celdas a la vez; de otra manera un eNodoB puede implementarse de una unidad de procesamiento en banda base a la que están conectados una serie de Unidades de Radios Remotos.

Todos los paquetes que son transferidos al núcleo de la red pasan por la Entrada de Servicio (*Serving-GW*), esta entrada funciona como anclaje de la portadora de los usuarios que se mueven localmente en el eNodoB y se encuentra en estado activo; por otra parte conserva la información de la portadora del equipo móvil cuando se encuentra en estado inactivo, esto se hace mientras el Administrador de Entidades Móviles reasigna una nueva portadora al equipo móvil. La Entrada de Servicio realiza algunas funciones administrativas como la recopilación de información de datos recibidos y transmitidos por el equipo móvil.

Posteriormente los paquetes entran a un nuevo nodo que es la Entrada de Paquetes de Datos a la Red (PDN-Gateway, P-GW), una de las tareas importantes que realiza este nodo es asignar la dirección IP de los equipos móviles. Este nodo monitorea los cumplimientos de la calidad de servicio de las tasas de bits otorgadas por las portadoras, por lo que es responsable de la filtración de los paquetes IP en el enlace de bajada asignando la portadora que cumpla la mejor condición para una óptima calidad de servicio.

La tarea del Administrador de Entidades Móviles (MME por sus siglas en inglés) es el nodo de control que procesa la señalización entre el equipo móvil y el núcleo de la red, controla la transferencia de llamada y la transición del estado activo a inactivo o viceversa del equipo móvil. En general el Administrador de Entidades Móviles tiene dos funciones principales, la primera función está relacionada con la administración, establecimiento, mantenimiento y liberación de la portadora; la segunda función establece la conexión y seguridad entre la red y el equipo móvil.

El Servidor de Abonado (HSS) contiene el registro de los usuarios suscritos a la red LTE, el perfil de la calidad de servicio y algunas restricciones para el *roaming*. También contiene la información de los paquetes de datos a la que el usuario puede conectarse, esto se hace mediante el nombre de un punto de acceso. El nombre de un punto de acceso es una etiqueta que va de acuerdo con la nomenclatura del Servidor de Nombres de Dominio (DNS por sus siglas en inglés) que describen el punto de acceso del paquete de datos, de otra manera el punto de acceso se etiqueta mediante la dirección IP indicada por los suscriptores. Además el Servidor de Abonado mantiene la información del Administrador de Entidades Móviles a la que el usuario está actualmente conectado. El Servidor de Abonado también puede integrar al Centro de Autenticación (AUC por sus siglas en inglés), este centro genera los vectores de las claves de autenticación y seguridad.

OFDMA [52] es un esquema de acceso múltiple por división de frecuencia que emplea señales ortogonales que se obtienen mediante la transformada inversa de *Fourier*, este esquema fue adoptado por LTE debido a su robustez inherente contra la interferencia debido a las múltiples trayectorias y la afinidad de asignar el espectro durante la transmisión de diferentes maneras, así como de una modulación adaptiva. En OFDMA la banda de frecuencias se divide en subportadoras; éstas se agrupan en conjuntos que se asignan a los usuarios, un conjunto de subportadoras es conocido como *chunk* en LTE o símbolo OFDM. La idea esencial es formar un bloque de símbolos de información o de usuario a partir de un flujo de datos y modularlos conjuntamente de forma que cada símbolo le corresponda a varias subportadoras que se agrupa para formar el símbolo OFDM. La tasa de símbolos OFDM es menor que la tasa de símbolos de información del flujo de datos, lo cual contribuye a reducir la interferencia entre los símbolos de información. El prefijo cíclico es un tiempo de guarda que se introduce al inicio de cada símbolo OFDM con el fin de aumentar la robustez contra la

interferencia entre símbolos, su duración es elegida con base al mayor o igual retardo de dispersión [52], [53]. OFDMA es una técnica multiportadora que a pesar de sus beneficios tiene sus desventajas como la relación alta de potencia pico a potencia promedio. El efecto de una alta relación potencia pico a potencia promedio ocasiona sobre los símbolos OFDM procesados una mayor probabilidad de que experimenten ensanchamiento espectral. Los ensanchamientos espectrales ocasionan interferencias entre subcanales adyacentes lo que hace que aumente la tasa de bits erróneos. Una manera de reducir el efecto de la relación alta de potencia pico a potencia promedio es utilizar amplificadores de potencia de muy alta linealidad. La utilización de amplificadores de alta linealidad implica un consumo de energía mayor, por lo que no resulta muy compatible con los equipos móviles. Por este motivo el esquema SC-FDMA (Single Carrier FDMA) se utiliza en el enlace de subida [52] [53].

En la figura 1.40 se muestra la arquitectura de un eNodeB considerado como una unidad transreceptora, en ella se tiene el esquema OFDMA en la transmisión (enlace de bajada) y SC-FDMA en la recepción (enlace de subida).

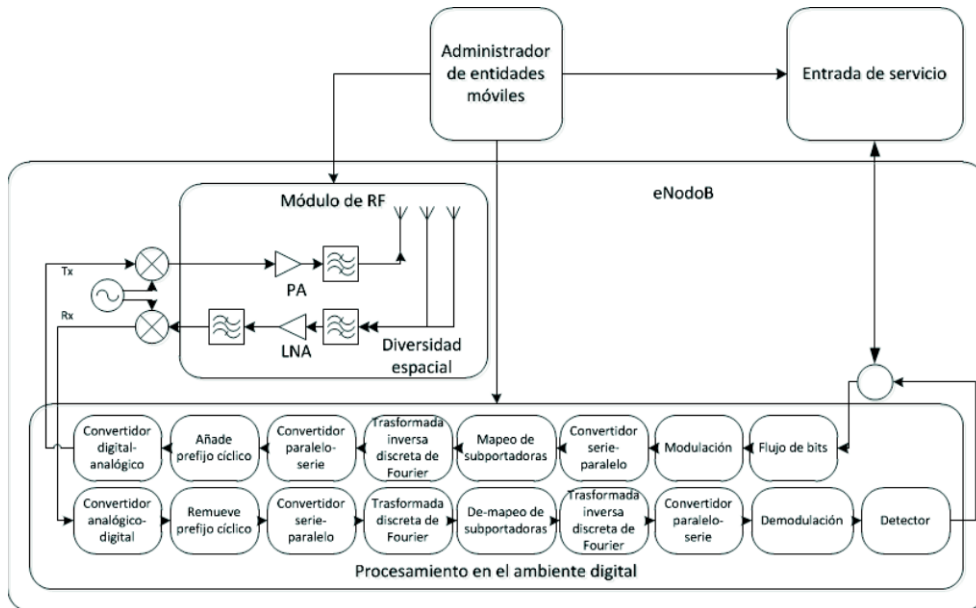


Figura 1. 40 Arquitectura de un eNodeB considerado como una estación base transreceptora

La evolución de las estaciones base también es modificada por el desarrollo de la red LTE, adaptándose a una arquitectura distribuida que soporta múltiples estándares, en donde la unidad de banda base está separada de la unidad de radiofrecuencia. En un sistema multiestándar el receptor y el transmisor son capaces de procesar múltiples portadoras simultáneamente de diferentes servicios.

Los requisitos de radiofrecuencia definen las características del receptor y del transmisor de la unidad transreceptora de la estación base, algunos de los requisitos son similares a un sistema GSM

o WCDMA, mientras que otros se basan en requisitos reglamentarios que están enfocados a la banda de frecuencia de operación. En un sistema LTE se tiene un ancho de banda flexible, debido a que la unidad transreceptora operará con múltiples anchos de banda y además el equipo móvil puede variar su ancho de banda de operación, lo que hace que algunos requisitos de radiofrecuencia sean más complejos de definir.

1.4 Nuevas tecnologías para estaciones base

1.4.1 Radios Definidos por *Software*

Los sistemas inalámbricos están llegando a ser cada vez más heterogéneos en términos de estándares y las bandas de frecuencia utilizadas en estaciones base. Los Radios Definidos por *Software* son una tecnología que ha estado evolucionando rápidamente, su diseño cumple con los requisitos de servicios multiestándares y multibandas empleadas en las redes inalámbricas. Los Radios Definidos por *Software* para estaciones base consisten de una plataforma de *hardware* programable y reconfigurable compatibles con diferentes estándares.

La organización internacional para el desarrollo y uso de Radios Definidos por *Software* ha clasificado en cinco categorías los SDR [9]. El primer grupo los radios solamente están conformados por *hardware* se tiene la desventaja de que sus parámetros no pueden ser modificados remotamente y necesitan de una intervención física. La segunda categoría corresponde a los Radios Controlador por *Software* (SCR por sus siglas en inglés), los SCR tienen control mediante *software* para funciones de operación como interconexión entre tarjetas, nivel de potencia, pero no tienen control para bandas de frecuencias ni para el tipo de modulación. La tercera categoría corresponden a los Radios Definidos por *Software* Reconfigurables y son los más utilizados actualmente, su control mediante *software* permite configurar una gran variedad de técnicas de modulación de banda ancha o banda angosta, forma de onda de la señal para los actuales estándares de comunicación. La cuarta categoría son los Radios por *Software* Ideales (ISR por sus siglas en inglés), estos tienen todas las características y capacidades de la tercera categoría, sin embargo, en un ISR se pretende eliminar la amplificación analógica y realizar las translaciones de frecuencia (hacia arriba o hacia abajo) en un ambiente digital. La quinta categoría son los Radios por *Software* Definitivos (USR por sus siglas en inglés), los cuales son compatibles con una amplia variedad de banda de frecuencias, estándares y aplicaciones. Presentan una alta velocidad de operación debido a que podrán cambiar de formato de un estándar a otro en milisegundos. Los USR serán diseñados para aceptar tráfico programable, utilizan GPS para realizar el seguimiento y la ubicación de usuario.

La arquitectura de un SDR es mostrada en la figura 1.41, que se compone de un sistema digital y de un sistema analógico. Las funciones analógicas están restringidas a las que no se pueden realizar

digitalmente como son: La conversión de ondas electromagnéticas no guiadas a ondas eléctricas guiadas, el filtrado de radiofrecuencia, la preamplificación en el receptor, la amplificación de potencia en el transmisor y la generación de la oscilación de frecuencia de referencia. Los bloques de conversión analógico-digital y digital-analógico se encuentran lo más cerca de la antena, en este caso antes de la etapa de potencia (PA) en el transmisor y después del amplificador de bajo nivel de ruido (LNA) en el receptor. La traslación de frecuencia de FI a banda base y de viceversa son realizadas con procesamiento digital. Del mismo modo, las funciones de codificación de canal y modulación se realizan en el ambiente digital con las mismas herramientas de procesamiento.

Debido a que un SDR es una plataforma programable, estos son implementados mediante dispositivos digitales que realizan el procesamiento de señales necesario e indispensable para transmitir y recibir información, estos dispositivos son los DSPs y las FPGAs. Estas tecnologías ofrecen una gran velocidad de procesamiento flexibilidad ante actualizaciones de *software* y una gran duración. El convertidor analógico-digital es el elemento más crítico de un SDR ya que su velocidad de muestreo determina que tan cerca de la antena se puede realizar la conversión. El rendimiento del convertidor analógico-digital está definido por tres medidas: La velocidad de muestreo, la resolución (el número de bits en el que se codifica cada muestra) y la linealidad. El convertidor analógico-digital más rápido y de uso comercial en la actualidad es capaz de adquirir una señal analógica con frecuencia de muestreo de 10 GHz [15]. Para el uso de aplicaciones inalámbricas estos dispositivos son demasiados caros y consumen demasiada energía.

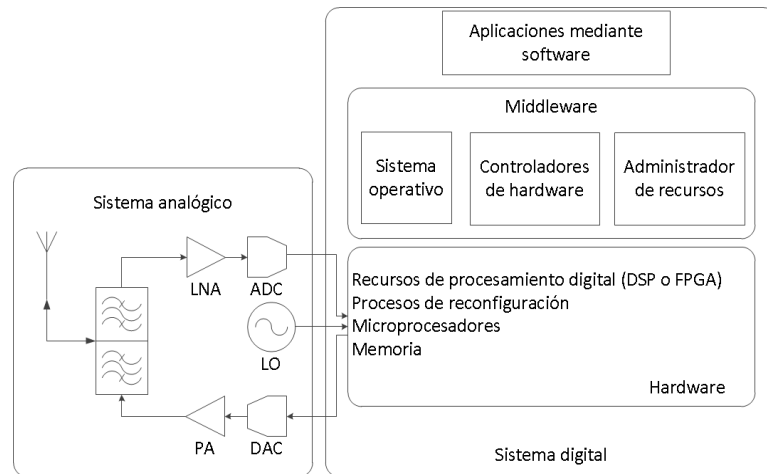


Figura 1. 41 Arquitectura de un ideal radio definido por software

El *software* de la arquitectura de un ideal SDR está estructurado en capas, así que el *hardware* está completamente abstraído de las aplicaciones del *software*. Una capa de *middleware* logra esta funcionalidad involucrando elementos de *hardware* dentro de objetos y proveedores de servicios que permiten comunicarse con cada aplicación mediante una interfaz. De esta manera la

programación es más sencilla debido a que todo el *hardware* es tratado como un objeto. El *middleware* incluye un sistema operativo, controladores de *hardware* y un administrador de recursos. La combinación de *hardware* y *middleware* se le denomina a menudo *framework*. En los futuros diseños de Radios Definidos por *Software* utilizarán una Interfaz de Programación de Aplicaciones (IPA) sin licencia integrada en el *middleware* que hará que el desarrollo de las aplicaciones sean más portátiles, más rápidas y de menor costo. Con una Interfaz de Programación de Aplicaciones sin licencia, se liberarán las formas de programar el *hardware* de bajo nivel, lo que permite concentrarse en la creación de aplicaciones más complejas y de gran alcance [15].

1.4.2 Antenas activas

Los requisitos de las antenas dependen en gran medida de la aplicación considerada. En particular las antenas de los equipos móviles difieren significativamente de las antenas para estaciones base, debido a que las antenas para estaciones base están fijas y se puede tener un patrón de radiación muy controlado y un mayor manejo de potencia. Los Radios Definidos por *Software* son una de las tecnologías multiestándar empleadas actualmente en estaciones base, sin embargo ante un radio que presenta esta cualidad, es necesario que tenga una antena de estación base que cubra las bandas de frecuencias a la que operan los SDR [54]. Desde el punto de vista de la configuración del patrón de radiación y aumento de la capacidad en el sistema, las antenas inteligentes pueden acoplarse a un sistema multiestándar, operando en conjunto con los Radios Definidos por *Software*. Por otro lado las antenas activas ofrecen una arquitectura optimizada que no solamente son compatibles con los Radios Definidos por *Software*, sino que también se les puede integrar para mejorar las características de una antena pasiva de estación base. Las antenas activas al igual que las antenas inteligentes son capaces de establecer un sistema multiestándar y aumentar la capacidad del sistema, mejoran el rendimiento ante el consumo de potencia, optimizan las áreas de cobertura, facilitan la manipulación del patrón de radiación y ancho de banda, incrementan la sensibilidad del sistema, sin embargo, en las antenas inteligentes se tiene la desventaja de que únicamente resuelven problemas relacionados con el enlace de subida [15].

En general, se pueden tener dos tipos de antenas utilizadas en estaciones base: la antena pasiva y la antena activa, dónde el primero no puede cambiar el patrón de radiación de manera dinámica, además de que la inclinación del lóbulo principal es fijo, muchas veces la modificación del patrón de radiación y la inclinación del lóbulo principal es establecido con base a pruebas de campo o del modelado de las celdas en la práctica, esto presenta varios inconvenientes durante la implementación [55].

Una antena activa emplea una antena pasiva combinada con elementos activos con el objetivo de mejorar las características y rendimiento de la antena pasiva [56]. En una antena activa las características que se mejoran se aprovechan para crear un sistema de mayor capacidad y más óptimo. Los elementos activos que se combinan con una antena pasiva de estación base para mejorar las características son: un sistema de control de fase y amplitud de la señal de los elementos individuales que constituyen al arreglo y un transreceptor. El sistema de control de amplitud y fase ayuda a modificar dinámicamente el patrón de radiación de la antena, mientras que el transreceptor aumenta la sensibilidad y mejora la eficiencia de potencia.

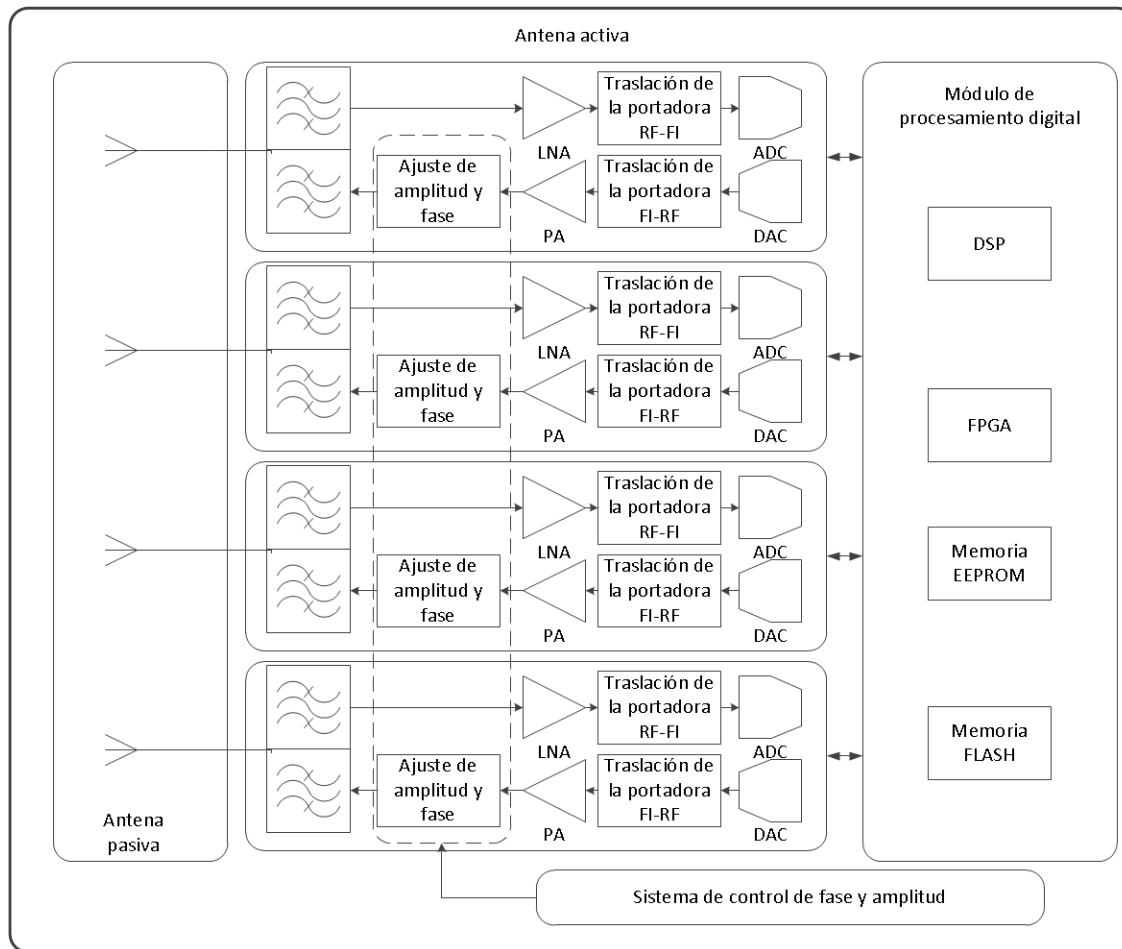


Figura 1. 42 Arquitectura de una antena activa

La arquitectura de una antena activa es mostrada en la figura 1.42, cada elemento del arreglo es conectado a un transreceptor independiente, por lo tanto una antena activa puede tener integrados múltiples transreceptores [57], esta arquitectura elimina el cable coaxial entre la conexión antena-transreceptor eliminando completamente las pérdidas que ese introduce. Con muchos transreceptores integrados, las antenas activas disponen de mayor redundancia que las antenas pasivas

convencionales, por lo que si falla un transreceptor el servicio no se interrumpe.

En aplicaciones como telefonía celular es necesario tener antenas de muy alta ganancia para cumplir las demandas de grandes distancias de comunicación. Una manera de incrementar la ganancia en una antena es mediante un arreglo de elementos radiadores del mismo tipo para la facilidad de implementación y fabricación. Mediante la alimentación (amplitud y fase) de cada uno de los elementos es posible modificar el patrón de radiación deseado, el campo total radiada es igual a la suma vectorial del campo de cada uno de los elementos que conforman el arreglo [58]. Además de la amplitud y fase, el patrón de radiación total está en función de la distancia de separación entre cada uno de los elementos, comúnmente esta distancia es uniforme. En el diseño, la distancia entre elementos es primera a considerar debido a que no es recomendable que se utilice como variable para modificar el patrón de radiación. En la práctica la variación de amplitud y fase son las variables de control para la modificación del patrón de radiación permitiendo inclinar el lóbulo principal en el dominio vertical o reducir la amplitud de los lóbulos laterales en el dominio horizontal.

La estandarización de las antenas activas es un tema reciente. En verano del 2011 el grupo RAN4 de 3GPP aprobó como nuevo elemento de estudio al tema de antenas activas con un enfoque a estaciones base [59] y [60]. Este interés tuvo mayor respuesta por parte de los principales operadores de telefonía celular, por lo que su desarrollo tiene un sólido respaldo en la industria e investigación como una nueva tecnología para estación base. Las antenas activas como nueva tecnología impulsarán el desarrollo de estaciones base más eficientes y de mayor rendimiento. Esta tecnología puede ser usada para crear micro y macro celdas simultáneamente usando el mismo *hardware* lo que genera un sistema más flexible y adaptable a los nuevos estándares de redes inalámbricas.

Referencias del Capítulo 1

- [1] V. Macdonald, "The Cellular Concept," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 58, n° 1, pp. 1-28, 1979.
- [2] X. Tao, Y. Hou, H. He, K. Wang y Y. Xu, "GPP-based Base Station Designing and Optimization (Invited Paper)," *IEEE Communications and Networking in China*, pp. 49-53, IEEE Communications and Networking in China, 2012 7th International ICST Conference.
- [3] J. Mitola III, "The Software Radio- survey, critical evaluation and future directions," in *Telesyst. Conf.*, pp. 13/15-13/23, in Telesyst. Conf., 1992. NTC-92. National.
- [4] J. S. In, H. C. In, K. O. Jung, H. L. Yong y H. L. Cheon, "Base station antenna device embedded with transmission and receiving module". Patente US20120120991 A1, Julio 2010.
- [5] E. Brookner, "Phased array for the millennium," *Radio Science Conference*, vol. 1, pp. 1-13, 2001.
- [6] H. Im, S. Hyeon, W.-c. Lee, H. Bahk, C. Lee, J. Kim y S. Choi, "Implementation of smart antenna base station for IS-2000 1X," *The 57th IEEE semiannual Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 582-586, 2003.
- [7] G. Schmitt, "The Green Base Station," *4th International Conference on Telecommunication-Energy Special Conference (TELESCON)*, pp. 1-6, 2009.
- [8] M. C. Guitall, E. Muñoz y N. Fierro, "Antenas inteligentes y su desempeño en rede inalámbricas," *Guitall Síntesis Tecnológica*, vol. 3, n° 2, pp. 97-109, 2007.
- [9] G. S. Simić, "Evolution of Mobile Base Station Architectures," *Microwave Review*, pp. 29-37, 2007.
- [10] J. Eberspächer, H.-J. Vögel y C. Bettstter, *GSM switching Services and Protocols*, Second ed., Great Britain: Wiley, 2001, pp. 285-306.
- [11] E. Kamran, *CDMA 2000 evolution Systems Concepts and Design Principles*, USA: Wiley, 2004, pp. 257-268.
- [12] J. Busqués, H. Reyes y J. Hernández, "Desarrollo y Simulación de una Estación Base GSM/CDMA Utilizando en Software Radio," *Revista Facultad de Ingeniería U.T.A (CHILE)*, vol. 10, pp. 3-10, 2002.
- [13] Huawei, "OME201102 Huawei BTS3012 Hardware Structure," Internal.
- [14] Purcell Systems, "Selecting outdoor Enclosures for Land Mobile Radio Base Stations," Current Purcell Systems Whitepapers, Spokane Valley, 2012.
- [15] P. Burns, *Software Defined Radio for 3G*, United State of America: Mobile Communications Series, Artech House Boston, 2003, pp. 1-31, 221-239.
- [16] P. Scholz, "Basic Antenna Principles for Mobile Communications," Katherin, Rosenheim.
- [17] J. Lin, "Biological Bases of Current Guidelines for Human Exposure to Radio-Frequency Radiation," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, n° 3, pp. 182 - 184, 2003.
- [18] M. A. A. Karunarathna y I. J. I. J. Dayawana, "Human Exposure to RF radiation in Sri Lanka," *Sri Lankan Journal of Physics*, vol. 6, pp. 19-32, 2005.
- [19] M. Denker, "Requirements and concept of lightning and overvoltage protection," *IEEE Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC)*, pp. 1-5, 2013.
- [20] Alvarion, "Base Transceiver Station Installation Manual, Alvarion," 2009.
- [21] F. Gustrau y D. Manteuffel, *EM Modeling of Antennas and RF Components for Wireless*

- Communication Systems*, USA New York: Springer, 2006, pp. 208-212.
- [22] N. C. Zhi y L. Kwai-Man, *Antennas for base stations in wireless communications*, USA: Mc Graw Hill, 2009, pp. 31-95.
- [23] C. Beckman y B. Lindmark, "The evolution of Base Station Antennas for Mobile Communications," *IEEE International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA*, pp. 85-92, 2007.
- [24] W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, Segunda ed., Edo. México: Pearson Educación, 1996, p. Capítulo 8.
- [25] J. S. Chitode, *Communication Engineering*, Second ed., Pune: Technical Publications Pune, 2008, p. Chap. 2.
- [26] L. V. Blake, *Transmission Lines and Waveguides*, Washington D.C.: John Wiley, 1969, p. Chap 2.
- [27] F. Losee, *RF Systems, Components and Circuits Hand Book*, Second ed., USA: Arctech House, 2005, p. Chap. 11.
- [28] V. C. Pérez, *Sistemas de Telecomunicación*, España: UC, 2007, p. Chap. 9.
- [29] J. Staudinger, R. Hooper, M. Miller y Y. Wei, "Wide Bandwidth GSM/WCDMA/LTE Base Station LNA with ultra-low sub 0.5 dB Noise Figure," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 223-226, 2012.
- [30] LGP, "LGP TMA-DD 1800 Tower Mounted Amplifier- Dual Duplex Super-Compact TMA," LGP telecom.
- [31] C. F. Lanzani, G. Kardaras y D. Boppana, "Remote Radio Heads and evolution towards 4G networks," *Altera Radiocom*, pp. 1-5, 2009.
- [32] W. C. Y. Lee, *Wireless and Cellular Telecommunications*, Third ed., USA: McGraw Hill, 2006, pp. 402-405.
- [33] Dovtronik, "Dovtronik de México SA de CV, Copyright ©," [En línea]. Available: <http://www.dovtronik.com.mx/drupal/?q=torres>. [Último acceso: Noviembre 2014].
- [34] P. Imiger y R. Clenin, "Tower Construction". Patente US 8256174 B2, Septiembre 2006.
- [35] P. Häger, "Telecommunication Tower Segment". Patente US 20120017536 A1, Diciembre 2009.
- [36] Telves, "Catálogo de torres," [En línea]. Available: http://www.televes.com/sites/default/files/catalogos/catalogo_torretas_2011_0.pdf. [Último acceso: Noviembre 2014].
- [37] Syscom, "Catálogo de seguridad electrónica torres y accesorios," [En línea]. Available: <http://foro.syscom.mx/uploads/FileUpload/b1/4fa0ba0ec1e9cb24f3eb2a720e37c8.pdf>. [Último acceso: Diciembre 2014].
- [38] Moyano, "Catálogo de Soluciones de Mimetización," [En línea]. Available: <http://www.moyano.com/ia/mimetizacioncompleto.pdf>.
- [39] O. Tipmongkolsilp, S. Zaghoul y J. A., "The evolution of cellular backhaul technologies: current issues and future trends," *IEEE Communications Survey Tutorials*, vol. 13, n° 1, pp. 97-113, 2011.
- [40] P. Limaye y M. El-Sayed, "Domains of application for backhaul technologies in 3G wireless networks," *12th International Telecommun. Netw. Strategy Planning Symp.*, pp. 1-6, 2006.
- [41] S. Hansen y P. Simmons, "The GSM station system and the related equipment [mobile communications]," *Electrotechnics, 1998, Conference Proceedings on Area Communication, EUROCON 88, 8th European Conference*, pp. 470-473.
- [42] H. Gunnar, *GSM Networks: Protocols, terminology and implementation*, USA: Artech House

mobile communications library, 1999.

- [43] A. J. Hwan, S. J. Jin y C. C. Hye, "Development of Base Station Controller and Manager in the CDMA Mobile System," *ETRI Journal*, vol. 9, n° 3, pp. 141-168, 1997.
- [44] V. Vanghi, A. Damnjanovic y B. Vojcic, *The CDMA2000 System for Mobile Communications*, USA: Prentice Hall, 2004, pp. 44-51.
- [45] M. Kontorovich, A. Ramos y M. Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, México: Limusa, 2009, pp. 354-357.
- [46] T. Keiji, *WCDMA Mobile Communications System*, Great Britain: Wiley and Maruzen, 2002, pp. 51-56.
- [47] M. Sauter, *Beyond 3G Bringing Networks, Terminals and the Web Together LTE, WiMax, IMS, 4G Devices and the Mobile Web 2.0*, USA: Wiley & Sons, 2009, pp. 45-70.
- [48] 3rd Generation Partnership Project, "Overview of 3GPP Release 8, Version 8 V0.3.3," 2014.
- [49] Z. Ran, Z. Zhongming, W. Miao, S. Xuemin y X. Liang-Liang, "Equivalent Capacity Analysis of LTE-Advanced Systems with Carrier Aggregation," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 6118-6122, 2013.
- [50] M. Olsson, S. Sultana, S. Rommer, L. Frid y C. Mulligan, *SAE and the Evolved Packet Core Driving the Mobile Broadband Revolution*, USA: Academic Press, 2009.
- [51] D. E. Parkvall y J. Sköld, *4G LTE / LTE-Advanced for Mobile Broadband*, Great Britain: Academic Press, 2011.
- [52] L. Pierre y L. Thierry, *Evolved Packet System (EPS) The LTE and SAE Evolution of 3G UMTS*, Great Britain: Wiley, 2008, pp. 75-86.
- [53] S.-E. Elayoubi, H. O. Ben y B. Fouretié, "Performance Evaluation of Frequency Planning Schemes in OFDMA-based Networks," *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 5, pp. 1623-1633, 2008.
- [54] P. S. Hall, P. Gardner y A. Faraone, "Antenna Requirements for Software Defined and Cognitive Radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, n° 7, pp. 2262-2270, 2012.
- [55] W. Lee, S.-R. Lee, H.-B. Kong, S. Lee y I. Lee, "Downlink Vertical Beamforming Designs for Active Antenna Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, n° 6, pp. 1897-1907, 2014.
- [56] L. Jenshan y I. Tatsuo, "Active Integrated Antennas," *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, vol. 42, n° 12, pp. 2186-2194, 1994.
- [57] K. Linehan, "Active Antennas: The next step in radio antenna evolution," *COMMSCOPE White Paper*, pp. 1-11, 2011.
- [58] Y. Huang y K. Boyle, *Antennas from theory and practice*, New Delhi: Wiley, 2008, pp. 191-200.
- [59] Siemens Networks Corporation Nokia, "Active Antenna Systems a step-change in base station performance," *Nokia Siemens Networks White Paper*, pp. 1-11, 2012.
- [60] Z. Rong y R. Z. Wu, "Analysis of RF requirements for Active Antenna System," *7th International ICST Conference on Communications in China*, pp. 679-683, 2012.

Capítulo 2

Estudio de antenas pasivas para las estaciones base

2.1 Fundamentos de antenas

Una de los elementos clave entre la interfaz de radio y la interfaz aérea para comunicaciones inalámbricas es la antena. Con el gran crecimiento y la demanda en la instalación de nuevos servicios y estándares, más antenas son empleadas con características multibandas y de alta ganancia. Los requerimientos de las antenas para estación base ha puesto en marcha el desarrollo de diseños más complicados para el control de sus parámetros, por lo tanto, el arreglo o antena es diseñado como un subsistema y no solamente como un elemento de radiofrecuencia.

En la actualidad las antenas utilizadas en estaciones base se diseñan con base en un sistema adaptivo e inteligente que integra los elementos de RF, los circuitos que modifican los parámetros del arreglo y un módulo de procesamiento de la señal como se muestra en la figura 2.1. Algunos de los parámetros importante para el desempeño de las antenas de estaciones base se describen a continuación.

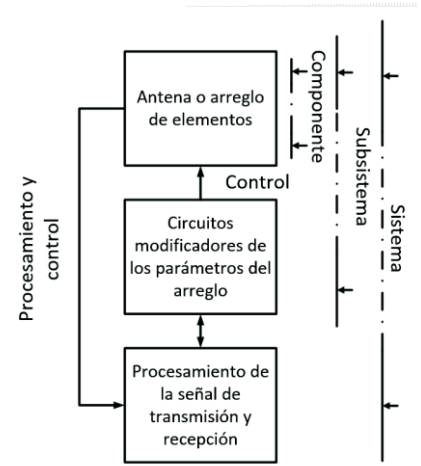


Figura 2. 1 Sistema de una antena para estación base

Los parámetros de una antena de estación base son los siguientes:

2.1.1 Impedancia

Las ondas electromagnéticas viajan a través de las diferentes partes en un sistema: transmisor o fuente, la línea de transmisión, antena y finalmente el espacio, por lo que se puede determinar varios puntos para establecer la impedancia. En la figura 2.2 se muestra la trayectoria de las ondas electromagnéticas representado con un circuito equivalente de una antena en modo de transmisión.

En el modelo eléctrico de la figura 2.2 se representa a la impedancia de entrada de la antena entre las terminales A-B. La impedancia de entrada es la relación de voltaje y corrientes en estas terminales, esta relación es una cantidad compleja que varía con la frecuencia, matemáticamente se puede expresar con la ecuación 2-1.

$$Z_{in} = (R_L + R_r) + jX_A \tag{2-1}$$

La parte real de la expresión consiste de dos componentes donde R_L representa las pérdidas de la antena y R_r la resistencia de radiación de la antena. X_A modela la reactancia de la antena.

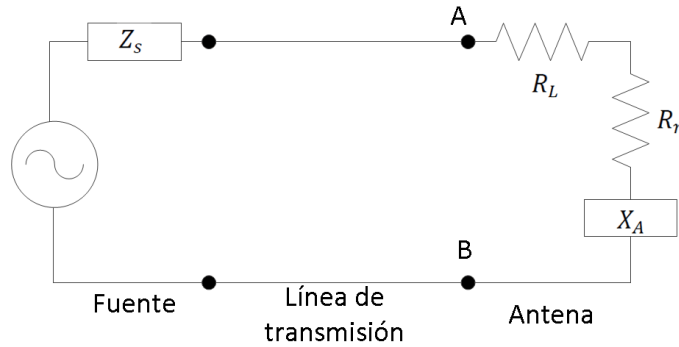


Figura 2. 2 Circuito equivalente de un sistema de transmisión

Dependiendo del acoplamiento de la impedancia, alguna fracción de energía se reflejará hacia la fuente formando una onda estacionaria en la línea de transmisión. La relación entre la potencia máxima y la potencia mínima de la onda puede ser medida y es conocida como relación onda estacionaria (SWR por sus siglas en inglés). La impedancia de entrada de la antena puede usarse para determinar el coeficiente de reflexión y la SWR. El coeficiente de reflexión está dada por la ecuación 2-2.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o^*}{Z_{in} + Z_o} \tag{2-2}$$

Donde:

Z_o =impedancia normalizada de salida

Z_{in} =impedancia normalizada de entrada

La VSWR está dada por:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{2-3}$$

La VSWR siempre es un número real y positivo mayor a la unidad. Cuanto menor sea el valor de la VSWR mayor será el acoplamiento de la impedancia de entrada a la línea de transmisión. El valor mínimo de la VSWR es de 1:1, en este caso no hay potencia reflejada y el sistema se considera como ideal. En aplicaciones donde las pérdidas de potencia son críticas como en estaciones base el valor máximo de VSWR aceptable es menor a 1.5:1 [1].

2.1.2 Ancho de banda

El ancho de banda es el intervalo de frecuencias dentro del cual la antena funciona de acuerdo a un conjunto de características establecidas, por ejemplo, donde el patrón de radiación se mantiene con una cierta forma o donde la relación onda estacionaria es menor a un cierto valor [1], [2], [3] y [4]. En aplicaciones de alta potencia como es el caso de las antenas de estación base se considera un ancho de banda donde el valor de la VSWR sea menor a 1.5:1, en este trabajo de tesis se considera el valor de la VSWR menor a 1.43:1.

2.1.3 Patrón de radiación.

El patrón de radiación es la representación gráfica de la distribución de energía de un radiador en función de coordenadas espaciales [1], [2] y [4]. El patrón de radiación de una antena es determinado en la región de campo lejano. En campo lejano se pueden considerar las propiedades de radiación como: la densidad del flujo de potencia, intensidad de radiación, directividad, ganancia, fase y polarización.

El patrón de radiación es particular al tipo de antena, para una antena isotrópica (ideal) éste sería una esfera, para un dipolo corresponde a un toroide como se muestra en la figura 2.3 (a), que es direccional en el plano E como se muestra en la figura 2.3 (c) y no direccional en el plano H como se muestra en la figura 2.23 (b), la forma de este patrón de radiación es conocido como omnidireccional. En estaciones base un patrón de radiación omnidireccional se limita a la cobertura de una única celda que experimenta poca capacidad como en ambientes rurales.

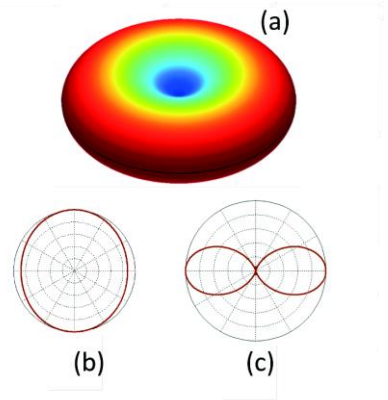


Figura 2.3 Patrón de radiación omnidireccional

El patrón de radiación direccional es direccional en el plano azimutal y en el plano de elevación, un ejemplo se muestra en la figura 2.4 (a). Las antenas con patrón de radiación direccional son utilizadas en celdas sectorizadas con el objetivo de aumentar la eficiencia de energía y reducir la probabilidad de interferencia.

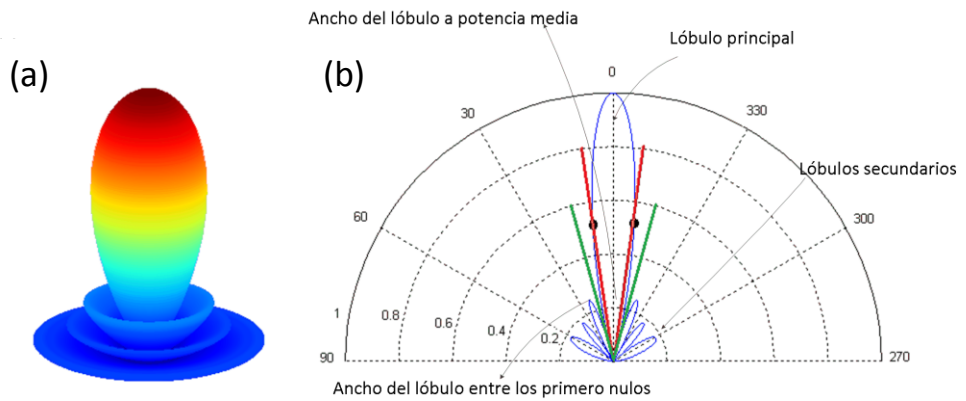


Figura 2.4 Patrón de radiación direccional

Un patrón de radiación puede estar compuesto de uno o varios lóbulos, que son porciones del patrón de radiación limitada por regiones de intensidad de radiación relativamente débiles, donde el lóbulo de mayor tamaño es el lóbulo principal como se muestra en la figura 2.4 (a). Los lóbulos secundarios son lóbulos adyacentes al lóbulo principal, por lo general, son de menor tamaño y pueden ser laterales o posteriores.

Un parámetro asociado con el patrón de radiación es el ancho del lóbulo que es la separación angular del lóbulo principal medida a un cierto nivel de potencia constante, el cual debe ser menor al valor máximo de ganancia. El ancho del lóbulo entre los primeros nulos (FNBW por sus siglas en inglés) y el ancho del lóbulo a potencia media (HPBW por sus siglas en inglés) son los más ampliamente utilizados y se muestran en la figura 2.4 (b). El ancho del lóbulo más común en antenas de estación base es el ancho del lóbulo a potencia media [4] y [5], que es la separación angular cuando la potencia se ha reducido 3dB a partir de la potencia pico radiada. En un sistema celular se debe tener en cuenta un pequeño traslape del patrón de radiación en los límites de la celda para evitar la pérdida de comunicación durante la transferencia de llamada. Por esta razón se consideran antenas con patrones de radiación cuyo ancho de lóbulo es de $65^\circ \pm 3^\circ$ o $90^\circ \pm 5^\circ$ dependiendo del sector de la celda a cubrir [4]. Este ancho de lóbulo se establece de manera estricta y debe cumplir los límites establecidos para todo el ancho de banda de operación. La relación típica lóbulo principal a lóbulo posterior de una antena con un ancho de lóbulo de 65° es de 30 dB, esto se especifica para controlar el reuso de frecuencia en la celda.

2.1.4 Polarización.

En cualquier punto de campo lejano las componentes de una onda electromagnética (campo eléctrico y campo magnético) radiada que puede ser vista como una onda plana cuyo movimiento ondulatorio es únicamente función del tiempo. La polarización de una onda radiada por una antena es la orientación del campo eléctrico de la onda radiada con respecto a un plano de referencia, que en muchos casos es la superficie de la tierra. La polarización puede ser clasificada como lineal, circular y elíptica. La polarización se determina por la estructura física y orientación de la antena, un dipolo que está orientado horizontalmente, la componente de su campo eléctrico varía paralelamente a la superficie de la tierra por lo que se dice que tiene una polarización horizontal.

En la práctica el acoplamiento de la polarización en una antena es importante para evitar que la señal recibida se reduzca considerablemente. Una antena con polarización lineal debe operar con antenas de su misma polarización para evitar desacoplamiento. La señal radiada por un teléfono celular está polarizada en dirección del eje que va de la bocina al auricular, visto de la parte frontal o posterior el teléfono tiene una polarización vertical. Cuando se realiza una llamada, el teléfono se encuentra entre la boca y el oído, esta posición genera una señal polarizada con un ángulo de al menos 45° con respecto a la vertical, debido a esto, en estaciones base se tiene una mayor probabilidad de recibir señales con polarización $\pm 45^\circ$ que señales con polarización horizontal o vertical por lo que las antenas de doble polarización son empleadas en la mayoría de las estaciones base [4].

2.1.5 Eficiencia

La eficiencia es un parámetro que cuantifica las pérdidas que generadas por la antena, una antena sin pérdidas radia toda la potencia entregada por la fuente. La eficiencia de una antena es la relación entre la potencia radiada P_r y la potencia entregada por la fuente P_{in} , se expresa con la siguiente ecuación:

$$e = \frac{P_r}{P_{in}} \quad (2-4)$$

La eficiencia es un valor real positivo entre el intervalo de 0 a 1, para el caso de una antena ideal el valor de la eficiencia es 1, y cuantifica las pérdidas por reflexión, por conducción en el conductor y en el dieléctrico. Con base a estas pérdidas, se tienen diferentes tipos de eficiencias que contribuyen a la eficiencia total de la antena y la eficiencia total es la multiplicación de todas estas eficiencias que se describe con la siguiente ecuación:

$$e = e_r e_d e_c \quad (2-5)$$

Donde:

e_r =eficiencia de reflexión

e_d =eficiencia del dieléctrico

e_c =eficiencia de conducción

La eficiencia de reflexión se asocia por la potencia reflejada por el desacoplamiento de la impedancia de entrada de la antena y de la línea de transmisión, esta eficiencia se expresa como:

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-6)$$

La eficiencia del dieléctrico asocia las pérdidas del dieléctrico que separa las terminales de una antena y la eficiencia de conducción se asocia con las pérdidas de energía que se disipa en forma de calor en el conductor. En el circuito equivalente que se muestra figura 2.2 la resistencia R_L representa las pérdidas relacionadas con el conductor y el dieléctrico, con base a lo anterior, es difícil obtener las pérdidas del conductor y del dieléctrico de manera independiente y se define a la eficiencia de estos dos materiales como:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2-7)$$

2.1.6 Directividad y ganancia

La directividad se define como la relación de la intensidad de radiación en una dirección dada, a la intensidad de radiación de una antena isotrópica [1], [2], [3] y [4].

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_r} \quad (2-8)$$

Donde:

U =Intensidad de radiación de la antena

U_i =Intensidad de radiación de una antena isotrópica

P_r =Potencia total radiada

En una fuente isotrópica $U = U_i$, se tiene una directividad igual a la unidad. Cuando no se especifica la dirección de la directividad, se considera la dirección de la máxima intensidad de radiación y se expresa como:

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_r} \quad (2-9)$$

U_{max} =Intensidad de radiación máxima de la antena

La directividad es una medida que tiene en cuenta sólo las propiedades direccionales de la antena que no toma en cuenta las pérdidas y es una propiedad del patrón de radiación. Por otra parte, la ganancia de una antena está directamente relacionada con la directividad y asocia la eficiencia de una antena, se define como el producto de la directividad y la eficiencia.

$$G = eD \quad (2-10)$$

Una antena de baja ganancia radia aproximadamente con la misma potencia en todas las direcciones, mientras que una antena de alta ganancia radia la potencia en una dirección específica.

La ganancia de una antena es un fenómeno pasivo, la antena no genera más potencia de lo que entrega la fuente, simplemente indica como se distribuye la potencia que sería radiada por una antena isotrópica para radiarla en un dirección dada. Para una potencia dada por la fuente, las antenas de alta ganancia tienen la ventaja de posibilitar un mayor alcance y mejor calidad de la señal pero tienen que ser dirigida en una dirección en particular.

2.2 Arreglo de elementos

El dipolo y el monopolo son las dos antenas más utilizadas en sistemas de comunicación celular debido a su sencilla construcción, patrón de radiación y su portabilidad para teléfonos celulares [6], [7], [8] y [9]. El arreglo lineal de dipolos se emplea como antena de una estación base, mientras que el monopolo se utiliza en equipos móviles. Un arreglo de elementos permite incrementar la ganancia y modificar dinámicamente el patrón de radiación de una antena.

El arreglo de elementos es un conjunto de radiadores que se distribuyen estratégicamente en el espacio para formar una antena con ciertas características eléctricas deseadas. En muchos casos, los elementos de un arreglo son idénticos. Esto no es siempre necesario, pero es conveniente por simplicidad y practicidad. La desventaja que se tiene al utilizar un arreglo es que las dimensiones de la antena crecen y la alimentación para cada uno de los elementos es compleja.

El campo total radiado del arreglo es determinado por la suma vectorial de los campos radiados por los elementos individuales. Para proporcionar patrones de muy alta directividad es necesario que los campos de los elementos del arreglo se sumen constructivamente en la dirección deseada y se cancelen en las otras direcciones. Para un arreglo con elementos iguales hay cinco controles para dar forma al patrón de radiación de la antena [2]. Éstos son:

- La forma geométrica del arreglo (lineal circular, rectangular o esférica).
- La distancia relativa entre los elementos.
- La amplitud con la que se excita cada elemento.
- La fase de excitación de cada elemento.
- El patrón de radiación relativo de cada elemento.

2.2.1 Arreglo de 2 elementos

En el análisis de un arreglo de dos elementos se consideran que éstos radian igualmente en todas las direcciones, es decir, son radiadores isotrópicos. El patrón de radiación de un arreglo de elementos isotrópicos se le denomina factor de arreglo. El término “factor” se usa para indicar que en arreglos de antenas reales se debe multiplicar el factor de arreglo por el patrón de radiación de cada elemento, para obtener el patrón total del arreglo [2], [10] y [11].

Para ejemplificar cómo se suman los campos constructivamente, se ubican dos radiadores isotrópicos a lo largo del eje x , como se muestra en la figura 2.5. Para un punto P_1 sobre el eje y , la distancia a cualquiera de los dos elementos será la misma, así como sus componentes de amplitud y fase. Como las componentes de amplitud y fase son iguales, la resultante de la suma vectorial de los campos de los dos radiadores estará en dirección del eje y con el doble de su magnitud, lo mismo ocurriría en el eje $-y$. Si ubicamos un punto P_2 sobre el eje x en la misma posición del radiador de la derecha, como se muestra en la figura 2.5, la componente que proviene de la fuente izquierda debe viajar una distancia d antes de llegar al punto P_2 , esto equivale a tener la misma onda con la misma magnitud pero desfasada. Cuando $d = \frac{\lambda}{2}$ el desfaseamiento es de 180° , este desfaseamiento produce que ambas componentes se cancelen y el campo total sea cero, el mismo fenómeno ocurría en hacia el lado izquierdo.

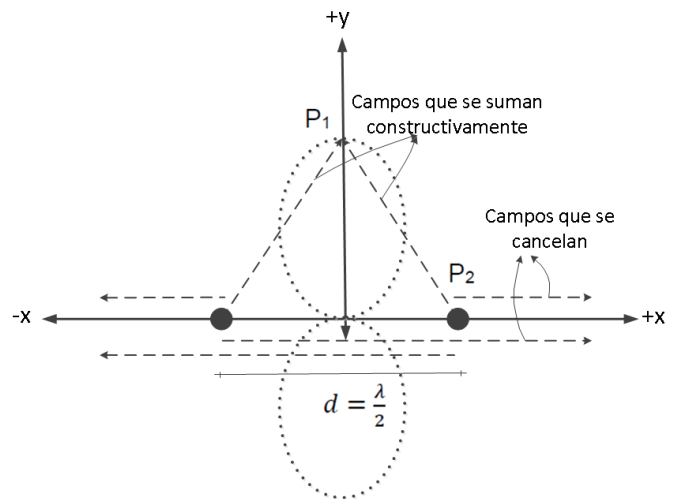


Figura 2. 5 Arreglo de 2 elementos con amplitudes y fases iguales separados 0.5λ

El patrón de radiación total (factor de arreglo) se muestra en la figura 2.5, la radiación máxima está orientada sobre eje y , y se cancela en el x , existe una variación suave entre la distancia d porque el cambio de fase de 0° a 180° va incrementando poco a poco. El patrón de radiación de los dos elementos isotrópicos es parecido al patrón de radiación de un dipolo.

Para encontrar el factor de arreglo se consideran dos elementos posicionados sobre el eje x como se muestra en la figura 2.6 (a), separados a una distancia d . El campo eléctrico total radiado que está dado por:

$$\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 \tag{2-11}$$

Considerando los campos de la figura 2.6 (a) se tiene que el campo total es igual a:

$$\mathbf{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left(\frac{e^{-j(kr_1 - (\beta/2))}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j(kr_2 + (\beta/2))}}{r_2} \cos \theta_2 \right) \tag{2-12}$$

Suponiendo que se tiene una observación en campo lejano y que las magnitudes de amplitud de los dos elementos son iguales, ver figura 2.6 (b), por lo que se puede considerar que:

$$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta \tag{2-13}$$

$$r_1 \cong r - \frac{d}{2} \cos \theta \tag{2-14}$$

$$r_2 \cong r - \frac{d}{2} \cos \theta \tag{2-15}$$

$$r_1 \cong r_2 \cong r \tag{2-16}$$

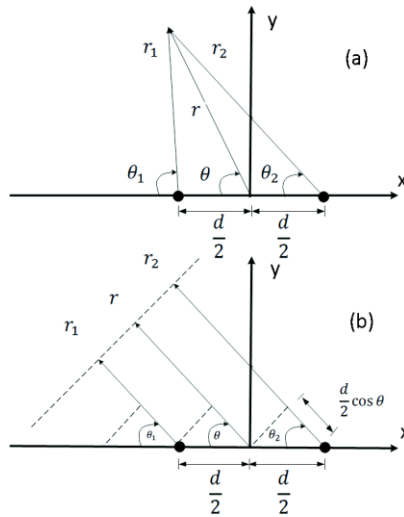


Figura 2.6 Geometría de un arreglo de 2 elementos ubicados a lo largo del eje x

Con base a las consideraciones de 2-13 a 2-14, la ecuación 2-12 se reduce a:

$$\mathbf{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left(e^{j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)} \right) \tag{2-17}$$

$$\mathbf{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left(2 \cos \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right) \right)$$

Como el campo total del arreglo es igual a los campos de los elementos individuales multiplicado por el factor de arreglo, entonces, a partir de la ecuación 2-17 el factor de arreglo para dos elementos está dada por:

$$AF = 2 \cos \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right) \tag{2-18}$$

Donde

$\beta =$ es la fase de excitación

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$, es la constante de propagación

A partir de la expresión 2-18, la orientación del su valor máximo está determinado por el valor que tome θ , y con éste se fija la fase de excitación β . Si θ es igual a 90° , el haz se dirige perpendicularmente al arreglo; para determinar la fase de excitación, se iguala el factor de arreglo a su valor máximo, en la ecuación 2-18 el valor máximo ocurre cuando el argumento es igual a 0.

$$kd \cos 90^\circ + \beta = 0 \tag{2-19}$$

$$\therefore \beta = 0$$

Para dos elementos que están separados $d = \frac{\lambda}{2}$ y con una fase de excitación de 0° , su factor de arreglo está dado por la siguiente expresión:

$$AF' = 2 \cos \left(\frac{1}{2} (\pi \cos \theta) \right) \tag{2-20}$$

En la figura 2.7 se muestra el patrón de radiación que es similar al de la figura 2.5, en esta figura se comprueba matemáticamente el análisis descrito para dos fuentes isotrópicas separadas $\frac{\lambda}{2}$. En la figura 2.7 se muestra como los campos se cancelan para $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$ que corresponden al eje x en coordenadas cartesianas, para $\theta = 90^\circ$ y $\theta = 270^\circ$ (eje y) el patrón de radiación toma valor máximo de 2.

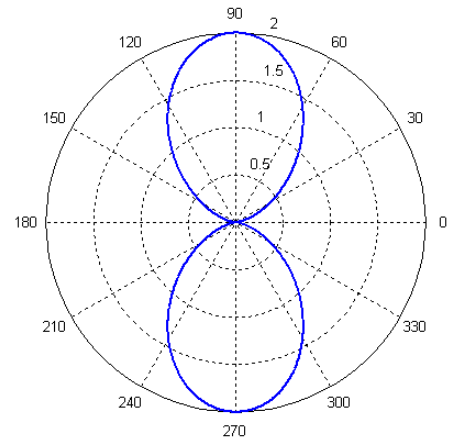


Figura 2. 7 Factor de arreglo de 2 elementos, $d=0.5\lambda$ y $\beta=0^\circ$

Otros de los parámetros a determinar es la separación entre los dos elementos, éste es un parámetro primordial porque de ella depende la existencia de nuevos lóbulos secundarios en el patrón de radiación. En la figura 2.8 se muestra el factor de arreglo para diferentes separaciones entre los dos elementos, se considera que la fase de excitación es de 0° , esto implica que el lóbulo principal es perpendicular al arreglo. En la figura 2.8 (a) se considera que los dos elementos están muy cerca, al ser elementos isotrópicos los dos elementos se pueden considerar como uno solo, por lo que el patrón de radiación se aproxima a un patrón isotrópico. Conforme los elementos se van separando, el patrón de radiación se va aproximando al de un dipolo, el lóbulo principal es más notorio e incrementa su ganancia como se muestra en la figura 2.8 (b)-(c). A partir de una distancia mayor a 0.5λ van apareciendo los primeros lóbulos secundarios que incrementa su amplitud conforme la distancia. Estos lóbulos se convierten en lóbulos principales cuando los elementos están separados a una distancia de λ como se muestra en la figura 2.8 (d).

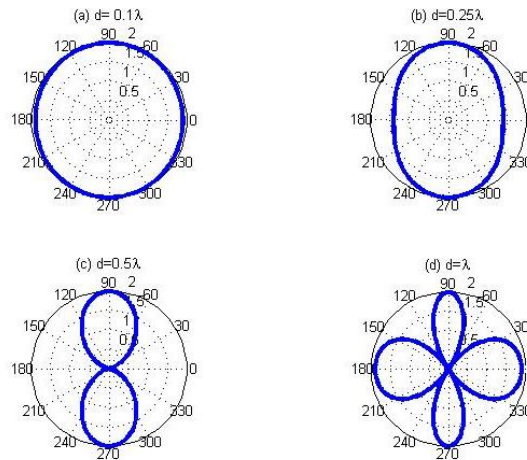


Figura 2. 8 Factores de arreglo de 2 elementos a diferente distancia de separación, $\beta=0^\circ$

2.2.2 Arreglo lineal de N elementos

El arreglo lineal de elementos es el más común en antenas de estación base, ya que se componen de 4 a 8 dipolos agrupados verticalmente. En la figura 2.9 se muestra una antena de estación base que se constituye de un arreglo lineal de 4 dipolos. En el diseño de este tipo de antenas, la distancia de separación de los elementos está entre el intervalo de 0.5λ a 0.9λ para un haz perpendicular al arreglo [4]. La excitación de amplitud y fase de cada dipolo es el parámetro principal para determinar la forma del patrón de radiación, así como la



Figura 2. 9 Antena de una estación base: arreglo lineal de 4 dipolos

inclinación del haz principal [12].

Un arreglo lineal de N elementos es el caso más general de un arreglo de 2 elementos. Para determinar el factor de arreglo se considera un arreglo lineal con N elementos igualmente espaciados a lo largo del eje x como se muestra en la figura 2.10. Cada elemento tiene la misma amplitud y cada elemento posterior tiene un desfase progresivo β del elemento anterior.

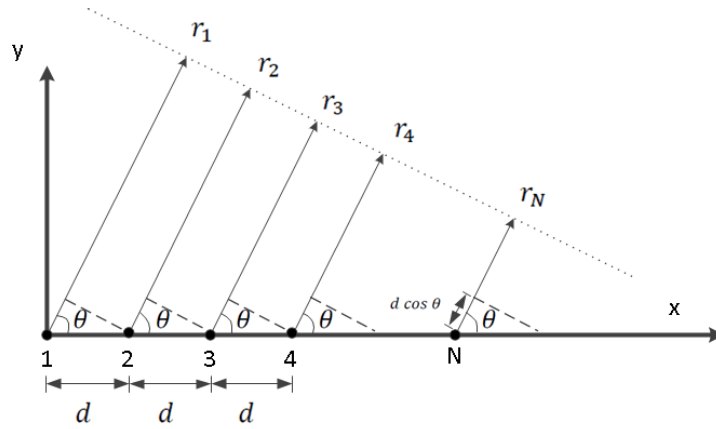


Figura 2. 10 Geometría en campo lejano de un arreglo lineal de N elementos

El factor de arreglo está dado por:

$$AF = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2-21)$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd \cos \theta + \beta)}$$

El factor de arreglo también se puede escribir como:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2-22)$$

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (2-23)$$

La expresión 2-22 es la suma de una serie geométrica, por lo que el factor de arreglo se puede expresar como:

$$\begin{aligned} AF &= \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left(\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right) \quad (2-24) \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)} \right) \end{aligned}$$

Si el punto de referencia es el centro del arreglo, el factor de arreglo se reduce a:

$$AF = \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)} \right) \tag{2-25}$$

El valor máximo que toma la expresión 2-25 es igual a N , para normalizar el factor de arreglo y que su máximo valor sea igual a la unidad, el factor de arreglo se divide entre el número de elementos del arreglo.

$$(AF)_{normalizado} = \frac{1}{N} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)} \right) \tag{2-26}$$

En muchas aplicaciones es necesario dirigir la máxima radiación a una cierta dirección, de la expresión 2-26 el valor máximo ocurre cuando el argumento del numerador es igual a 0:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0 \tag{2-27}$$

$$\therefore \beta = -kd \cos \theta$$

Si $\theta = 90^\circ$ la máxima radiación se dirigirá perpendicularmente al arreglo como se muestra en la figura 2.11 (a), cuando $\theta = 0^\circ$ la máxima radiación estará dirigida sobre el eje como se muestra en la figura 2.11 (b). Las antenas de estación base están posicionada verticalmente, por lo que el valor de $\theta = 90^\circ - \delta$, δ determina la inclinación del haz.

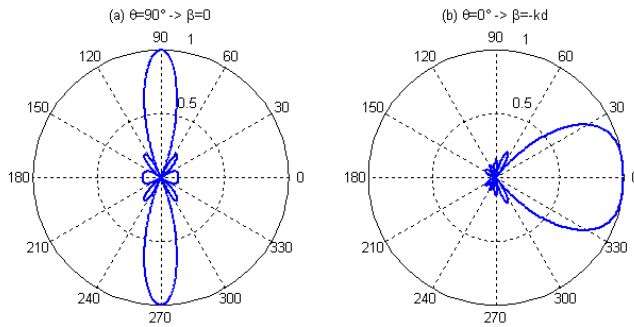


Figura 2.11 Factor de arreglo con haz perpendicular y paralelo al eje de un arreglo lineal, $N=10$ y $d = 0.5\lambda$

La distancia se determina con base en la máxima directividad del factor del arreglo y al mismo tiempo evita la generación de lóbulos secundarios. Para el caso donde el haz es perpendicular al eje del arreglo ($\beta=90^\circ$) y la separación es menor a 0.25λ no existen lóbulos secundarios y el factor de arreglo es similar al patrón de radiación de un dipolo como se muestra en la figura 2.12 (a). Conforme la distancia de separación es mayor o igual a 0.25λ y menor a λ , la directividad del factor de arreglo aumenta y al mismo tiempo se generan lóbulos secundarios, esto se muestra en la figuras 2.12 (b) y

(c). Para una separación igual a λ los lóbulos principales se orienta sobre el eje del arreglo como se muestra en la figura 2.12 (d), para este caso, los lóbulos secundarios tienen su máximo crecimiento y se convierten en lóbulos principales.

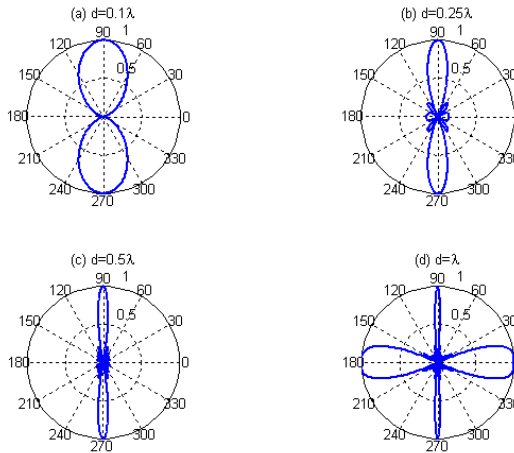


Figura 2. 12 Factores de arreglo a diferentes distancias de separación, arreglo lineal de 10 elementos con $\beta=0^\circ$

En la figura 2.13 se muestra el factor de arreglo con la máxima radiación sobre el eje del arreglo a diferentes distancias de separación entre elementos. La directividad y los lóbulos secundarios crecen conforme la distancia entre los elementos aumente aproximándose a 0.5λ como se muestra en la figura 2.13 (a) y (b). Cuando la distancia de separación es igual a 0.5λ existen dos lóbulos principales, ambos sobre el eje del arreglo. Mientras la distancia sea mayor a 0.5λ y se aproxime a λ se generan lóbulos secundarios que son perpendiculares al eje del arreglo, estos crecen hasta hacerse muy notorios a una distancia de separación de λ como se muestra en la figura 2.13 (d).

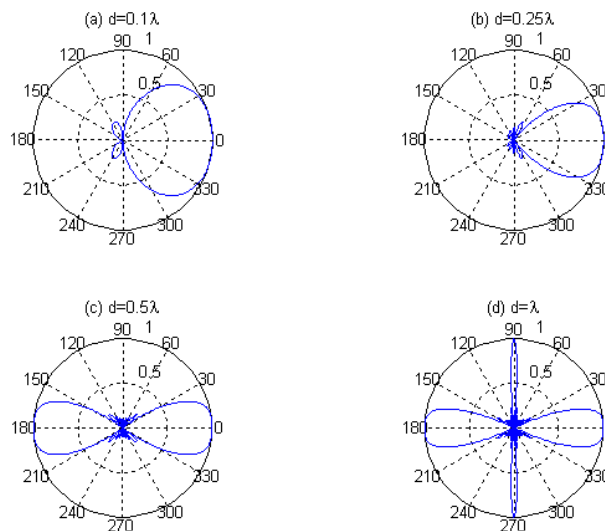


Figura 2. 13 Factores de arreglo a diferentes distancias de separación, arreglo lineal de 10 elementos con $\beta = -kd$

El factor de arreglo que se utiliza en estaciones base es la que presenta la máxima radiación perpendicular al arreglo [13]. Uno de los objetivos en el diseño es evitar la generación de múltiples lóbulos principales para no interferir a las celdas que se encuentren detrás de la antenna, en las figuras 2.12 (a) (b) y (c), el factor de arreglo tiene dos lóbulos principales uno dirigido a 90° y a 270° , se puede pensar que este factor de arreglo no cumple con los requisitos descritos. Sin embargo, el factor de arreglo no determina forma del patrón de radiación de la celda porque el patrón de radiación total es la multiplicación del patrón de radiación del elemento individual por el factor de arreglo. Como ejemplo se tiene un arreglo de 5 dipolos espaciados 0.7λ y $\beta=0^\circ$, su factor de arreglo corresponde a la figura 2.14 (a). El patrón de radiación de radiación del dipolo que tiene un plano reflector se muestra en la figura 2.14 (b). Al multiplicar estos dos patrones, el patrón de radiación total únicamente tiene un lóbulo principal orientado sobre el eje $\theta = 90^\circ$, este se puede ver en la figura 2.14 (c). De esta manera se evita la interferencia de los lóbulos posteriores.

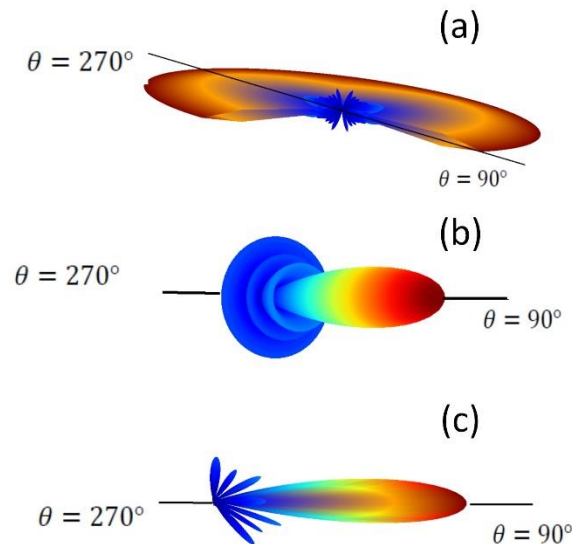


Figura 2. 14 Multiplicación del factor de arreglo con el patrón de un elemento y como resultado el patrón total del arreglo; $N=5$, $d=0.7\lambda$ y $\beta=0^\circ$

2.3 Requerimientos y limitantes de las antenas para estación base

Uno de los objetivos importantes de los operadores de telefonía celular es optimizar la capacidad de la red con el número de canales asignados y obtener la máxima generación de renta a partir de las estaciones base instaladas. Para satisfacer estos requisitos se realizan optimizaciones como: aumentar el reuso de frecuencia, distribuir estratégicamente las estaciones base sobre sitios de mayor tráfico e instalar antenas de alto rendimiento que garanticen una alta calidad de servicio. Una característica importante en el diseño de la antenna es su sofisticado control que permite la modificación de sus parámetros para crear un sistema adaptivo ante diferentes escenarios de tráfico en tiempo real. En el proceso de diseño se limitan los requerimientos necesarios e importantes en la

construcción de una antena de estación base, sin embargo, en este proceso se establecen restricciones para un diseño más sencillo, tales restricciones asocian un error que muchas veces se ve reflejado en la implementación. Por ejemplo: Un parámetro importante de una antena de estación base es la alta ganancia que se logra con el número de elementos presentes en el arreglo. Por otra parte, la ganancia es función de la eficiencia, la utilización de materiales de bajas pérdidas garantiza una alta eficiencia, pero también conlleva un aumento en el costo de producción. El error está en la cuantificación de las pérdidas a considerar para tener una ganancia aceptable.

2.3.1 Requerimientos de operación

Una antena de estación base es un sistema complejo que debe proporcionar un servicio de alta confiabilidad durante muchos años, esto se debe lograr a pesar de los efectos del viento, lluvia y contaminación, por lo que se requiere una cuidadosa selección en los materiales de fabricación porque el peso y el costo de las antenas están estrictamente limitados. En la referencia [14] se señalan algunos requerimientos de las antenas ante las condiciones ambientales como lluvia, velocidad del viento, temperatura y vibraciones mecánicas. En la tabla 2.1 se señalan las condiciones climáticas a considerar en el diseño de una antena para estación base para un clima templado.

Parámetro ambiental	Unidad	Intervalo
Temperatura mínima	°C	-33-40
Humedad relativa	%	15-100
Humedad absoluta	g/m ³	0.26-25
Velocidad de cambio de temperatura	°C/min	Mayor a 0.5
Presión atmosférica	kPa	70-106
Velocidad del viento	m/s	Menor a 50
Radiación solar	W/m ²	Menor 1120

Tabla 2. 1 Condiciones ambientales para una antena de estación base en un clima templado

Con base al tipo de sectorización utilizada en la celda se emplean antenas con diferentes anchos de haz en el plano azimutal. Los anchos de haz en el plano azimutal más comunes es de 65° y 90°, en las referencias [15] y [16] se muestran ejemplos comerciales de estas antenas. Para antenas de grandes dimensiones se requieren de postes rígidos para evitar las desviaciones ocasionadas por la fuerza del viento. Los anchos de haz en el plano de

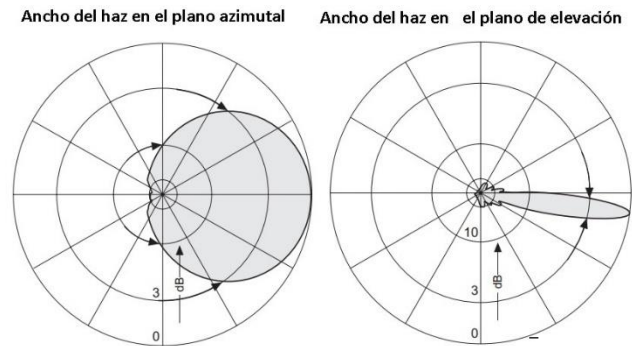


Figura 2. 15 Plano azimutal y de elevación de una antena comercial de fabricante Kathrein, modelo 736078 [16].

elevación típicos en antenas de estación base son de 15° , 13° , 7° , 5° y 3.5° [17]. En la figura 2.15 se muestra el ancho del haz del plano de azimutal y de elevación de una antena comercial del fabricante *Kathrein* [16].

La ganancia es función del ancho del haz de la antena en el plano azimutal que se selecciona para adaptarse a la forma del sector, del ancho del haz del plano de elevación, del número de elementos. La longitud máxima de una antena de estación base se determina por el tamaño físico que pueda ser aceptado o por el ancho del haz aceptable. Si la longitud de la antena se duplica, el ancho del haz tanto del plano azimutal como del plano de elevación se reducen a la mitad y la directividad se duplica, la ganancia aumenta pero no se duplica [4]. Una antena cuyo haz es perpendicular al arreglo de elementos ofrece una directividad máxima si todos los elementos están excitados con la misma amplitud y fase. En la práctica los elementos se excitan con amplitudes y fase no uniformes para dar forma al patrón de radiación, esto provoca que directividad se reduzca y se generen lóbulos secundarios de mayor amplitud [18]. Este decaimiento se le conoce como pérdida de la forma del patrón de radiación.

El ángulo por el cual se coloca el lóbulo principal debajo de la horizontal es conocido como inclinación del haz. La inclinación del haz puede ser realizada por dos mecanismos: la inclinación mecánica y la inclinación eléctrica. La inclinación mecánica desvía el panel que contiene al arreglo un determinado ángulo como se muestra en la figura 2.16.

La inclinación eléctrica se efectúa mediante el cambio de la fase de excitación de los elementos del arreglo. Al inclinar eléctricamente el haz se producen pequeños cambios en el patrón de radiación que pueden reducir o aumentar el ancho del haz en el plano de elevación, la ganancia y los lóbulos laterales se incrementan ligeramente. La directividad del arreglo disminuye proporcionalmente con el coseno del ángulo de elevación porque el arreglo parece disminuir su tamaño conforme el haz se inclina.

En muchos casos se utiliza una combinación de la inclinación eléctrica y mecánica para reducir la probabilidad de interferencia causada por el lóbulo posterior de la antena [4] y [19]. Esto se logra por medio de una inclinación mecánica del haz ligeramente hacia arriba o hacia abajo, esto hace que el lóbulo posterior reduzca su amplitud, posteriormente se compensa esta inclinación mediante una inclinación eléctrica en sentido opuesto a la inclinación mecánica. En la figura 2.17 se muestra la

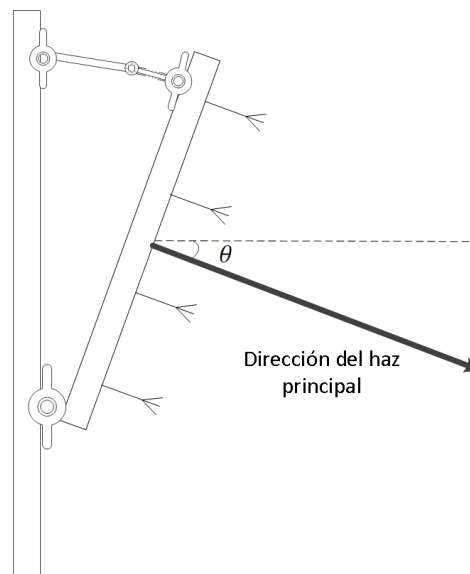


Figura 2. 16 Técnica de inclinación mecánica del haz

combinación de la inclinación mecánica y eléctrica para la reducción de la interferencia ocasionada por lóbulo posterior.

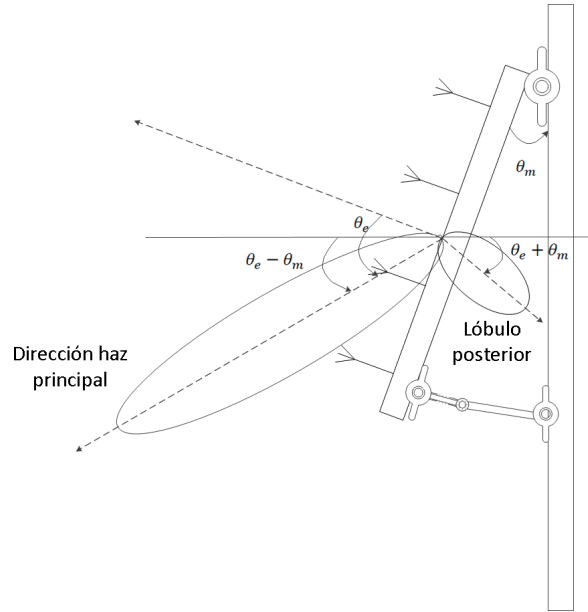


Figura 2. 17 Reducción de la interferencia del lóbulo posterior mediante combinación de la inclinación mecánica y eléctrica

La inclinación del haz típicamente es de 0° a 18° . Uno de los propósitos de la inclinación del haz es para determinar la distancia máxima de cobertura. Otro motivo es para reducir la interferencia entre sectores de una celda, la inclinación del haz crea un aislamiento que corresponde a un sector que utiliza una cierta banda de frecuencia. Esto hace que se reduzca la probabilidad de tener señales interferentes hacia sectores vecinos que utilizan la misma banda de frecuencias. En un sistema celular de celdas pequeñas como en ambientes urbanos, la inclinación del haz llega a ser mayor a 10° , por lo que hay una mayor pérdida de la forma del patrón de radiación así como la reducción de la ganancia. En estos sistemas la reducción de la ganancia no es un problema tan importante y es aceptable porque la mayor preocupación es la capacidad [20].

2.3.2 Dimensionamiento del arreglo

La ganancia de una antena de una estación base está determinada por el número de elementos en el arreglo. Si la excitación de amplitud y fase de cada elemento del arreglo fuera uniforme y sin pérdidas, la ganancia estaría dada por la directividad, que depende únicamente del número de elementos, el factor de arreglo y el patrón de radiación de cada elemento.

En la figura 2.18 se muestra la relación entre la directividad del arreglo y el espaciamiento entre los elementos, se puede observar que la directividad aumenta 3 dB cada que el número de elementos del arreglo se duplica. La directividad está dada por la expresión 2-28 (ver apéndice A)

que considera una arreglo lineal de elementos isotrópicos, la fase de excitación es de 0° .

$$D_0 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{2nN^2}{\pi \sum_{i=1}^n \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} kd \cos \theta_i \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} kd \cos \theta_i \right)} \right]^2 \text{sen} \theta_i} \tag{2-28}$$

$$\theta_i = \frac{\pi i}{N} \tag{2-29}$$

Donde:

N =número de elementos del arreglo

n =número de particiones de la suma de Riemann

d =espaciamiento entre elementos

De la figura 2.18, la directividad se incrementa hasta tener un máximo cuando el espaciamento de los elementos se aproxima a λ , uno de los objetivos en el dimensionamiento del arreglo es tener una directividad deseada con la menor cantidad de elementos. Cuando la separación es iguala a λ se generan lóbulos secundarios sobre el eje del arreglo, estos lóbulos son más grandes que el lóbulo que es perpendicular ala eje del arreglo y son considerados como indeseables. Es deseable que el espaciamento sea menor que λ para evitar que se generen estos lóbulos.

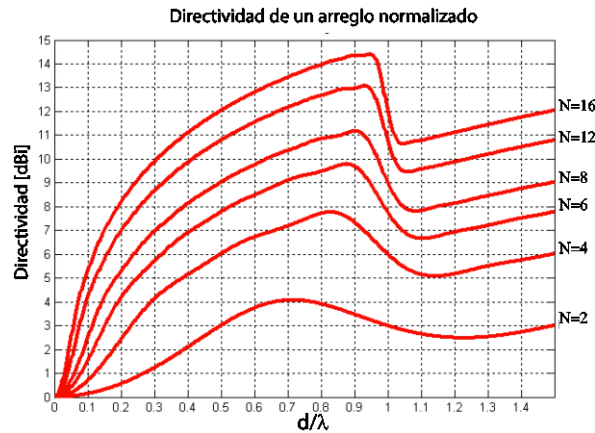


Figura 2. 18 Directividad de un arreglo lineal normalizado en función del espaciamento entre elementos a distintos valores de N

La estimación del número de elementos del arreglo se hace con base en la directividad máxima que se puede tener con un espaciamento dado entre elementos, al mismo tiempo evitar que se genere lóbulos secundarios de gran amplitud. El espaciamento no debe ser mayor a λ . Una antena de estación base contiene típicamente de 4 a 8 elementos, las ganancias típicas son de 8 dBi a 16 dBi. Si se considera una antena de muy alta eficiencia, la ganancia se aproxima a las curvas mostradas en la figura 2.18, la ganancia máxima para un arreglo de 4 elementos está en el límite inferior del valor de

la ganancia requerida de una antena comercial (8 dBi). Para aumentar la ganancia a los niveles requeridos se toma en cuenta la forma del reflector, este puede ser plano, ligeramente doblado, curvado o tener dobleces perpendiculares en los bordes.

2.3.3 Arreglos multibanda

Los sistemas de telefonía celular actuales son sistemas multibanda, operan en diferentes estándares. Éstos están en constante evolución a sistemas multibanda, como ejemplo se tiene el estándar GSM; la primera banda que utilizaba era de 890-960 MHz, posteriormente se añadió la banda de 1710-1880 MHz con el fin de aumentar la capacidad en ambientes urbanos. En estaciones base una antena multibanda se logra integrando varios arreglos en un mismo panel lo más cerca posible con el fin de reducir el tamaño de la antena, pero son lo suficientemente independientes con sus propiedades y parámetros. La ventaja de tener varios arreglos integrados en un mismo panel es la reducción de la resistencia del viento en la torre, mayor facilidad de instalación y aumentar la diversidad tanto en la transmisión como en recepción [21].

En la figura 2.19 (a) se muestra una antena de una sola banda, conforme se integran más arreglos las bandas de frecuencia de operación aumentan como se muestra en la figura 2-19 (b) y (c). Los arreglos multibanda son ampliamente utilizados en la práctica, algunos ejemplos de antenas multibanda se encuentran en las siguientes referencias [22], [23] y [24].

Los arreglos de la figura 2-19 (b) y (c) aproximadamente tienen la misma longitud, sin embargo, los parámetros ancho de haz y polarización son distintas. Si la antena cuenta con inclinación eléctrica remota, la inclinación del haz opera de manera independiente y además puede ser fijo o variable. Un problema que se tiene en una antena multibanda es que existen arreglos que no son simétricos al plano reflector. En estos arreglos el plano reflector se extiende más en un lado, esta desviación ocasiona que el patrón de radiación en el plano azimutal no sea simétrico. La desviación se compensa si algunos de los elementos se transponen entre columnas como se muestra en la figura 2-20 [25] o traslapar los arreglos sobre el eje de simetría como se muestra en la figura 2-19 (b).

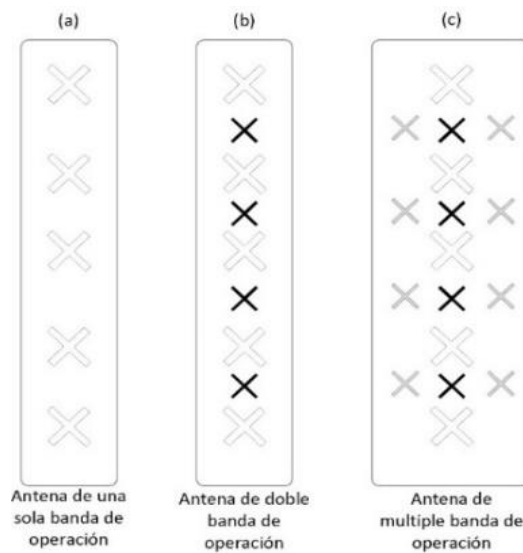


Figura 2. 19 Antenas de estación base de una y múltiples bandas de operación

La técnica de una arreglo no colineal debe realizarse con mucho cuidado; si se logra la simetría del patrón de radiación en el plano azimutal, el ancho del haz se reduce, por lo tanto, disminuye la ganancia y la distancia de cobertura [25].

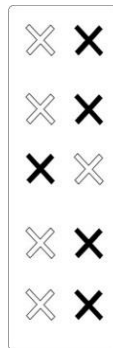


Figura 2. 20 Arreglos no colineales para arreglo no simétricos al patrón de radiación

2.3.4 Intermodulación pasiva

La intermodulación pasiva (PIM) es un problema que está presente en el diseño y en la fabricación de antenas de estaciones base, este fenómeno degrada el rendimiento de un sistema de comunicación de múltiples canales. La degradación se origina por el comportamiento no lineal que presentan las uniones metal-metal en la transmisión de dos o más señales de alta potencia. Aunque los dispositivos pasivos como cables, conectores y antenas se consideran como elementos lineales, resultan ser ligeramente no lineales cuando trabajan a altas potencias.

La especificación del nivel de intermodulación pasiva de una antena de estación base puesta en operación es difícil de conseguir, ya que son muchas las fuentes de intermodulación pasiva. El nivel de prueba estándar de la relación portadora a producto de intermodulación pasiva es de -153 dBc a una potencia de 43 dBm [26]. Hay muchos mecanismos físicos que pueden causar no linealidad entre las uniones entre metales, estos son: el efecto Schottky, las micro descargas entre las micro fisuras y huecos en la estructura metálica, partículas de suciedad en la superficie del metal, efectos de histéresis no lineales en los materiales ferromagnéticos y la resistividad no lineal para materiales que contienen fibra de carbono [26] y [27]. En la práctica, una combinación de todos estos mecanismos es la responsable de la intermodulación pasiva. Si las uniones entre metales están oxidadas, contaminadas, ásperas y están débilmente conectados, la probabilidad de obtener una mayor intermodulación pasiva aumenta considerablemente.

En la práctica no sólo se debe mantener una alta relación de portadora a producto de intermodulación pasiva durante la producción, sino que debe mantener ese valor durante muchos años mientras la antena se encuentre expuesta a los efectos corrosivos de la lluvia, niebla salina, contaminación y esfuerzo mecánicos. Para lograr una baja intermodulación pasiva se deben tomar en cuenta algunos aspectos durante el diseño y la producción, éstos son [4], [27]:

- Evitar las uniones metal-metal que no sean esenciales para el funcionamiento de la antena, en particular evitar las uniones que se pueden deformar debido al esfuerzo mecánico. Si las uniones no se pueden evitar, éstas deben fijarse bien y no estar ásperas.
- Evitar la soldadura en las uniones. Una unión bien soldada causa una baja generación de intermodulación pasiva, pero no la evita. Se debe tomar en cuenta el tipo de soldadura para la unión, una soldadura sin plomo necesita de una mayor temperatura y puede ocasionar deterioro e imperfecciones en el metal a soldar.
- Elegir tarjetas de circuito impreso de bajos niveles intrínsecos de intermodulación pasiva.
- Proteger las uniones metal-metal de la contaminación y agua para evitar que se corroan.
- Evitar metales con conductividad no lineal como aleaciones que contengan fibras de carbono.
- Evitar materiales ferromagnéticos; la resistencia en los materiales ferromagnéticos aumenta considerablemente en altas frecuencias debido al efecto skin, presentándose las no linealidades.
- Evitar metales muy electropositivos debido a que son metales que en su superficie siempre están cubiertas por una capa de óxido, un ejemplo de este metal es el aluminio. En caso de emplearlos deben protegerse contra la corrosión.

2.3.5 Discriminación por polarización cruzada

Para una onda electromagnética que se transmite con una polarización dada, la relación entre la potencia recibida con la polarización esperada en el punto de recepción y la potencia recibida con la polarización ortogonal en ese punto se conoce como discriminación por polarización cruzada [28].

Al transmitir dos señales con diferente polarización lineal en la misma frecuencia, inevitablemente se genera interferencia mutua. En la figura 2.21 se muestra la transmisión de dos señales, una con polarización vertical y la otra con polarización horizontal. El vector de campo eléctrico \mathbf{E}_1 indica la dirección de la polarización vertical y \mathbf{E}_2 la polarización horizontal. Idealmente cada señal llegará en el receptor con la misma polarización, pero en realidad, las reflexiones producen cambios de polarización que interfieren a la polarización ortogonal. De esta manera, en el receptor el vector de campo eléctrico \mathbf{E}_{11} representa la dirección polarización la señal recibida asociada a la polarización de \mathbf{E}_1 y el vector de campo eléctrico \mathbf{E}_{22} está asociado respectivamente a \mathbf{E}_2 . Debido a que ambas señales se transmiten con la misma frecuencia y a las reflexiones, al momento de transmitir la señal con polarización vertical, en el receptor habrá una contribución de ésta sobre la polarización horizontal, esta contribución se representa con el vector \mathbf{E}_{12} . El mismo fenómeno sucede para la polarización horizontal, el vector \mathbf{E}_{21} es la interferencia de \mathbf{E}_2 sobre \mathbf{E}_{11} .

La discriminación por polarización cruzada para cada polarización (XPD) de la figura 2.21 está

dada por las siguientes expresiones:

$$XPD_{vertical} = 20 \log \left(\frac{|E_{11}|}{|E_{12}|} \right) \tag{2-30}$$

$$XPD_{horizontal} = 20 \log \left(\frac{|E_{22}|}{|E_{21}|} \right) \tag{2-31}$$

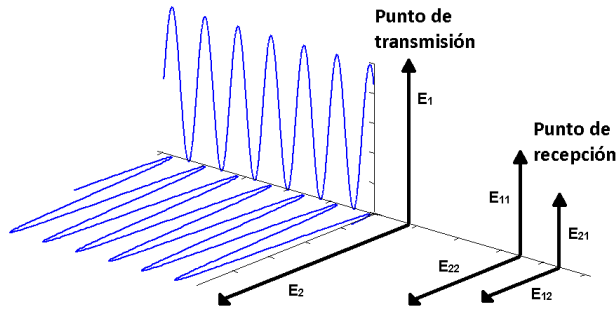


Figura 2. 21 Trasmisión de dos señales con polarización ortogonal

La mayoría de los sistemas que emplean diversidad por polarización requieren de un alto grado de discriminación por polarización cruzada, así en cada puerto idealmente se recibe solamente la señal con la polarización asignada. Un dipolo que tiene una polarización de 45° colocado sobre un plano reflector, la discriminación por polarización cruzada cambiará en función a un punto de observación sobre el plano azimutal. Un observador que se encuentra sobre el eje del plano azimutal, éste se muestra con el punto A en la figura 2.22 (a), la vista que se tiene en este punto se muestra en la figura 2.22 (b), en este punto de observación la polarización se ajusta correctamente a 45° y la XPD es típicamente de -20 dB [28]. Si el observador se mueve sobre eje del plano azimutal hacia el punto B el ángulo del plano de polarización incrementa gradualmente, este incremento se muestra en la figura 2.22 (c). Conforme el observador se acerca al punto C el ángulo del plano de polarización tiende a 90° y la XPD es aproximadamente de -10 dB [4], el observador ve al dipolo como se muestra en la figura 2.22 (d). Como resultado se tiene una caída en la diversidad por polarización conforme el móvil se aleja del eje del plano azimutal [4].

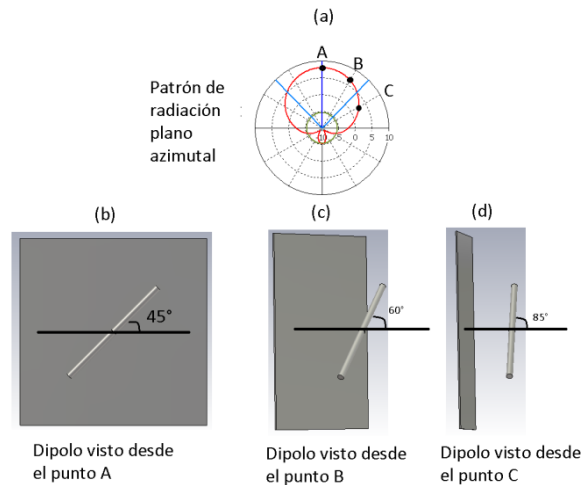


Figura 2. 22 Ángulos del plano de polarización de tres puntos de observación sobre el plano azimutal

2.3.6 Defectos en el patrón de radiación

Para lograr un buen diseño en antenas de estaciones base se necesita tener presente como los

defectos durante la construcción de éstas afectan en el rendimiento al ser puestas en operación. Anteriormente se mencionó uno de los defectos del patrón de radiación en la antena de estación base, éste es ocasionado por arreglos ubicados sobre un plano reflector asimétrico. Este defecto se logra compensar mediante arreglos no colineales que traslapan el elemento central a un arreglo paralelo, al corregir el defecto se reduce el ancho del haz en el plano de azimutal y por consecuente en el plano de elevación [25].

Los patrones de radiación de las antenas para sistemas que emplean diversidad espacial coinciden estrechamente para ambos planos, por lo que la ganancia en cualquier dirección específica es la misma. El único error que se considera es la discrepancia del patrón de radiación producida por las tolerancias de fabricación e inclinaciones mecánicas no coincidentes.

Una antena de doble polarización genera un mayor error en el acoplamiento del patrón de radiación para las dos polarizaciones. En una antena con doble polarización, el arreglo está compuesto de elementos inclinados $\pm 45^\circ$, esto tiene algunas consecuencias sobre las propiedades del plano azimutal y de elevación. En la figura 2.23 se muestran los dos patrones de radiación de una antena de doble polarización en el plano azimutal, para ambas polarizaciones, el patrón de radiación correspondiente es diferente [29].

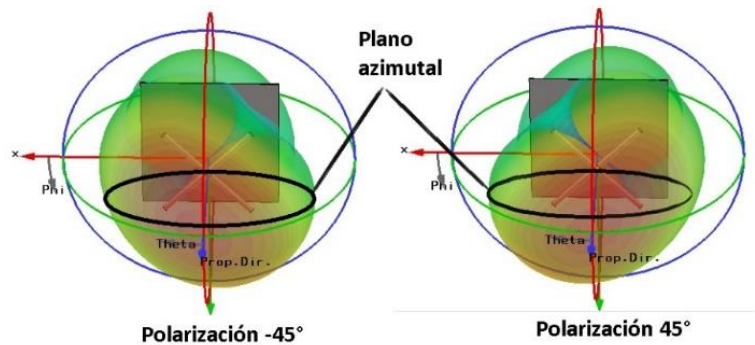


Figura 2. 23 Patrones de radiación de una antena de doble polarización ($\pm 45^\circ$)

Para un corte del plano $\phi=0^\circ$ como se muestra en la figura 2.23, se nota que la dirección de la máxima ganancia para ambos patrones de radiación es diferente, el ángulo entre ellos se conoce como ángulo de desviación, esto produce que los patrones tengan una ganancia ligeramente diferente para un ángulo determinado del plano azimutal, la diferencia de las ganancias se conoce como error de seguimiento, mostrado en la figura 2.24. Un error de seguimiento grande hace que la interferencia en los bordes del sector de la celda aumente, esto afecta directamente en un aumento en la probabilidad de caída de llamadas en la transferencia entre sectores porque los móviles toman la decisión de transferencia con base a la relación portadora de interferencia. La transferencia de un sector a otro se da cuando la relación portadora a interferencia del sector de origen cae debajo de un cierto nivel. El error de seguimiento genera una transferencia de llamada imprevista, si la llamada no cae, se genera una transferencia repetida produciendo un cambio inesperado en la asignación de canales que podría conducir a la caída de la llamada [4].

En la figura 2.25 se muestran las mediciones de los patrones de radiación de una antena de estación base diseñada para CDMA en la banda de 450 MHz con polarización ortogonal, el diseño de esta antena se detalla en la referencia [29]. En ambos patrones de radiación se distingue que la ganancia máxima está desviado ligeramente del ángulo 0°. Tomando un determinado ángulo, las ganancias serán distintas generándose el error de seguimiento. El patrón de radiación es dependiente de la frecuencia, para frecuencias alejadas a la frecuencia de resonancia el error de seguimiento puede incrementarse o reducirse dependiendo la forma que tomen los patrones de radiación de cada polarización, ésta es una gran desventaja para arreglos banda ancha.

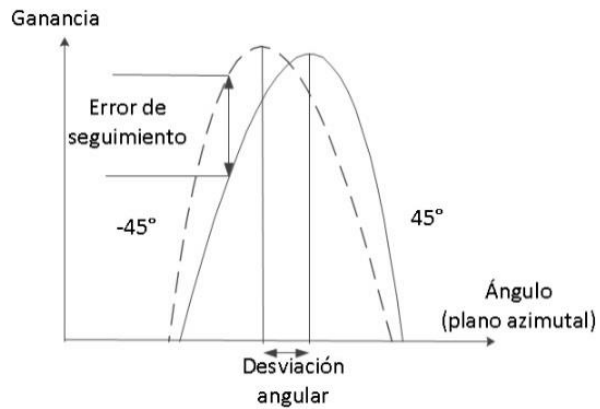


Figura 2. 24 Error de seguimiento en el plano azimutal para una antena de doble polarización

2.4 Técnicas para mejorar el desempeño de cobertura, capacidad, enlace de subida y bajada en estaciones base

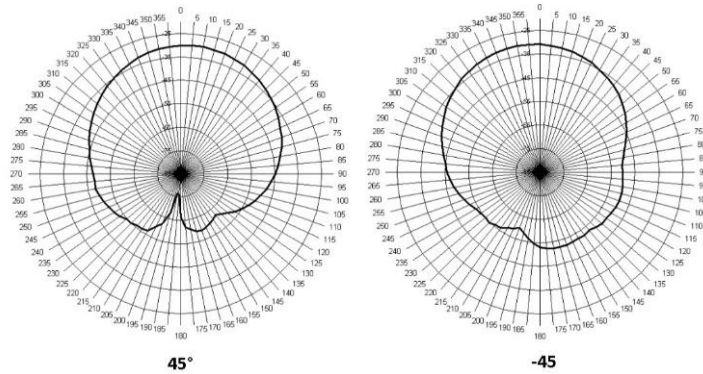


Figura 2. 25 Medición del patrón de radiación de una antena de doble polarización para estación base

Muchas de las consideraciones en el desempeño de cobertura dependen de los escenarios de la celda, así como de sus características de tráfico. Estas características son tamaño, capacidad, posicionamiento de la estación base, nivel de potencia y reúso de frecuencia. El rápido desarrollo de las comunicaciones celulares, el crecimiento constante de usuario y el desarrollo de las nuevas tecnología genera nuevos requerimiento para un enlace confiable y de buena calidad de servicio. La confiabilidad del enlace se mide por medio del porcentaje que el sistema funciona correctamente, los valores típicos van de 99.9% a 99.999%. Adicionalmente para aumentar este porcentaje se emplean técnicas de diversidad. Las técnicas de diversidad pueden ser de frecuencia, espacio, polarización y

temporal. En las siguientes secciones se describen algunas técnicas que mejoran el desempeño de cobertura, capacidad, enlace de subida y bajada desde el punto de vista de antenas de estación base.

2.4.1 Sectorización

Una de las preocupaciones de los proveedores de telefonía celular es mejorar y aumentar la capacidad de la red sin tener que recurrir al uso de espectro adicional, debido a que resulta costosa una nueva asignación o muchas bandas de frecuencia ya están asignadas. Uno de los métodos eficaces para aumentar la capacidad de la red es utilizar antenas más directivas, con anchos de haz muy reducidos. Cada antena es dirigida en una cierta dirección de tal manera que cubra una porción de la celda al que se le denomina sector [30], [31].

En un sistema sectorizado, los haces suelen traslaparse, este traslape se le denomina zona de transferencia, en esta región, la estación base toma la decisión de direccionar al móvil a otro sector o a otra estación base. Cuando un traslape existe, inevitablemente hay un acoplamiento mutuo y una limitación en la eficiencia del patrón de radiación, esto se conoce como factor de acoplamiento del haz (BCF por sus sigla en inglés) y es usado como figura de mérito en el proceso de optimización en sistemas de alto orden de sectorización [31], [32].

La mayoría de las antenas para estación base se diseñan para tener un único lóbulo principal en el plano azimutal. El ancho del lóbulo principal a potencia media comúnmente es de 65° o 90° para tres sectores [33]. Este sistema sectorizado se muestra en la figura 2.26 para el ancho del lóbulo de 65° y 90° , la estación base se ubica en el vértice de una celda, cada antena brinda servicio de un sector de una celda diferente. Se nota que, para este caso, el ancho del haz de la antena a potencia media (65° y 90°) no es igual con el ancho del sector (120°). Si se propone que el ancho del haz a potencia media de la antena sea igual al ancho del sector, la ganancia de la antena se reduce.

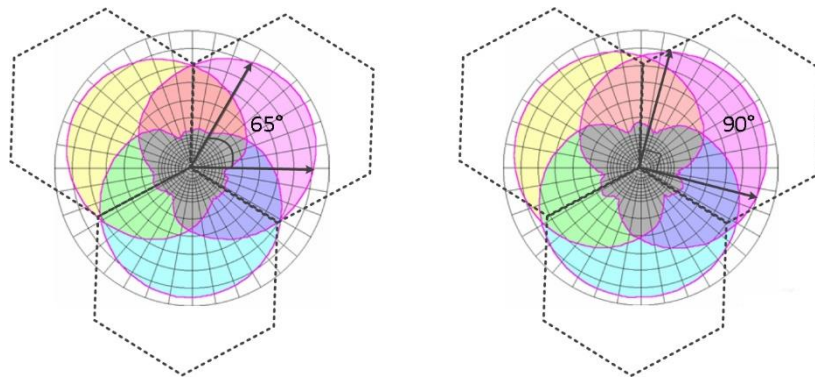


Figura 2. 26 Sectorización de un sistema celular de orden 3 con ancho de haz a potencia media de 65° y 90°

En la sectorización, en conjunto con la reutilización de frecuencias se utilizan antenas más directivas para independizar el tráfico de un grupo de usuarios [34]. Para aumentar la capacidad de la

red es necesario incrementar el reuso de frecuencias, al mismo tiempo aumenta la interferencia entre las celdas. Una manera de reducir la interferencia y al mismo tiempo aumentar la capacidad es sectorizando. En la figura 2.27 se muestra un sistema no sectorizado y un sistema sectorizado de orden 3, ambos emplean reuso 7 y las partes sombreadas son zonas que emplean la misma frecuencia. En el sistema no sectorizado el primer anillo interfiere a la celda central, en este caso son 6 celdas interferentes. En el sistema sectorizado de orden 3, la energía es dirigida en una dirección específica en un ángulo de 120°, el sector central únicamente será interferido por dos celdas. Los dos sectores que interfieren radian la energía en el área limitada por las líneas punteadas, parte de esta energía llega a la celda central, la energía radiada por los demás sectores no interfieren al sector de interés.

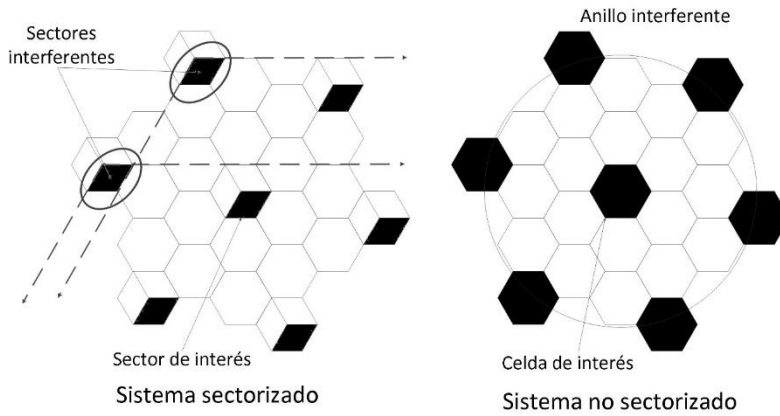


Figura 2. 27 Interferencia en un sistema celular sectorizado y no sectorizado para un reuso 7

Como ejemplo, para el aumento de capacidad, se considera un sistema celular con un modelo Erlang B, este modelo tiene las siguientes características:

- La probabilidad de ocupación de un canal obedece una distribución de probabilidad exponencial (las llamadas largas tienen menor probabilidad de ocurrencia).
- Las solicitudes de tráfico tienen una distribución de probabilidad de Poisson, es decir, el tiempo entre arribo de llamadas están exponencialmente distribuidos.
- El sistema es sin memoria, los tiempos de arribo entre llamadas son independientes unos de otros.
- Los canales libres están completamente disponibles para proveer servicio de llamada hasta que todos los canales se encuentren ocupados.

La probabilidad de bloqueo de una llamada en el modelo Erlang B se determina con la siguiente expresión [35]:

$$P_b = \frac{\frac{a^S}{S!}}{\sum_{i=0}^S \frac{a^i}{i!}} \tag{2-32}$$

Donde:

a = tráfico ofrecido

S = número de canales o servidores del sistema

P_b = probabilidad de bloqueo de llamada

Se toman 819 canales de voz de los 1000 disponibles del estándar GSM (considerando GSM900 y GSM1800) para el enlace subida, el sistema considera una probabilidad de bloqueo de llamada menor al 2% [36]. Para un sistema celular no sectorizado de reuso 13, el número de canales que se tienen por celda es igual a 63, mediante un análisis numérico se determina el tráfico ofrecido de la expresión 2-32 que es igual a 52.48 erlangs. En un segundo escenario se disminuye el factor de reuso a 7, por lo que a cada celda le corresponden 117 canales, para disminuir la interferencia se emplea sectorización de orden 3, cada sector se le asignan 39 canales [37]. El tráfico total de la celda es igual a la suma de los tráficos por sector y para este escenario corresponde a 90.24 erlangs. Los tráficos ofrecidos para ambos escenarios se muestran en la tabla 2.2. Para el caso de un sistema sectorizado, este valor es mayor y se considera de mayor capacidad, ya que es un valor teórico que representa el tráfico que atendería si no hubiera llamadas perdidas siempre y cuando los canales no estuvieran ocupados [35].

Escenario	Reuso	Tráfico ofrecido por sector [Erlangs]	Tráfico ofrecido total [Erlangs]
No sectorizado (63 canales)	13	No aplica	52.48
Sectorización de orden 3 (39 canales por sector)	7	30.08	90.24

Tabla 2.2 Tráfico para un sistema celular sectorizado y no sectorizado a una P_b de 2%

Sectorizar una celda conceptualmente es sencillo porque no hay un cambio principal en la estructura de la estación base, la forma de la celda se mantiene, los algoritmos de la red no se ven afectados. La desventaja es que se implementa un control extra para registrar y dar seguimiento a la transferencia entre sectores. En un sistema de alto orden de sectorización, el número de sectores es mayor a 3. La configuración más común se basa en dividir la celda con ángulos de $360^\circ/n$, donde n es el número de sectores [4].

2.4.2 Diversidad por polarización

La señal recibida en una antena de estación base tiene grandes variaciones en amplitud y fase debido a que se propagan por múltiples trayectorias. La señal radiada por un teléfono celular está polarizada en la dirección de su eje que forma entre la bocina y auricular, cuando se está en llamada la polarización que se genera es de 45° . La polarización de 45° es más dominante que la polarización

vertical u horizontal, por lo que se espera que en la antena de estación base se reciban réplicas de la señal original con polarización lineal de $\pm 45^\circ$.

La diversidad por polarización se implementa mayormente en ambientes urbanos, donde la trayectoria de propagación de la señal se caracteriza por la dispersión y su propagación en trayectorias múltiples [38]. Los cambios de posición e inclinación del móvil cambian la polarización de la señal transmitida. Si la señal se propaga por múltiples trayectorias, la polarización seguirá cambiando aleatoriamente con el tiempo. No hay ninguna antena sencilla que pueda recibir toda la potencia transmitida de una seña que tiene una polarización variable en el tiempo. La estrategia que se emplea es utilizar dos antenas que responden de manera independiente a dos componentes de polarización ortogonal ($\pm 45^\circ$) de la señal transmitida. Las señales asociadas con cada componente de polarización se consideran como entradas a un sistema de diversidad de dos ramas, de esta manera el desvanecimiento en cada rama es independiente. Al combinar adecuadamente ambas ramas se aumenta la calidad del enlace. Las antenas de estación base que emplean diversidad de polarización están integradas en un mismo panel como se muestra en la figura 2.28. Los arreglos se traslapan para reducir el tamaño de la antena o para aprovechar el espacio e incorporar otro arreglos, esto se puede hacer porque las envolventes de las componentes ortogonales son casi no correlacionados [39]. Esta ventaja permite tener un menor costo al reducir la cantidad de paneles por antena, reduce la resistencia ocasionada por el viento y se emplean menos estructuras para sostener cada antena. La desventaja es que una componente de polarización cruzada interfiere a la componente copolar con un nivel bajo de potencia, esto tiende a reducir la ganancia por diversidad [4], [38] y [40].

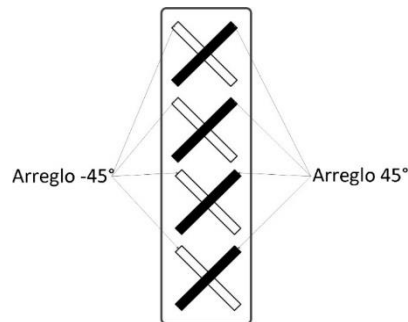


Figura 2. 28 Antena de estación base con doble polarización cruzada $\pm 45^\circ$

La relación de polarización cruzada se define como la relación entre la potencia promedio de la componente de polarización copolar y la componente de polarización ortogonal.

$$XPR = \frac{\overline{|E_{\text{copolar}}|^2}}{\overline{|E_{\text{ortogonal}}|^2}} \tag{2-33}$$

El valor promedio de la relación de polarización cruzada XPR es de 6 dB para las mediciones

realizadas en macroceldas y alrededor de 7.4 dB en microceldas en la banda de 900 MHz [39]. El valor promedio del coeficiente de correlación es de 0.1 para ambos casos, con el valor de este coeficiente de correlación se puede decir que las componentes de polarización ortogonal son independientes, la distribución de probabilidad para desvanecimientos rápidos corresponden a una distribución *Rayleigh* [41]. El coeficiente de correlación para un sistema que emplea diversidad por polarización se puede calcular con la siguiente expresión [39].

$$\rho_{DP} = \left(\frac{(\tan \alpha \cos \beta)^2 - XPR}{(\tan \alpha \cos \beta)^2 + XPR} \right)^2 \tag{2-34}$$

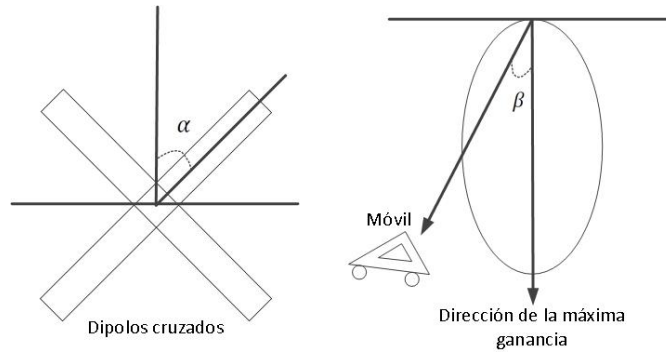


Figura 2. 29 Relación de los ángulos α y β para el cálculo del coeficiente de correlación

Donde α es el ángulo de polarización y β es el ángulo que forma el móvil a partir del eje de dirección de la máxima ganancia. Ambos se muestran en la figura 2.29. En este caso se considera que $\alpha = 45^\circ$, utilizando el valor promedio de la relación de polarización cruzada de 6 dB se obtiene la curva del coeficiente de correlación que se muestra en la figura 2.30.

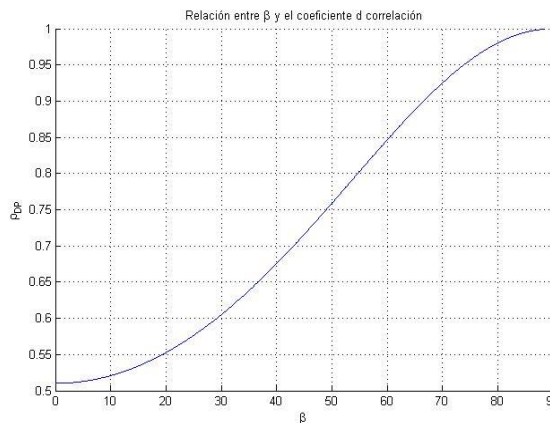


Figura 2. 30 Coeficiente de correlación para un móvil que se aleja del eje de dirección de la máxima ganancia en una antena con polarización de $\pm 45^\circ$

Como se muestra en la figura 2.30, el coeficiente de correlación llega a ser grande conforme el móvil se aleja del eje de dirección de la máxima ganancia de la antena. Finalmente, el coeficiente de

correlación es igual a 1 cuando el móvil está perpendicularmente al eje de dirección de la máxima ganancia. Esto sucede porque en este punto el móvil ve a los dos arreglos como una antena de polarización vertical, por lo tanto, las señales que llegan en ambos arreglos están correlacionadas. La independencia se logra cuando el móvil se acerca al eje de dirección de la máxima ganancia, sobre este eje el coeficiente de correlación tiende a 0. En un sistema sectorizado de orden tres, el ángulo máximo que se genera entre el móvil y el eje de dirección de la máxima ganancia es de 30° , cuando es mayor a este ángulo, el móvil es atendido por otro sector. En un sistema sectorizado el móvil nunca se posiciona perpendicularmente al eje de dirección de la máxima ganancia, es una manera de corregir la dependencia entre las dos componentes de polarización y reducir el coeficiente de correlación [39].

2.4.3 Diversidad espacial

En un sistema de diversidad espacial se logra la independencia al utilizar antenas separadas una cierta distancia, cada antena forma una rama de diversidad y como resultado la calidad en el enlace se incrementa. En torres de estación base se puede observar que existen pares de antenas orientados en tres direcciones (para un sistema de sectorización de orden 3), estas antenas constituyen al esquema de diversidad espacial. Para lograr un alto orden de diversidad, se puede utilizar una combinación de diversidad espacial y polarización. En la figura 2.31 se muestra una combinación de diversidad espacial y polarización, se observa que hay cuatro ramas de diversidad, dos ramas corresponden a la diversidad espacial y las otras dos a la diversidad por polarización.

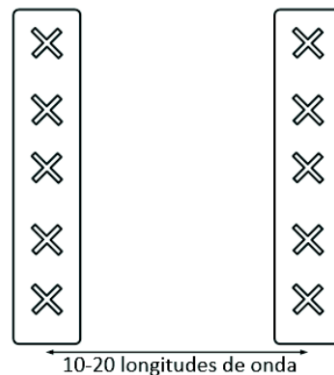


Figura 2. 31 Cuatro ramas de diversidad empleando una combinación de diversidad espacial y diversidad por polarización

En un sistema con diversidad espacial, la separación entre antenas determina el grado de independencia. La distancia de separación es de 10 a 20 longitudes de onda, esta distancia es relativamente grande para lograr un alto grado de independencia, por este motivo, las antenas no pueden integrarse en un mismo panel. Por otra parte la distancia de separación no debe ser tan grande para que la instalación de las antenas se adecue a las dimensiones de la torre de estación base.

En la referencia [41] se deriva la expresión del coeficiente de correlación ρ_{DE} el cual depende de la distancia.

$$\rho_{DE} = \left(J_0 \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \right) \right)^2 \quad (2-35)$$

Donde

$J_0(*)$ = la función de Bessel de tipo 1 y orden cero

d = la separación entre antenas

λ = la longitud de onda

La expresión 2-35 es válida para una canal con desvanecimientos rápidos y distribución *Rayleigh* para la envolvente y distribución uniforme para la fase [41]. En la figura 2.32 se muestra la curva del coeficiente de correlación en función de la relación d/λ , se observa que la envolvente del coeficiente de correlación tiende a cero conforme la relación d/λ aumenta. Para una separación de 10 a 20 longitudes de onda. En este intervalo el valor del coeficiente de correlación está por debajo de 0.05. Para este valor del coeficiente de correlación se considera que las señales que llegan a cada antena son independientes.

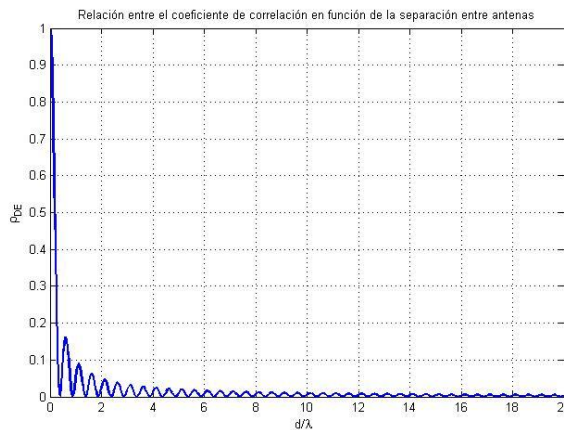


Figura 2. 32 Coeficiente de correlación en función de la distancia en un sistema de diversidad espacial

2.4.4 Módulo de antena de alta ganancia

Los módulos de antenas de alta ganancia se usan para aumentar la cobertura en sitios con bajo tráfico. Estos módulos mejoran la estimación del enlace (*link budget*) para los enlaces de subida y bajada. La combinación vertical de los módulos de antenas hace que la ganancia se incremente y que la cobertura se extienda sin alterar el ancho del haz [42]. La ventaja de los módulos de antenas es que permite un sencillo montaje de la antena en la torre; las desventajas es que se necesita de una alta precisión de alineación para no alterar la forma del patrón de radiación y la resistencia a la fuerza del viento se incrementa.

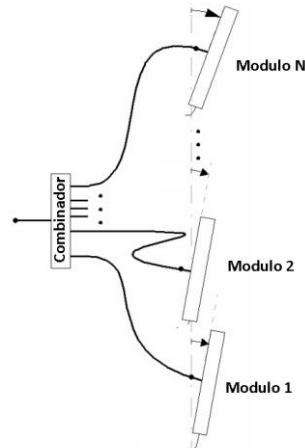


Figura 2.33 Módulos de antena de alta ganancia con alimentación e inclinación independiente

Los módulos de antenas de alta ganancia se utilizan en ambientes rurales y minimizan el número de estaciones base que se requieren para cubrir un área determinada. En mediciones de propagación a una frecuencia de 1.9 GHz, indican que antenas de estaciones base de 8 m de alto son recomendables para las instalaciones de gran altura (torres de aproximadamente 100 metros) [43]. La mayoría de las antenas de estación base, aún en ambientes rurales, se instalan sobre torres más bajas; si la antena es demasiado grande y se instala a una altura relativamente baja existe un decremento en la ganancia [43]. Con módulos de antenas de alta ganancia, la antena es grande, pero cada módulo ajusta el patrón de radiación para tener una ganancia adecuada [4].

En la implementación la antena principal se conforma de un cierto número de módulos o paneles, cada módulo se alimenta de manera independiente. De esta manera los módulos son fáciles de armar y manipular, los módulos son puestos sobre un armazón en común que los alinea con una alta precisión como se muestra en la figura 2.33 [43]. Cada módulo se puede alimentar con una amplitud o fase diferente, por lo que se permite obtener la forma deseada del patrón de radiación. La inclinación mecánica y eléctrica es independiente para cada módulo, esta última presenta una ventaja sobre la inclinación mecánica porque de esta manera el armazón que se tienen en común con los módulos es de gran tamaño y se recomienda que sea fijo [4].

2.4.5 Arreglos con múltiples haces

Los arreglos de múltiples haces se caracterizan por el uso de un conjunto de haces en el plano azimutal de cada celda que mejoran la calidad en el enlace de subida y bajada. Cada haz en el conjunto tiene sus propiedades predefinidas tales como punto de dirección, forma del patrón de radiación y área de cobertura para la parte asignada de la celda.

Los haces pueden ser fijos o dinámicos; en un sistema con haces dinámicos, el sistema tiene la habilidad de adaptar el patrón de radiación en tiempo real y las antenas que proporciona este patrón

de radiación son antenas inteligentes. En un sistema de haces fijos, las antenas son consideradas inteligentes si los haces conmutan sobre la trayectoria del móvil, cuando el sistema detecta la señal del móvil, se conmuta a el patrón de radiación predefinido que garantiza la buena calidad del enlace [2].

Los arreglos de múltiples haces mejoran la capacidad de la red, se extiende la cobertura y disminuye la interferencia [44]. La reducción de la interferencia permite disminuir la distancia de reuso para aumentar los canales en la celda, de este modo crece la eficiencia espectral. Una implementación común de una antena de múltiples haces es usar una matriz de *Butler* para formar los múltiples haces que cubren las regiones de la celda [45]. Los haces generados por la matriz de *Butler* son ortogonales, el número de haces que se generan es igual al número de arreglos presentes en la estación base y pueden estar agrupados en un mismo panel. Una matriz de *Butler*, tradicionalmente se diseña y construye con microcintas, y por lo tanto ocupa cierto espacio [46].

En la figura 2.34 se muestra un ejemplo de la matriz de Butler de 4x4, ésta consta de 4 uniones híbridas en cuadratura denotados por la letra H y dos desfases de -45° . El desfase total en el puerto de salida es igual a la suma de los desfases que se producen en cada trayectoria entre la entrada y la salida. Las uniones híbridas producen tres desfases que son 0° , 90° y -90° como se muestra en la figura 2.34; además entre en la trayectoria entre los bloques H existe otros dos desfases de 180° y -180° . Por ejemplo, si en el puerto 1 se tiene una señal con fase θ , en la salida del puerto 5 la señal tendrá una fase de $\theta + 45^\circ$.

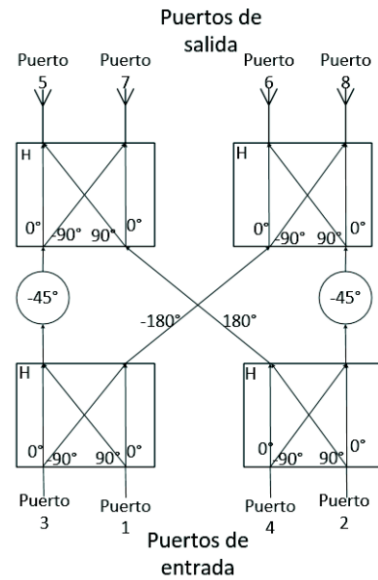


Figura 2. 34 Matriz de Butler de 4x4

Entre los puertos de salida se genera un gradiente de fase, este gradiente se conoce como la fase de excitación. En un arreglo lineal, la fase de excitación es progresiva con la cual se excita a cada elemento del arreglo. Por ejemplo si se tiene una fase de excitación de 45° , el primer elemento del arreglo, que es el que se toma como referencia, la señal del primer elemento llega con una fase de 0° , el segundo elemento la señal llega con una fase 45° , al tercer elemento la señal llega con una fase de 90° , así sucesivamente hasta el elemento N . En la tabla 2.3 se muestran los desfases entre los puertos de entrada y salida de la matriz de Butler, a partir de la diferencia de fase entre puertos se obtiene la fase de excitación, posteriormente se obtiene el ángulo de dirección del haz que se obtiene a partir de la expresión 2-36. La expresión 2-36 se obtiene a partir del despeje de la expresión 2-23

igualada a cero.

Puerto de entrada	Puerto de salida				Fase de excitación β	Haz	$\theta(d = 0.8\lambda)$
	5	6	7	8			
1	45°	-180°	-45°	90°	135°	1	62°
2	0°	45°	90°	135°	45°	2	81°
3	135°	90°	45°	0°	-45°	3	99°
4	90°	-45°	-180°	45°	-135°	4	118°

Tabla 2.3 Generación de los haces con una matriz de Butler 4X4

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d} \right) \tag{2-36}$$

En la figura 2.35 se muestran los patrones de radiación y la dirección que se genera con la matriz de Butler de 4x4 en coordenadas polares, cada dirección del haz se genera a partir de la tabla 2.3.

La función de los arreglos de haces múltiples para el enlace de subida, es combinar la energía de una señal deseada que llega a la antena. Este proceso es similar a la operación de un sistema CDMA, donde la señal es atendida por varias estaciones base, la estación base principal es la que recibe la señal con mayor potencia. Esto logra una transferencia suave entre sectores. De manera análoga, la señal del móvil es atendida por al menos dos haces presentes en la celda [30].

Un objetivo del enlace de baja es transmitir la señal al equipo móvil lo más eficiente como sea posible, en arreglos con haces múltiples se logra mediante la selección de los haces disponibles. Cada haz asegura un enlace confiable de alta calidad que se genera a través un algoritmo, un parámetro de entrada de este algoritmo es la dirección de llegada (DOA por sus siglas en inglés) de todas las ondas incidentes. Otro aspecto que se toma en cuenta para mejorar el rendimiento es estimar la carga de tráfico. Como la transmisión en el enlace de bajada se hace sobre un haz, el área que se cubre con ese haz puede tener un alto número de usuarios activos. La carga de tráfico en el haz aumenta porque sólo se impone el uso de un solo haz para minimizar la propagación de la interferencia en la red [47].

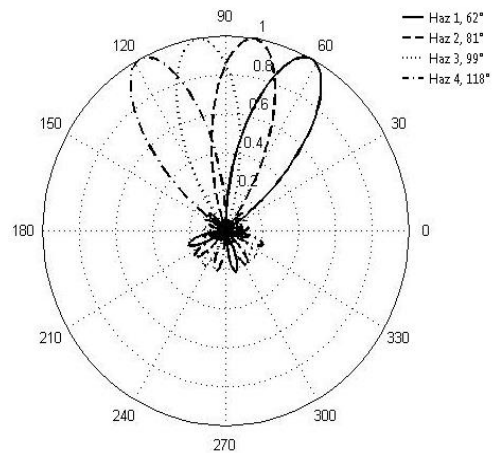


Figura 2. 35 Haces generados con una matriz de Butler de 4x4

En este capítulo se presenta un panorama acerca de las antenas pasivas, así como los aspectos de diseño. La complejidad del diseño de las antenas pasivas de estaciones base se va haciendo cada vez mayor para atender las demandas de un alto tráfico, adaptarse a los nuevos servicios, mejorar la calidad y confiabilidad de los enlaces de subida y bajada. Por si mismas las antenas pasivas no

resuelven estas necesidades, es necesario tener un sistema de control e inteligente para que se puedan cumplir las necesidades requeridas y mejorar las características de la antena. Al incorporar las antenas adaptables a estos sistemas, el diseño y los requerimientos cambian o aumentan y el nuevo sistema que se crea es más sofisticado que el anterior. Por otra parte, el sistema de control está alejado una cierta distancia de la antena, esto crea la necesidad de incorporar más conexiones entre la antena y el gabinete de la estación base. Al incorporar los sistemas transmisión, recepción y control lo más cerca de la antena, la idea de la antena pasiva cambia a un sistema mejorado al que se le denomina antena activa. La antena activa mejora las características de la antena pasiva y todo lo relacionado con el diseño y análisis de los elementos pasivos visto en este capítulo se aplica también sobre las antenas activas, que es el tema central de esta tesis.

Referencias del Capítulo 2

- [1] B. Delorme, *Antenna and site engineering for mobile radios networks*, First ed., USA: Artech House, 2013, p. Chap. 1.
- [2] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third ed., New York: Ed. Wiley, 2005, p. Chap 2 and Chap 16.
- [3] J. D. Kraus, *Antennas*, Second ed., India: Mc Graw Hill, 2001, p. Chap. 1.
- [4] N. C. Zhi y L. Kawai-Man, *Antennas for base stations in wireless communications*, First ed., USA: Mc Graw Hill, 2009, pp. Chp.1, Chap. 2 and Chap. 4.
- [5] F. Athley, "On Base Station Antenna Beamwidth for Sectorized WCDMA Systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, 2006.
- [6] L. Po-Wei y W. Kin-Lu, "Integrated Monopole Slot and Monopole Strip for WWAN Handset Antenna," *IEEE Asia-Pacific Antennas and Propagation*, pp. 227-228, 2012.
- [7] H. Naixiao, Y. Yuan, Z. Youbo, Y. Junsheng y C. Xiadong, "Design of an Internal Pent-band Monopole Antenna for Mobile Handset," *Proceedings of the International Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 262-264, 2013.
- [8] Q. Shi-Wei, L. Jia-Lin y X. Quan, "Bowtie Dipole Antenna with Wide Beamwidth Base Station Application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 293-295, 2007.
- [9] A. Anas, A. Asrokin, R. Helmy y N. Jamlus, "Dual-Polarized Dipole Array Antenna for CDMA 450 Base Station Application," *IEEE Asia-Pacific Applied Electromagnetics*, pp. 1-4, 2010.
- [10] W. L. Stutzman y G. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Third ed., USA: Jhon Wiley, 2012, p. Chap. 8.
- [11] Y. Huang y K. Boyle, *Antennas from theory and practice*, First ed., New Delhi: Wiley, 2008, pp. 191-200.
- [12] K. Ilkyu y R. S. Yahya, "EBG- dipole Array Antenna Creating Beam-tilt for Base Station Applications," *US National Radio Science Meeting*, p. 1, 2013.
- [13] M. Martone, "Fast Adaptive Super-Exponential Multistage Beamforming for Cellular Base-Station Transceiver with Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, nº 4, pp. 1017-1028, 1999.
- [14] S. European Standard Telecommunications, "Environmental Engineering; Environmental conditions and environmental test for telecommunications equipment; Part 1-4: Classification of environmental conditions; Stationary use at non-weatherprotected locations," 2004.
- [15] Kathrein, "Triple-band A-Panel Dual Polarization Half-power Beam Width Adjust Electric Downtilt," KATHREIN-Werke, Germany.
- [16] Kathrein, "Eurocells Panels-Vertical Polarization 90° Half-Power Beam Width," Antennen Electronic, Germany.
- [17] Huawei, "Base Station Antenna Catalogue," Copyright © Huawei Technologies , China, 2009.
- [18] R. F. Harrington, "On the Gain and Beamwidth of Directional Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, nº 3, pp. 219-225, Jul. 1958.
- [19] G. Wilson, "Electrical Downtilt Through Beam Steering Versus Mechanical Downtilt," *IEEE 42nd Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 1-4, 1992.
- [20] W. Jianhui y Y. Dongfeng, "Antenna Downtilt Performance in Urban Environments," *IEEE conference Proceedings Military Communications Conference*, vol. 3, pp. 739-744, 1996.

- [21] M. J. Archer, C. B. Stuart, T. Huang y Z. Liu, "Dual-band microstrip antenna array". Patente WO1999059223 A2, 18 Nov. 1999.
- [22] J. Plet y F. Colombel, "Multiband Telecommunication Antenna". Patente US 6646611 B2, 11 Nov. 2003.
- [23] M. Jelloul, "Multiband Dual-Polarised Array Antenna". Patente WO 2005055362 A1, 16 Jun. 2005.
- [24] D. Kitchener, M. S. Smith, D. Power, R. J. G., I. P. Llewellyn y R. H. Johnston, "Multiband Terminal and Base-Station Antennas for Mobile Communications," *Eleventh International Conference on Antennas and Propagation*, vol. 1, n° 480, pp. 66-71, Apr. 2001.
- [25] M. Gottl y J. Rumold, "Two-dimensional antenna array". Patente US 6943732 B2, 13 Sep. 2005.
- [26] S. Hienonen, V. Golikov, P. Vainikainen y A. Räsänen, "Near-field Scanner for the Detection of Passive intermodulation in Base Station Antenna," *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, n° 4, pp. 661-667, Nov. 2004.
- [27] P. Lui y A. Rawlins, "Passive Non-Linearities in Antenna Systems," *IEEE Colloquium on Passive Intermodulation Products in Antennas and Related Structures*, pp. 6/1-6/7, 1989.
- [28] D. Grace y M. Mihael, *Broadband Communications via High Altitude Platforms*, First ed., India: Wiley, 2011, pp. 207-211.
- [29] A. Abas, A. Asrokin, R. H. Basri y N. Jamlus, "Dual-Polarized Array Antenna for CDMA 450 Base Station Application," *IEEE Asia-Pacific Applied Electromagnetics*, pp. 1-4, 2010.
- [30] Z. Per, "Performance of Three, Six, Nine and Twelve Sector Sites in CDMA- Based on Measurements," *IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 394-399, Sep. 2004.
- [31] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver y C. E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 2, pp. 303-312, May. 1991.
- [32] S. Stein, "On Cross Coupling in Multiple-Beam Antennas," *IRE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 10, n° 5, pp. 548-557, Sep. 1962.
- [33] S. Foo, "On Higher-Order-Sectorization Cellular Arrays," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, n° 2014, 111-112.
- [34] P. F. Ramos, "Planificación celular en sistemas de acceso radio punto a multipunto," *Gigatronic*, pp. 1-13, Abril 2000.
- [35] R. L. Freeman, *Telecommunication System Engineering*, Fourth ed., Canada: Wiley-Interscience, 2004, pp. 16-35.
- [36] J. Joshi y G. Mundada, "A hybrid channel allocation algorithm to reduce call blocking probability using hot-spot notification," *Conference on Information and Automation for Sustainability (ICIAFs), 2010 5th International*, pp. 404-410, 2010.
- [37] P. M. C. Nathan, *Wireless Communicactions*, New Delhi: PHI Learning Private Limited, 2010, pp. 28-30.
- [38] B. S. Collins, "Polarization Diversity Antennas for Compact Base Stations," *Microwave Journal*, vol. 43, n° 1, pp. 76-88, Jan. 2000.
- [39] S. Kozono, T. Tsuruhara y M. Sakamoto, "Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 25, n° 4, pp. 301-306, Nov. 1984.
- [40] S. R. Saunders y A. Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, Second ed., Great Britain: Wiley, 2007, pp. 399-402.

- [41] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, n° 6, pp. 957-1000, 1968.
- [42] M. Johansson, S. Petersson y S. Johansson, "Modular High-Gain Antennas," *Antenna and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2008.
- [43] M. C. Brown y C. M. Keller, "Propagation Measurements for 1.9 GHz High-Gain Antenna Design," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 59-63, 1995.
- [44] S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards y J. P. McGeehan, "The Performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antenna for Cellular Land Mobile Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, n° 1, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [45] J. Butler, "Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electron. Des.*, vol. 9, n° 8, p. 170-173, 1961.
- [46] C.-C. Chang, R.-H. Lee y T.-Y. Shih, "Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix For Phased Array System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n° 2, pp. 367-374, Feb. 2010.
- [47] H. Kang, S. Sung, I. Koo y K. Kim, "Hot-beam traffic relief for cellular SBF multi-beam array antenna CDMA systems," *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, vol. 2, pp. 789-792.

Capítulo 3.

Transreceptores Definidos por *Software* (TDS) y su importancia en las antenas activas

3.1 Arquitectura del Transreceptor Definido por *Software*

Actualmente los transreceptores que se emplean en estaciones base se basan en un esquema super-heterodino como se muestra en la figura 3.1. En este esquema la etapa de radiofrecuencia y de frecuencia intermedia son etapas analógicas y la etapa de banda base es completamente digital, compuesta por dispositivos programables como DSPs, ASICs o FPGAs. Este esquema es el resultado de la emigración de los radios analógicos a digitales que se da entre los años 1970 a 1980 [1]. A principios de 1990 empezó la revolución de los transreceptores que operaban remotamente mediante *software*. Con esta ventaja se aumenta la flexibilidad de los transreceptores en la elección del canal, ancho de banda, acceso al medio de comunicación, codificación, modulación y los protocolos de la capa de enlace [1].

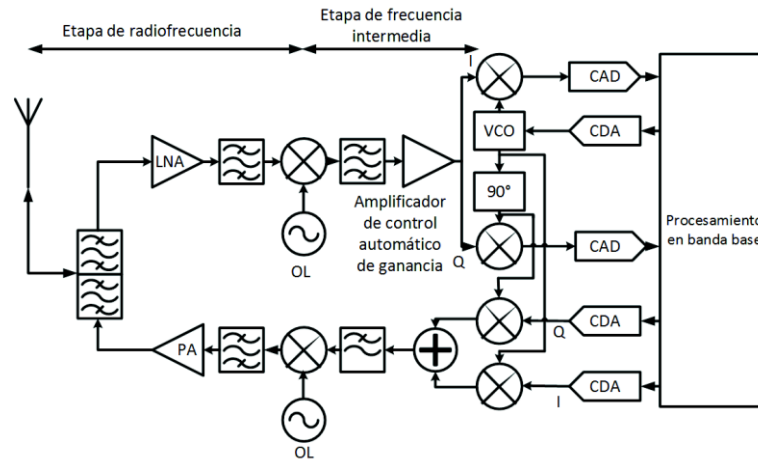


Figura 3. 1 Diagrama a bloques de un transreceptor digital

Un transreceptor definido por *software* (TDS) es un concepto actual que emerge a partir de la implementación de *software* en los transreceptores tanto de la unidad móvil como de la estación base y son capaces de adaptarse dinámicamente al ambiente de radiocomunicación. Las funcionalidades de un TDS están determinadas por el *software*, es decir, todas las funciones de recepción y transmisión están controladas por una interfaz que monitorean y reconfiguran remotamente el *hardware* que conforma el transreceptor, el requisito del *hardware* es que debe ser compatible con el ambiente de programación creado por el *software* [2]. En este caso las FPGA, DSP y ASIC son dispositivos programables compatibles con el *software*, éstos realizan el procesamiento de la señal necesario para

transmitir y recibir información de banda base a radiofrecuencia y viceversa [3].

Hoy en día la evolución en la implementación y práctica de los transreceptores definidos por *software* crece rápidamente mediante la combinación de técnicas que incluyen antenas activas, antenas inteligentes, antenas multibanda y dispositivos de radiofrecuencia de banda ancha. Los estándares tales como LTE, GSM, IS-95, CDMA-2000, UMTS, IEEE 802.11 y PHS definen sus propias bandas de frecuencia, esquemas de modulación y codificación, técnicas de acceso múltiple, protocolos de comunicación, arquitectura de la red, etc. Con tecnología no definida por *software* y con el fin de acceder a varios tipos de estándares, las estaciones base y los usuarios deberían tener diferentes transreceptores que permitan acceder al estándar designado, lo cual es impráctico, costoso y emplea tiempo para su implementación. Un objetivo principal de un transreceptor definido por *software* es establecer un sistema multiestándar sobre una sola plataforma de *hardware* que opere a una alta velocidad para que pueda conmutar de un estándar a otro [4]. En el foro de radios definidos por *software* se definen las características de un Radio Universal Definido por *Software* (USR por sus siglas en inglés) que pertenece a la última categoría de los radios definidos por *software* [5]. Un USR es una transreceptor totalmente programable que se adapta a los problemas de tráfico de datos de manera dinámica, controla la información de una manera óptima, soporta un amplio intervalo de frecuencias, estándares y aplicaciones de *software* [1], [6].

Un radio que incluya un microprocesador o un procesador digital de señales no necesariamente es un radio por *software*. Sin embargo un radio que modifique mediante *software* su modulación, corrección de errores, encriptación, el control de *hardware* de radiofrecuencia y pueda ser reprogramable es claramente un radio por *software* [6], [1].

3.1.1 Modelo de un ideal TDS

Los componentes a nivel superior de un transreceptor definido por *software* consisten de una fuente de alimentación, un equipo programable que se encarga del procesamiento digital de la señal, un convertidor de frecuencia de RF a IF y viceversa y una antena. El equipo programable también contiene los convertidores analógico-digital y digital-analógico, en un esquema ideal de radios por *software*, el equipo programable permite realizar todos los procesos de un sistema de comunicaciones en el ambiente digital y su manipulación por *software* como se muestra en la figura 3.2.

La colocación de los convertidores analógico-digital (CAD) y digital-analógico (CDA) tan cerca de la antena como sea posible y la manipulación total del transreceptor mediante *software*, son las características indispensables de un transreceptor ideal definido por *software* [1], [3]. La arquitectura de un transreceptor definido por *software* ideal está limitado por las características del CAD y del CDA, porque ellas están limitados por la frecuencia de muestreo e intervalo dinámico, además entre más alta resulte ser la frecuencia de muestreo más costosos son. Suponiendo que si se

tuvieran CADs y CDAs que trabajen a muy alta frecuencia y de bajo costo, estarían limitados por el intervalo dinámico [6]. Por otra parte si se tiene un CAD y CDA que trabaje a muy altas frecuencias y un intervalo dinámico capaz de procesar las señales de transmisión y recepción, será un transreceptor totalmente digital, pero si las técnicas digitales no son controladas por *software*, no se le puede llamar transreceptor definido por *software*. Para que sea un transreceptor definido por *software* ideal, se requieren que la programación sea totalmente por un *software*, incluyendo la etapa de radiofrecuencia que es una etapa analógica.

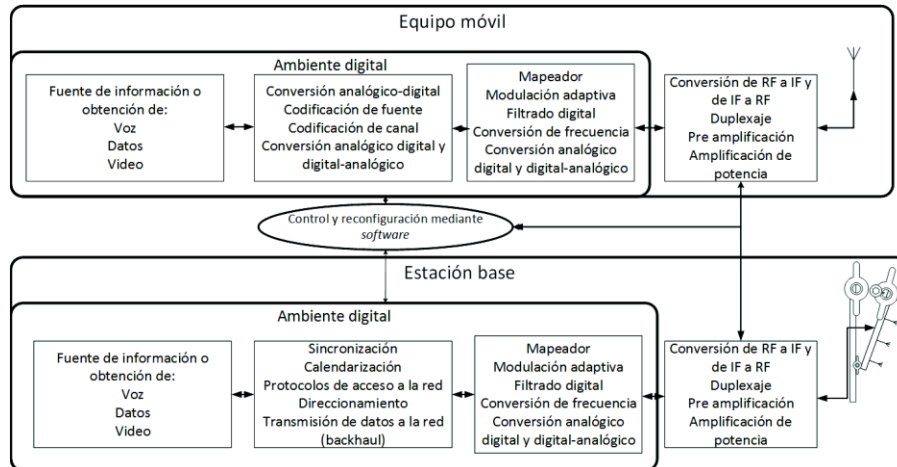


Figura 3. 2 Sistema de comunicación de un equipo móvil y la estación base empleando un radio definido por software

La arquitectura de un transreceptor definido por *software* ideal se muestra en la figura 3.3, consiste de un subsistema digital y de un simple subsistema analógico. Las funciones analógicas están restringidas a la naturaleza de la señal que no pueden realizarse de manera digital o para convertirlas a señales digitales es necesario realizar un proceso más complicado y costoso; las funciones analógicas son: la captación de ondas electromagnéticas no guiadas y su conversión a ondas guiadas, el filtrado de RF, la preamplificación, la amplificación de potencia y la generación de la oscilación local. Como se muestra en la figura 3.3, la etapa de conversión analógico-digital va después de la preamplificación y la etapa de conversión digital-analógico va antes de la amplificación de potencia, de esta manera se colocan los convertidores lo más cerca de la

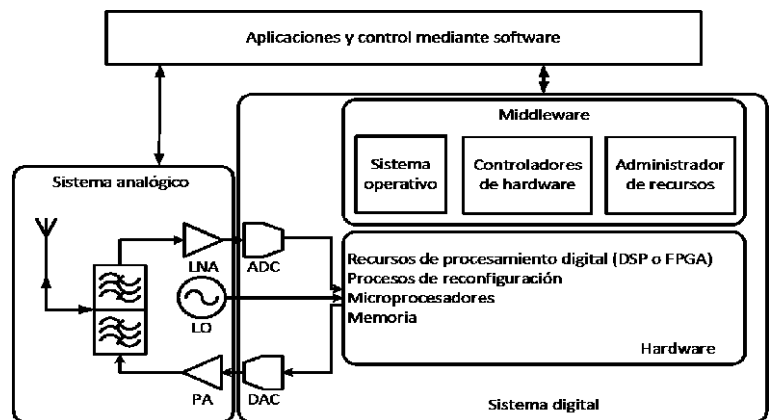


Figura 3. 3 Arquitectura de un TDS ideal

antena. La conversión de frecuencia en un transreceptor definido por *software* ideal se realiza en el ambiente digital, similarmente la codificación de canal y la modulación.

La capa de *middleware* es un intérprete entre el *hardware* y el *software*, el *hardware* debe reunir ciertas características de compatibilidad para que pueda entender los comandos ejecutados por el *middleware* y que son proporcionados a su vez por el *software*. Por otra parte, el *middleware* “envuelve” a los elementos de *hardware* para que en el *software* sean tratados como objetos, de esta manera, la programación de alto nivel es más sencilla y entendible. El *middleware* consiste de un sistema operativo embebido, controladores de *hardware* y un administrador de recursos que permiten emplear el mismo *hardware* para distintos propósitos.

3.1.2 Arquitectura del bloque de RF de un TDS

La arquitectura básica del bloque de RF que está presente en un transreceptor definido por *software* ideal es la que se muestra en la figura 3.4. La antena está conectada al duplexor, el cual consiste de dos filtros pasa banda. El duplexor se usa para separar o aislar las señales de transmisión y recepción con el fin de utilizar una antena en común. El aislamiento es necesario porque la potencia de la señal transmitida es de muchos órdenes de magnitud más grande que la potencia de la señal recibida. En el caso de un transreceptor de estación base además del duplexor se emplea un circulator para incrementar el aislamiento entre las trayectorias de transmisión y recepción [6].

Los filtros que constituyen al duplexor deben tener la capacidad de rechazar las interferencias que están fuera de banda, introducir bajo ruido, tener pequeñas pérdidas y proporcionar la mayor selectividad como sea posible sin limitar el ancho de banda necesario para soportar múltiples canales. La elección del duplexor se basa en las características de los filtros que lo constituyen, en la figura 3.5 se muestra la respuesta en frecuencia de un duplexor comercial para la banda GSM 1800, modelo CCDP-558 del fabricante *ClearComm Technologies* [5].

La pérdida máxima en la banda de respuesta del duplexor dada por el fabricante es de 1 dB, este valor impacta significativamente en la transmisión. Si en la salida del amplificador de potencia se tienen 100 W, estos pasan a través del filtro que tiene pérdidas de 1dB, por lo tanto, en la salida del filtro se tendrán 79.43 W. La potencia que se pierde es de 20.57 W. Este nivel es mayor que toda la potencia que se consume para procesar una señal en la recepción. También esta pérdida degrada la sensibilidad del receptor [7].

*Componentes de RF controlados mediante software

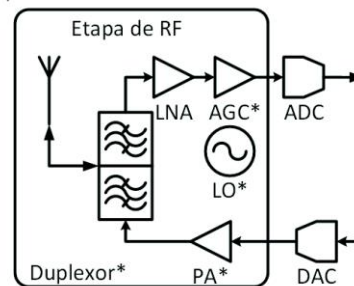


Figura 3. 4 Arquitectura del bloque de RF de un ideal TDS

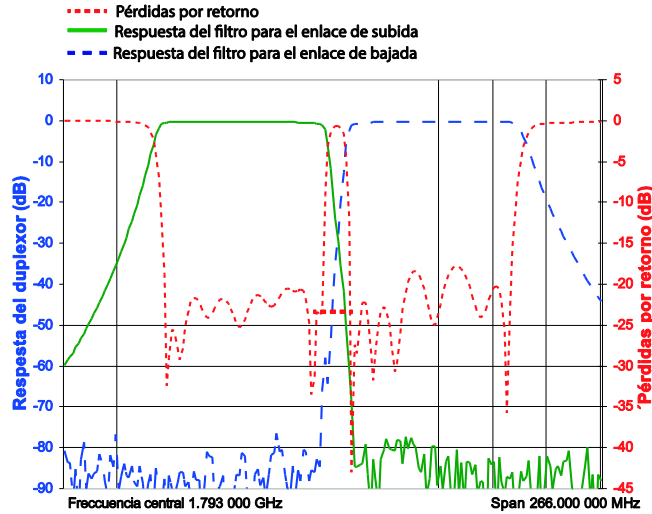


Figura 3. 5 Respuesta en frecuencia de un duplexor del estándar GSM1800 modelo CCDP-558 [5]

En la recepción el filtro pasa banda selecciona la señal y el amplificador de bajo nivel de ruido junto con el control automático de ganancia (AGC por sus siglas en inglés) incrementan el nivel de potencia de la señal para que sea compatible con el convertidor analógico-digital. El AGC debe ser rápido para tomar en cuenta los cambios de nivel de la señal e introducir la mínima distorsión [8]. Una desventaja de esta arquitectura es la limitación de los convertidores analógico-digital y digital-analógico, los cuales deben operar con señales de radiofrecuencia. Dadas las limitaciones del ancho de banda del filtro de RF, la frecuencia de muestreo del convertidor analógico-digital debe ser muy grande para evitar el fenómeno de *aliasing* [9]. Cuando la frecuencia de muestreo es alta, inevitablemente se tiene un alto consumo de potencia.

En un transreceptor heterodino se traslada la señal de radiofrecuencia a una frecuencia intermedia en la recepción y viceversa en la transmisión. Cuando la frecuencia de la portadora disminuye, también se reduce la frecuencia de muestreo en los convertidores. El equilibrio entre la sensibilidad y la selectividad en la arquitectura de un transreceptor heterodino a menudo resulta difícil; si la frecuencia intermedia es demasiado grande, la interferencia del canal imagen se puede suprimir completamente, pero aumentan las pérdidas en la banda de interés y la frecuencia de repetición de los convertidores es grande. Si la frecuencia intermedia es pequeña, se dificulta la cancelación del canal imagen pero se reduce la frecuencia de repetición de los convertidores analógico-digital y digital-analógico. Para resolver lo anterior, el concepto de un transreceptor heterodino se extiende a múltiples etapas de frecuencia intermedia. En la figura 3.6 se muestra la arquitectura de un transreceptor heterodino con dos etapas de traslación de frecuencia, debido a las capacidades de la tecnología, los transreceptores definidos por *software* actuales realizan la conversión analógico-digital y digital-analógico en la segunda etapa de frecuencia intermedia.

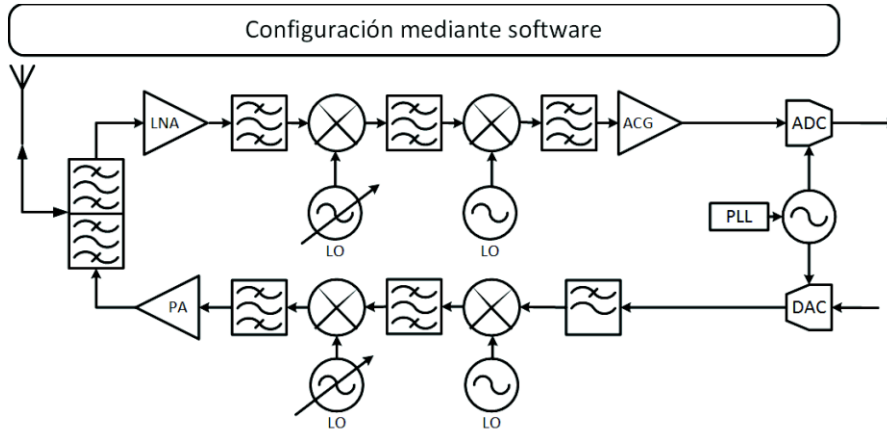


Figura 3. 6 Arquitectura de la etapa analógica de un transreceptor definido por software

La primera etapa de traslación de frecuencia determina la selección del canal. El oscilador local debe tener un buen margen de sintonización e introducir un bajo nivel ruido de fase. El ruido de fase es una importante característica del oscilador, un nivel alto de ruido de fase produce el ensanchamiento del espectro del oscilador local y por consiguiente ensanchamiento del espectro de la señal de frecuencia intermedia. Si una interferencia de canal adyacente está presente, su espectro en la salida del mezclador se ensancha y puede interferir a la señal deseada, por lo tanto, un alto nivel de ruido de fase podría ser una fuente significativa de degradación de la señal.

Para un determinado sistema es necesario transmitir en varias portadoras, esto genera nuevos retos para el diseño del amplificador de potencia para múltiples portadoras. La ventaja de un amplificador que procese múltiples portadoras consiste en que una serie de amplificadores de una sola portadora y combinadores de potencia son reemplazados por uno solo con el fin de reducir espacio, consumir menos energía, es menos costoso y fácil de reemplazar.

Los esquemas de modulación que se emplean en la transmisión son de envolvente constante con el fin de mantener una baja relación potencia pico a potencia promedio, esto permite operar con transistores de potencia en un rango dinámico más pequeño y relajar en cierta medida las exigencias sobre su linealidad [3].

3.1.3 Arquitectura del bloque de banda base de un TDS

El bloque que complementa la etapa analógica en un transreceptor definido por *software* es la etapa digital que traslada la señal de FI a su réplica digital en la parte de la recepción y realiza la función contraria en la sección de transmisión. En la recepción es necesario digitalizar la señal de frecuencia de FI, una vez digitalizada se le aplican las técnicas de demodulación, sincronización, detección y decodificación en el ambiente digital; los procesos inversos se realizan en la transmisión, de esta manera en la salida del convertidor digital-analógico debe haber una señal de FI lista para que sea procesada por la etapa analógica [10].

En la figura 3.7 se muestran las etapas de un sistema digital básico de comunicaciones. La codificación de fuente remueve la redundancia. En la codificación de canal se adiciona un porcentaje bajo de redundancia con el fin de detectar errores y corregirlos cuando sea posible. La etapa de modulación introduce la señal de información en una portadora lo cual permite una correcta explotación del espectro radioeléctrico y el acoplamiento a los sistemas inalámbricos [11]. Los procesos inversos se realizan en la trayectoria de recepción.

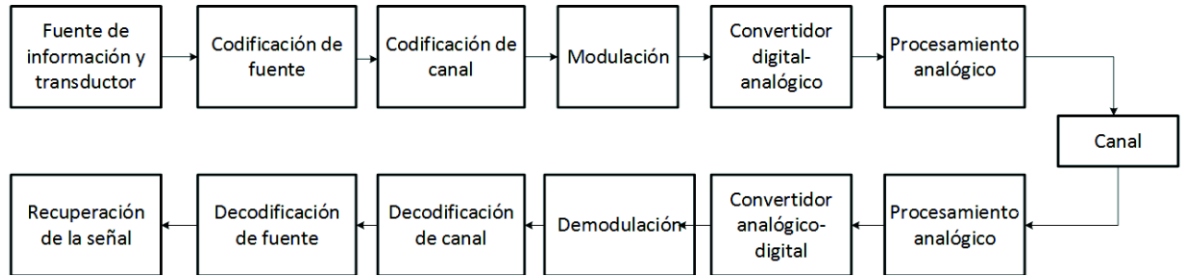


Figura 3. 7 Elementos básicos de un sistema digital de comunicación

La arquitectura básica del bloque de “banda base” para un transceptor definido por *software* se muestra en la figura 3.8 [12], el cual se compone del *software* de la capa superior para el control de las interfaces con la red y una plataforma de *hardware* en común. En un sistema multiestándar, el bloque de “banda base” de un TDS de estación base procesa las señales provenientes de los equipos móviles que pueden tener diferente estándar (UMTS, HDSPA, CDMA2000, LTE, etc), que se configuran en una plataforma de *hardware* en común con la descarga de *software* correspondiente.

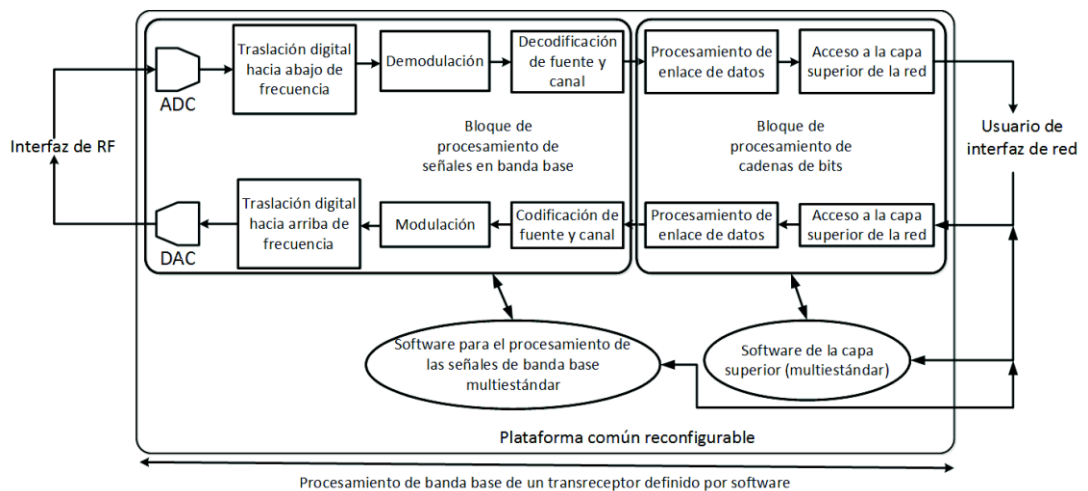


Figura 3. 8 Arquitectura de banda base de un transreceptor definido por software

El objetivo de esta arquitectura es combinar e integrar las futuras tecnologías para un desarrollo más rentable y una mayor flexibilidad para los operadores. El procesamiento de “banda base” de una

estación base se implementa con dispositivos digitales y programables cuya función estén orientadas al control y el procesamiento digital de señales [13], [14].

Las etapas principales del procesamiento digital de la señal en un TDS de estación base se muestran en la figura 3.9. En la recepción, el convertidor analógico-digital digitaliza la señal de frecuencia intermedia. Las etapas de recepción en el ambiente digital son similares a las etapas analógicas con la ventaja de que es más sencillo reconfigurar el *hardware* y manipular la señal de una manera más fácil. Una vez digitalizada la señal de frecuencia intermedia, ésta se traslada a banda base a través de un mezclador digital. En la sección de recepción de la figura 3.9 existen dos mezcladores digitales que descomponen la señal de frecuencia intermedia en su componente de fase y cuadratura. Cada componente se multiplica por una oscilación digital con frecuencia igual a la frecuencia intermedia y en la salida únicamente se filtra la señal en banda base. Para lograr digitalizar la señal de frecuencia intermedia es necesario muestrearla a una frecuencia mayor a dos veces su valor, esta tasa de muestreo se mantiene en la salida del mezclador digital. Para que los circuitos integrados de las etapas posteriores no operen a altas velocidades, se puede reducir la tasa de muestreo de la señal en banda base sin perder información, ésta tarea se realiza por medio de un decimador. En la figura 3.9 se tienen dos decimadores, cada uno corresponde a las componentes de fase y cuadratura respectivamente.

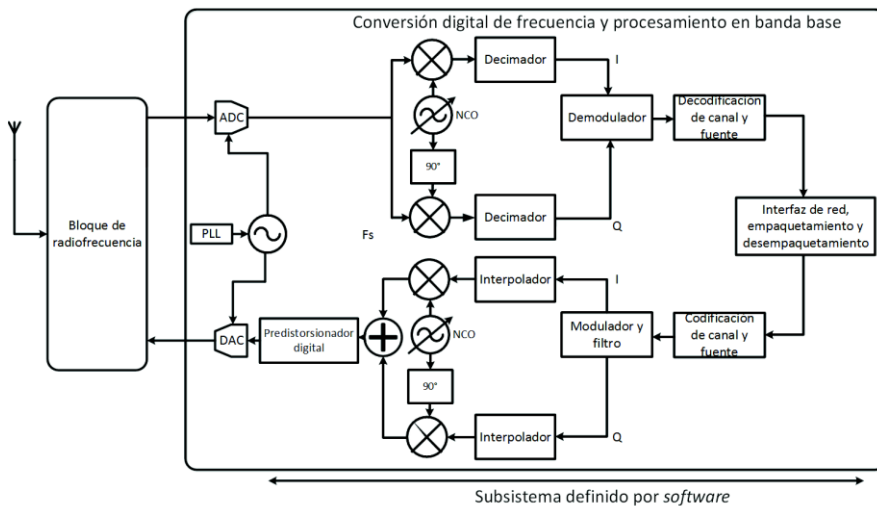


Figura 3. 9 Procesos que se realizan en el ambiente digital de un TDS

En la salida de los decimadores, se tiene la señal en banda base con una frecuencia de muestreo relativamente baja y sin demodular. Los esquemas de modulación que se usan en estaciones base son GMSK, QPSK o QAM; las primeras dos presentan la ventaja de una baja relación potencia pico a potencia promedio y sufren de una menor distorsión no lineal causada por el amplificador de potencia. Para los tres esquemas de modulación es necesario obtener las componentes de fase y cuadratura para realizar la demodulación. La demodulación se realiza a partir de una señal compleja, donde la

componente en fase es la parte real de la señal de información y la componente de cuadratura corresponde a la parte imaginaria. En un transreceptor definido por *software* no existe una modulación única, el transmisor puede elegir el esquema más apropiado que garantice una baja probabilidad de bit erróneo sin consumir gran cantidad potencia [3]. Al demodularse la señal, ésta se decodifica. Para optimizar la eficiencia en el proceso de decodificación, el transreceptor definido por *software* únicamente extrae la información redundante que se introduce para hacer frente al ruido aditivo, distorsiones y desvanecimientos producidos por el canal de comunicación. La información pre-decodificada es enviada a través de la red, la decodificación total la realiza el usuario destino.

En el lado del transmisor de la figura 3.9 se tiene el flujo de datos provenientes de la interfaz de red que son codificados. La información se modula a través de una señal compleja. Por ejemplo en la modulación QPSK se toman pares de bits al que se le asigna su valor decimal como se muestra en la tabla 3.1.

El resultado del valor mapeado se introduce como parámetro en una señal compleja $c(m)$ que determina la constelación.

$$c(m) = e^{j\theta + \frac{j\pi m}{2}} \tag{3-1}$$

Donde:

θ = La fase de rotación de la constelación

m = Valor de mapeo del par de bits

Pares de bits	Mapeo
“00”	0
“01”	1
“10”	2
“11”	3

Tabla 3. 1 Mapeo de bits a su valor decimal

En la tabla 3.2 se muestran los valores de la constelación cuando el valor de $\theta = 0$. La señal modulada es una señal compleja, su interpretación física es que cada número complejo contiene la información de fase que se introducirá en la portadora. El mezclador del lado de transmisión multiplica la señal compleja con la componente en fase y cuadratura, en la salida del mezclador se suman estas componentes y se toma la parte real. Al considerar la parte real se obtiene la portadora modulada en fase para cada valor de m , estos valores de se muestran en la tabla 3.2. Como última etapa del procesamiento digital, la señal pasa a través de un pre-distorsionador digital con el fin de contrarrestar los efectos no lineales que produce el amplificador de potencia, finalmente se realiza la conversión digital-analógica de la señal.

m	$c(m)$	$Re\{(\cos \omega t + j \sen \omega t)c(m)\}$
0	1	$\cos(\omega t)$
1	j	$\cos(\omega t + 90)$
2	-1	$\cos(\omega t + 180)$
3	$-j$	$\cos(\omega t + 270)$

Tabla 3. 2 Salidas de un esquema de modulación QPSK

3.1.4 Arquitectura del software de un TDS

Una de las arquitecturas del software de un TDS es la arquitectura de software de comunicaciones (SCA por sus siglas en inglés). Ésta es sin licencia desarrollada por el departamento de Defensa de los Estados Unidos [15] para estandarizar el desarrollo de los radios definidos por software, mejorar la interoperabilidad de los sistemas de comunicación y reducir los costos de desarrollo. SCA facilita el reúso de software y la tecnología mediante la abstracción de aplicaciones de radio y define una arquitectura común en todas las plataformas [15] y [16].

Las interfaces entre las capas de su arquitectura se crean a partir de especificaciones, mantenimiento y estándares disponibles. Tanto el hardware y el software son independientes y pueden modificarse sin alterar a las capas superiores o inferiores de la arquitectura, esta independencia facilita la implementación y desarrollo de SCA [6], [16].

La arquitectura de software de comunicaciones hace uso de las metodologías orientadas a objetos. Los elementos que procesan la señal y las aplicaciones se describen como objetos que pueden desglosarse en objetos con funciones más específicas, lo que fomenta el reúso de código. De esta manera los dispositivos de hardware son compatibles con los objetos de software. Para un dispositivo controlable dentro del radio, el uso de un objeto de software, proporciona una forma sencilla para interactuar y monitorear el dispositivo. Los objetos de software comúnmente se diseñan con base en la información del dispositivo y los métodos que son funciones específicas aplicadas sobre él. En la programación orientada a objetos la información específica se le conoce como datos privados y los métodos como funciones públicas.

Por ejemplo se considera un filtro pasa banda que puede implementarse en una FPGA, éste se programa con un software básico para que pueda controlarse. El filtro se define solamente por su tipo (Chebyshev o Butterworth), ancho de banda, orden y frecuencia central. Estas características se pueden monitorear y

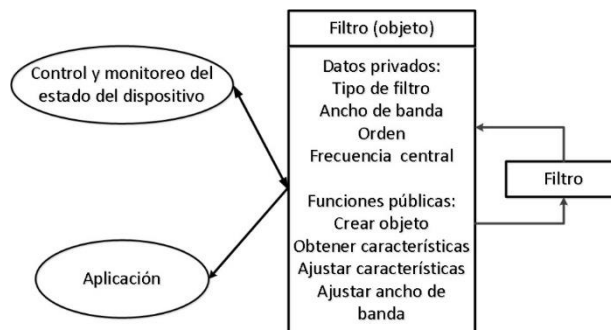


Figura 3. 10 Ejemplo del uso de objetos de software a una interfaz con dispositivos de hardware

controlar, para implementar la interfaz mediante *software*, el filtro se asocia a un filtro “objeto” como se muestra en la figura 3.10, éste es el objeto de *software*. El objeto de *software* contiene la información de las características del dispositivo (tipo de filtro, ancho de banda, orden y frecuencia central) como datos privados y deben proporcionar métodos públicos para crear, deshabilitar, modificar y monitorear al filtro. Para una aplicación simple, el empleo de un *software* para un solo filtro es complicado, sin embargo, los actuales transreceptores son sistemas complejos y la reconfiguración mediante *software* es más eficiente que usar las características de los elementos de *hardware* y métodos predeterminados [6], un transreceptor se compone de varios filtros y para controlarlos se crean varios filtros objetos con diferentes características pero con los mismos métodos, he incluso estos filtros “objeto” pueden utilizar métodos de otros objetos si tienen aspectos en común. Los datos privados y los métodos comunes a un conjunto de objetos forman un conjunto propio que se conoce como clase.

La arquitectura básica del *software* de comunicaciones consiste de 4 componentes básicos que son el marco de trabajo del *hardware*, un conjunto de reglas, un ambiente de operación y una interfaz de programación de aplicaciones [6], [17], ésta se muestra en la figura 3.11.

- **Marco de trabajo del hardware:** SCA usa un modelo orientado a objetos para definir un conjunto de clases de hardware. La jerarquía de la estructura de las clases de hardware va desde el nivel más alto (por ejemplo una FPGA) hasta el más abstracto (por ejemplo el chasis). Cada una de ellas se define de manera única de otras clases de hardware por los atributos que lo componen. Los atributos y sus valores correspondientes definen los requisitos funcionales de un componente de hardware que es compatible con la arquitectura de software de comunicaciones.
- **Conjunto de reglas:** Éste proporciona una guía de diseño e implementación de los componentes de *hardware* y el *software*. Estas reglas abordan requisitos que posibilitan la reutilización tanto de *software* y *hardware*. Un ejemplo de una regla de *software* es: los productos compatibles con la SCA se deben desarrollar en un lenguaje de programación estándar de alto nivel; un ejemplo de una regla de *hardware* es: cada dispositivo de *hardware* debe ser proporcionado con su perfil de dominio asociado [17].
- **Ambiente de operación:** Éste especifica los servicios e interfaces que utilizan las aplicaciones y se compone de:

El núcleo del marco de trabajo

- Un *middleware* para la Arquitectura Común de Agente de Solicitud de Objetos (CORBA por sus siglas en inglés)
- Un sistema operativo

- Un conjunto de controladores para los dispositivos

Los bloques del ambiente de operación y su relación con las aplicaciones se muestran en la figura 3.11. El núcleo del marco de trabajo es la parte esencial de la arquitectura de *software*, se encarga del desarrollo, manejo, interconexión y la intercomunicación de los componentes y las aplicaciones. El núcleo del marco de trabajo construye además una base de información de la colección de perfiles de los sistemas de *hardware* y *software*.

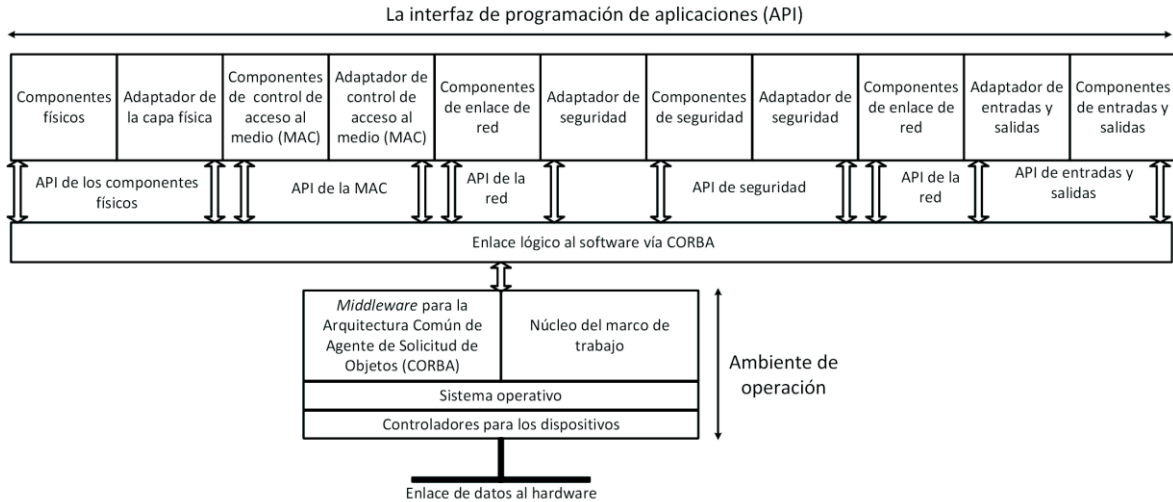


Figura 3. 11 Arquitectura de software de comunicaciones

La capa de *middleware* corresponde al enlace que abstrae los mecanismos de comunicación y protocolos de la interfaz de aplicaciones de *software*. El sistema operativo proporciona un conjunto de servicios estandarizados para aplicaciones en un ambiente de tiempo real para múltiples procesos. Los controladores para los dispositivos crean un conjunto de servicios en la plataforma para comunicarse y manipular dispositivos específicos en el transreceptor.

- **La interfaz de programación de aplicaciones (API).** Esta interfaz es un conjunto de reglas para escribir funciones o hacer llamados a subrutinas y acceder a otras funciones en una biblioteca y con ellas definir las clases que permitan determinar, crear, modificar las características y controlar el objeto [6], [17].

La elección del sistema operativo es determinada por muchos requisitos que incluyen las características del procesador, operación en tiempo real, herramientas de desarrollo y costo. LINUX [18] es un sistema operativo libre de UNIX, que está disponible bajo los términos de licencia pública general [19].

Aunque LINUX es muy popular, en general, no es adecuado para sistemas embebidos de tiempo real [3]. El sistema operativo básico de LINUX tarda hasta 600 μ s para iniciar un controlador

y tarda un tiempo de 20 μ s o mayor para realizar una tarea periódica [20]. LINUX de tiempo real (RT LINUX) se desarrolla para resolver las deficiencias del sistema operativo básico de LINUX y está disponible para satisfacer la creciente necesidad de un sistema operativo libre o de bajo costo en tiempo real [3].

Hay muchos lenguajes de alto nivel de programación, sin embargo, los más ampliamente utilizados en un transreceptor comercial definido por *software* son C y C++.

C++ se diseñó para UNIX, dirigido para facilitar la programación y el código más portable. Éste es un lenguaje orientado a objetos, proporciona herencia y poliformismo. Una distinción importante entre un lenguaje orientado a objetos y lenguajes estructurados como C es que los datos y funciones se pueden combinar para crear objetos.

Los lenguajes de *hardware* VHDL y Verilog se utilizan ampliamente para dispositivos tales como FPGAs. Ambos lenguajes especifican la funcionalidad en varios niveles de abstracción en la descripción del *hardware* desde nivel compuerta hasta sistemas combinatoriales y secuenciales más complejos.

3.2 Requisitos y limitaciones de los Transreceptores Definidos por Software

Uno de los aspectos claves de los transreceptores definidos por *software* para estaciones base, es su alta exigencia a un cambio rápido de servicios y estándares de una manera fiable. En el caso de un dispositivo móvil, un error de *software* no es tan catastrófico comparado con una red que consta de varias estaciones base que sirven a miles de usuarios [21].

En la figura 3.12 se muestra la arquitectura de un transreceptor definido por *software*, en donde cada bloque y etapa realizan procesos específicos; éstos son limitados y requieren ser diseñados con ciertas características para una apropiada operación.

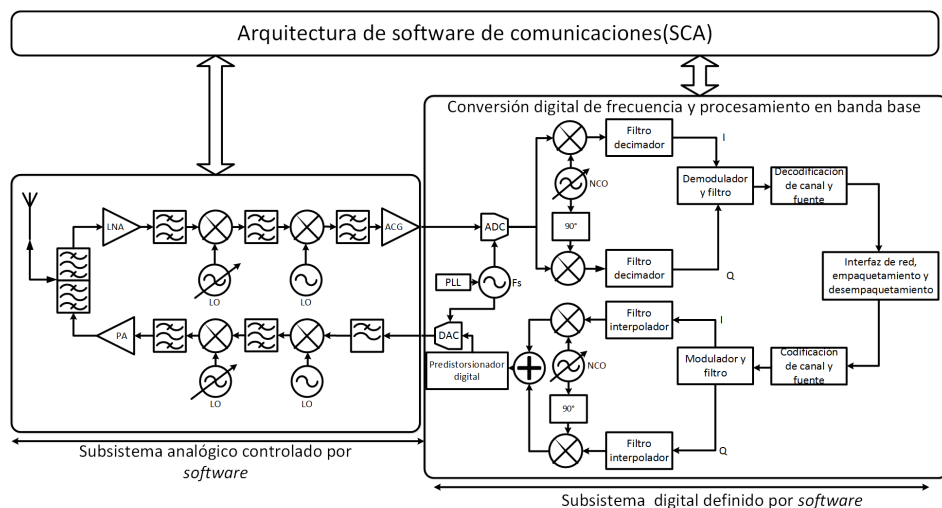


Figura 3. 12 Diagrama a bloques de una transreceptor definido por software (TDS)

Los requisitos para el procesamiento de señales de alta velocidad de un TDS de estación base son cada vez más exigentes que en sistemas móviles, un TDS de estación base debe modular y demodular varias portadoras al mismo tiempo, para lograrlo es necesario disminuir el tiempo de procesamiento o realizar el procesamiento paralelamente. Al mismo tiempo, un procesador de alta velocidad de un TDS para estación base consume una mayor potencia y suele ocupar más espacio comparado con un TDS de equipo móvil [20].

La incorporación de tecnología como antenas activas e inteligentes crean otros requisitos a los transreceptores definidos por *software* [3], [20]. Por ejemplo: Un operador de telefonía instala una estación base que emplea transreceptores definidos por *software* en una zona suburbana, en principio, el tráfico que se cursa es pequeño pero crece a medida que los usuarios aumentan. Cuando el tráfico que se cursa aumenta, el operador debe incrementar la capacidad de la estación base y una forma de hacerlo es mediante el uso de una antena activa para que opere en conjunto con el transreceptor definido por *software*.

Los procesadores de alta velocidad deben codificar y decodificar varios canales en un tiempo pequeño, este tiempo se puede reducir si la estación base decodifica sólo el código de canal y pasa el resto de los datos a otra etapa de la red hasta que llegue al destino del usuario final donde se completa la decodificación, recuperando por completo la señal de información.

Con el tiempo, la estación base puede ir cambiando los requisitos de la decodificación. Por lo tanto, en un transreceptor definido por *software* se incluye la capacidad de migrar más fácilmente a diferentes formatos y codificaciones [20].

3.2.1 Características y ventajas de un TDS

Un transreceptor ideal definido por *software* es una implementación atractiva para una mayor flexibilidad en la interfaz de radiofrecuencia. Las etapas de traslación de frecuencia permiten cambiar los parámetros de la señal con el fin de relajar los requisitos de los componentes y posteriormente facilitar su procesamiento en el ambiente digital.

La flexibilidad de la implementación mediante *software* se complementa en las etapas analógicas para reducir las imperfecciones que éstas introducen. En la figura 3.13 se señalan las etapas donde el control mediante *software* presenta sus beneficios y ventajas. La señal transmitida puede ser pre-distorsionada con facilidad y precisión en el dominio digital para proporcionar una buena compensación a las distorsiones no lineales introducidas por el amplificador de potencia [22]. Los desplazamientos y distorsiones de fase de las señales en fase y cuadratura se pueden identificar y remover a través del control de *software* [22], [23]. La distorsión en el amplificador de potencia y en los mezcladores se puede reducir ajustando dinámicamente su polarización [23].

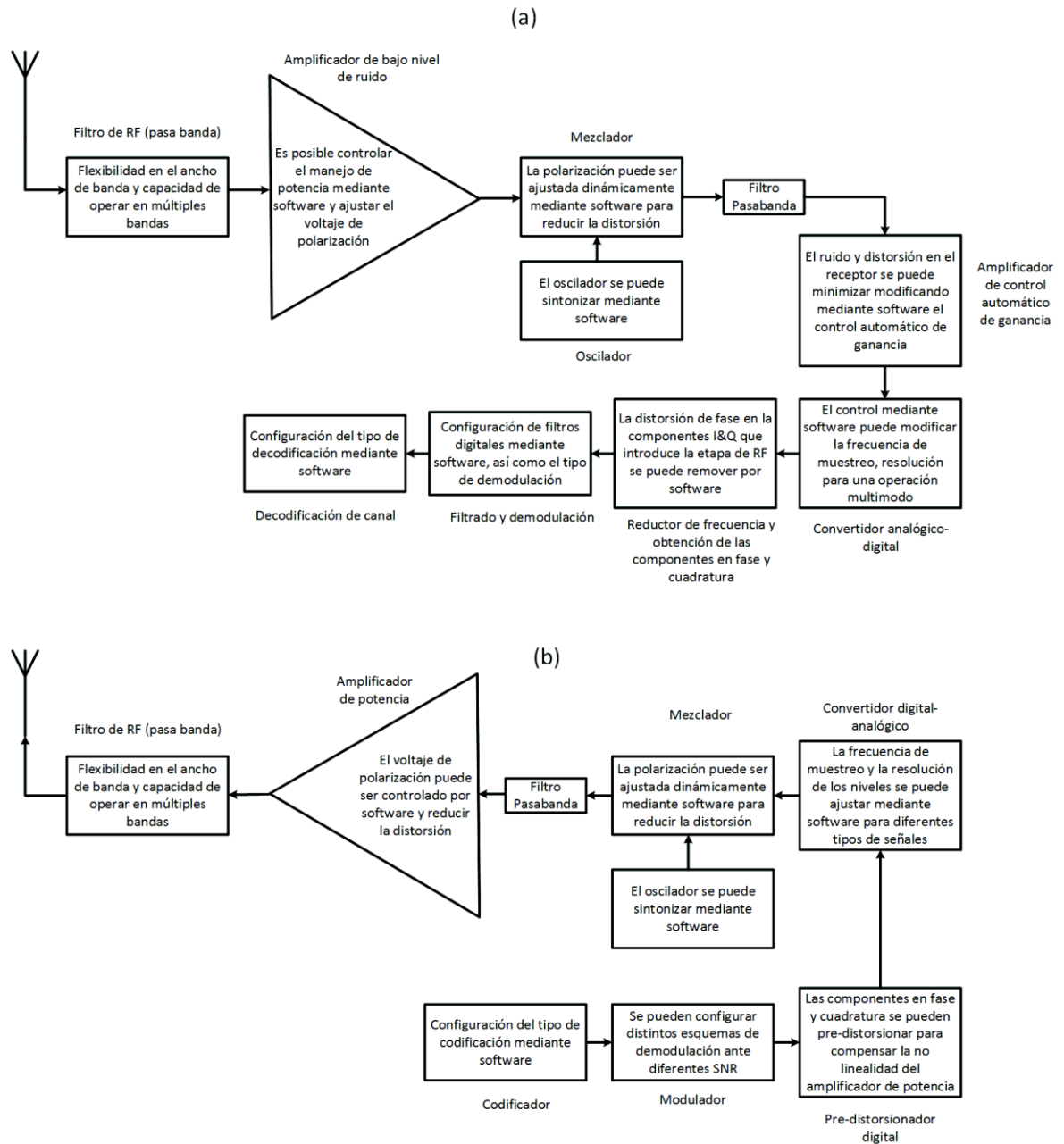


Figura 3. 13 Esquema básico de un transceptor definido por software, (a) etapa de recepción y (b) etapa de transmisión

El control mediante *software* hace más factible implementar sofisticados sistemas de diversidad que se pueden seleccionar y combinar a través de conmutadores en el subsistema analógico del TDS. El amplificador de control automático de ganancia también se puede controlar por *software*, convirtiéndose en un sistema más sofisticado que incluye la habilidad de distribuir la ganancia y atenuación en la recepción y transmisión. Los osciladores se pueden sintonizar mediante *software* para que los TDS tengan la habilidad de trabajar con diferentes portadoras.

3.2.2 Convertidor Analógico-Digital y Digital-Analógico

Uno de los bloques importantes en los transreceptores definidos por *software* son los convertidores analógico digital y digital analógico, debido a la facilidad de construir etapas de amplificación, filtrado, traslación de frecuencia, modulación y demodulación a una frecuencia apropiada en el ambiente digital. Por otra parte, los procesos de codificación y decodificación tanto de fuente como de canal se deben realizar en el ambiente digital, a éstos se le añade también el muestreo y la sincronización.

Los convertidores analógico-digital y digital-analógico deben ser de alta velocidad. Los actuales convertidores analógico-digital logran obtener hasta 4×10^9 muestras por segundo (4Gmps) [24], [25]. En sistemas de telefonía celular una señal de frecuencia intermedia puede muestrearse con un convertidor analógico-digital de 200 Mmps [26].

En un convertidor analógico-digital, la velocidad de muestreo y la resolución de bits están relacionados; entre mayor sea el número de bits, la velocidad de muestreo se reduce. En la tabla 3.3 se muestran la resolución en bits como función de la velocidad de muestreo óptima para algunos convertidores [24].

Número de bits	Velocidad de muestreo
8	1 Gmps
10	100 Mmps
12	65 Mmps
16	250 Kmps

Tabla 3. 3 Número de bits de un convertidor analógico-digital y su velocidad de muestreo óptima

El número efectivo de bits especifica el comportamiento dinámico de un convertidor analógico-digital en una determinada frecuencia de operación, la amplitud de la señal y la frecuencia de muestreo son función de la relación señal a ruido de cuantización. Para una cuantificación uniforme, el número de bits está dado por la ecuación 3-2 [27].

$$N = \frac{SNR_C - 1.76}{6.02} \tag{3-2}$$

Donde:

N = número de bits

SNR_C =relación señal a ruido de cuantización en dB

El ruido de cuantización se calcula con la expresión 3-3 [3], [28], un aspecto importante es que esta expresión está en función de la relación señal a ruido total en la entrada del convertidor analógico-digital [28]. En el caso particular, un transreceptor definido por *software* se digitaliza la señal de frecuencia intermedia, por lo tanto, la frecuencia máxima es igual a ésta.

$$SNR_C = SNR_T - 10 \log\left(\frac{f_s}{2FI}\right) \quad (3-3)$$

Donde:

SNR_T = relación señal a ruido total

f_s = frecuencia de muestreo

FI = frecuencia intermedia

Es común que un convertidor analógico-digital de 16 bits genera una relación señal a ruido de cuantización (SNR_C) 98 dB, mientras que la relación señal a ruido total (SNR_T) para una frecuencia intermedia de 50MHz y una frecuencia de muestreo de 200 MHz es de 153.3 dB [3].

El rango dinámico y el número de bits están estrechamente relacionados por la siguiente expresión:

$$DR = 2^N - 1 \quad (3-4)$$

Para una cuantización constante, el rango dinámico se expresa de la siguiente manera [27]:

$$DR = \frac{|V_{\max} - V_{\min}|}{Q} \quad (3-5)$$

Donde:

V_{\max} = amplitud máxima de la señal de entrada en volts

V_{\min} = amplitud mínima de la señal de entrada en volts

Q = intervalo de cuantización

En la tabla 3.4 se muestra el número típico de bits de un convertidor digital-analógico y su relación con la velocidad de conversión.

Número de bits	Velocidad de muestreo
10	300 Mmps
12	200 Mmps
14	400 Mmps
16	400 Mmps

Tabla 3. 4 Número de bits de un convertidor digital-analógico y su velocidad de muestreo [3]

Los convertidores introducen ruido y distorsión. Las principales fuentes de ruido son el ruido de cuantización, el ruido térmico y el tiempo variable de apertura que se genera al muestrear. Al muestrearse la señal, los tiempos entre muestras son desiguales, estas variaciones de tiempo son aleatorias y producen una modulación de fase en la señal que se modela como ruido. En la figura 3.14 se esbozan las transformaciones de la señal de analógico -digital y viceversa a través de sus respectivos convertidores.

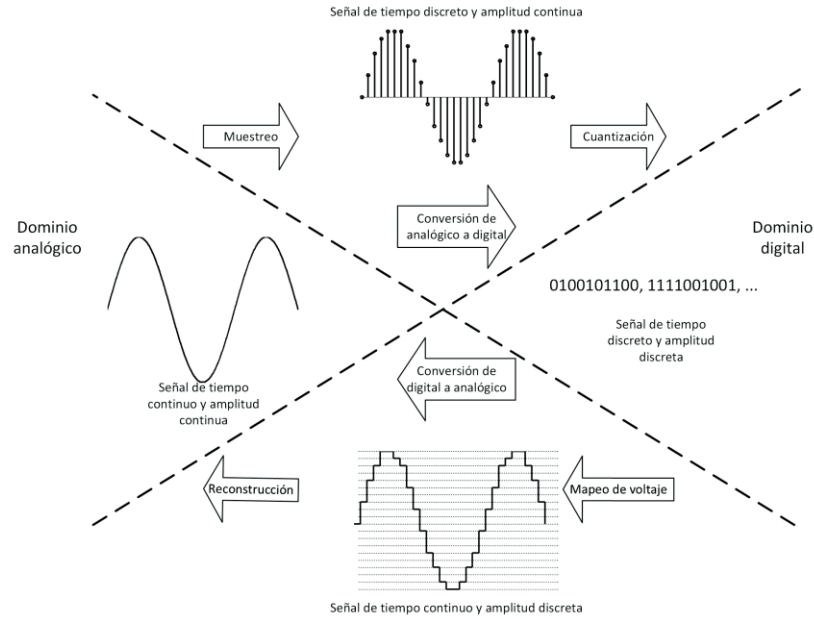


Figura 3. 14 Conversión de señales entre el dominio digital-analógico y analógico-digital

3.2.3 Convertidor digital hacia arriba y hacia abajo de frecuencia

Un transreceptor definido por *software* para estación base presenta la arquitectura de un transreceptor heterodino, donde las etapas de transmisión y recepción que operan a “bajas frecuencias” se realizan en un entorno digital, además todas las etapas del transreceptor se configuran y monitorean mediante *software*. Los actuales convertidores analógico-digital y digital-analógico permiten realizar las respectivas conversiones a partir de la frecuencia intermedia en un TDS para estación base con una resolución alta de bits y a un costo apropiado [3].

El convertidor digital hacia abajo de frecuencia recibe en la entrada la réplica de la señal de frecuencia intermedia que está modulada, ésta pasa a través de dos mezcladores que la descomponen en sus componentes de fase y cuadratura [29]. La obtención de las componentes en fase y cuadratura se realizan mediante la multiplicación de la réplica digital de la señal de frecuencia intermedia con la señal digital de un oscilador, en cada componente en fase y cuadratura se tiene una etapa de

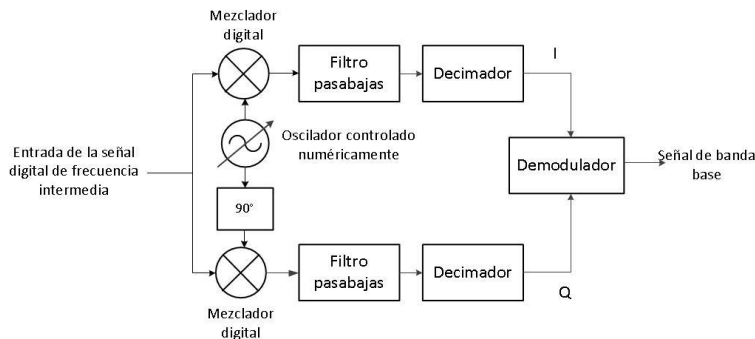


Figura 3.15 Diagrama a bloques de un convertidor digital hacia abajo de frecuencia

decimación. Los bloques de un convertidor hacia abajo de frecuencia se muestran en la figura 3.15 [30].

El objetivo principal del decimador es la reducción de la tasa de la frecuencia de muestreo de la señal de información con el fin de no utilizar electrónica de alta velocidad en las etapas posteriores del TDS y así reducir consumo de potencia [30]. En la salida del filtro pasa bajas se tiene una señal que mantiene una frecuencia de muestreo relativamente alta de acuerdo a los criterios de *Nyquist* ésta es una señal sobre-muestreada. El exceso de muestras requiere circuitos que operen a altas velocidades, esto es ineficiente [31]. El procedimiento para reducir la tasa de muestreo es considerar M muestras, de las cuales se toma una de ellas y las demás de desechan. El proceso de decimación se puede explicar con el ejemplo mostrado en la figura 3.16. En la entrada del decimador se tiene una señal en el tiempo sobre-muestreada a una frecuencia de muestreo de 44.1 MHz, ésta se observa en la figura 3.16 (a). El decimador considera conjuntos de 5 muestras de las cuales se eliminan 4 y se conserva una. En la figura 3.16 (b) se muestra la señal en la salida del decimador, ésta tiene una frecuencia de muestreo igual a 8.82 MHz, que es 5 veces menor a la frecuencia de muestreo de la señal de entrada.

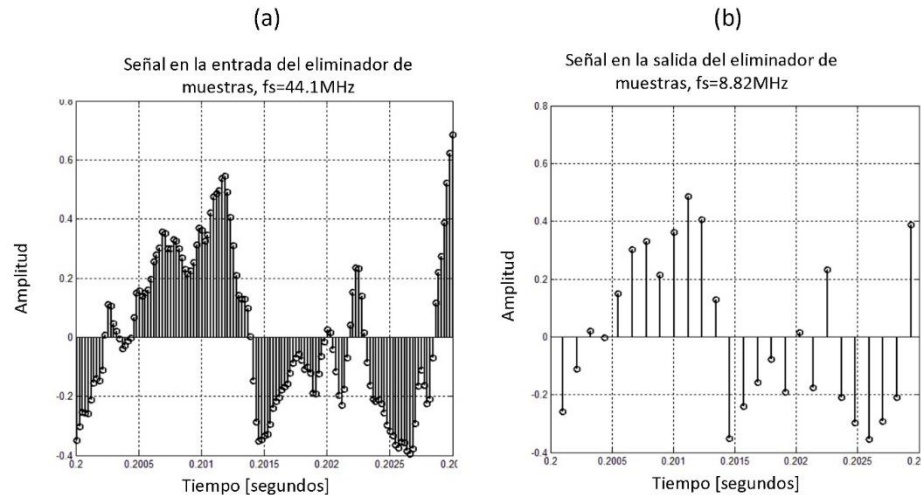


Figura 3.16 Proceso de decimación [30]

El convertidor digital hacia arriba de frecuencia implementa la conversión de una señal banda base a una señal pasa banda con una portadora igual a la frecuencia intermedia; la señal se ha modulado, generando su componente en fase y cuadratura. La señal se muestrea con una frecuencia relativamente baja, típicamente corresponde a la tasa de bits de la moduladora digital [30]. Esta señal es compleja, y es necesario aumentar su frecuencia de muestreo con el fin de generar una señal con una frecuencia relativamente alta en la salida del mezclador. Este proceso se le conoce como interpolación, el cual se realiza para cada componente de fase y cuadratura. Los bloques de un convertidor digital hacia arriba de frecuencia se muestran en la figura 3.17.

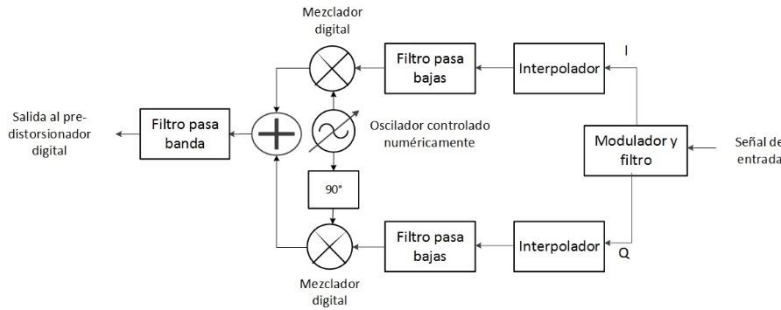


Figura 3. 17 Diagrama a bloques de un convertidor digital hacia arriba de frecuencia

El bloque interpolador realiza el proceso inverso del decimador, su función consiste en introducir muestras a la señal con frecuencia de muestreo baja, la separación del tiempo entre las muestras que se introducen debe ser uniforme. La frecuencia de muestreo se incrementa proporcionalmente a $L+1$, donde $L \geq 1$ es el número de muestras que se insertan.

El proceso de interpolación se muestra en la figura 3.18. En la figura 3.18 (a) se tiene la señal en la entrada del interpolador muestreada a una frecuencia de 8.82 MHz. En el interpolador se insertan 4 muestras espaciadas uniformemente en el tiempo. En la figura 3.18 (b) se tiene la señal en la salida del interpolador con una frecuencia de muestreo de 44.1 MHz, esta frecuencia de muestreo es 5 veces la frecuencia de muestreo en la entrada del interpolador [30]. Es de gran importancia que interpolador introduzca las muestras con una alta uniformidad. En la práctica no se logra una completa uniformidad entre muestras y existe variaciones alrededor del valor esperado del instante de muestreo, su efecto se refleja en una modulación de fase que es crítico para señales con una alta frecuencia de muestreo [30].

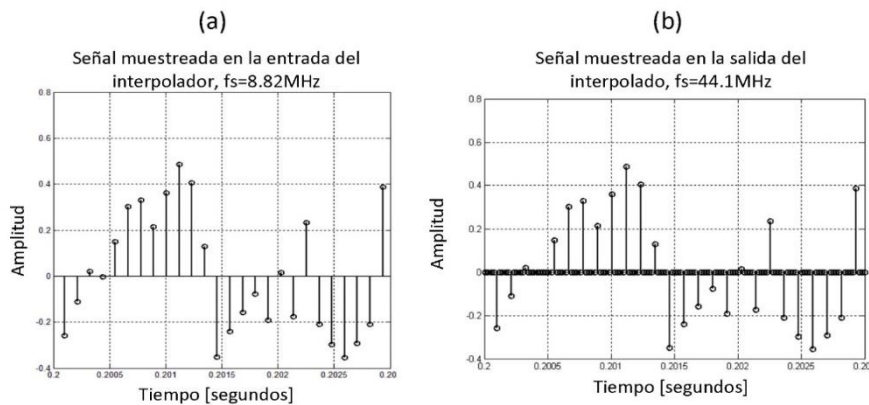


Figura 3. 18 Proceso de interpolación

En la figura 3.17, en cada salida del interpolador se tiene una señal compleja sobre-muestreada que se multiplica por la oscilación en fase y cuadratura respectivamente por medio de un mezclador digital. Las señales presentes en la salida de cada mezclador digital se suman a través de un sumador digital. Éste únicamente toma la parte real de la suma, la cual corresponde a la señal modulada de

frecuencia intermedia. La etapa de interpolación en un convertidor digital hacia arriba de frecuencia es indispensable para lograr construir una señal de alta frecuencia. Si la etapa de decimación no está presente, se perdería la sincronía en el mezclador digital, ya que para este caso se multiplicaría una señal con frecuencia de muestreo baja con una señal con frecuencia de muestreo alta (oscilador controlado numéricamente), lo que hace que algunas muestras no coincidan al momento de multiplicarse.

3.2.4 Pre-Distorsión Digital

La pre-distorsión digital es una técnica para contrarrestar el efecto inherente de la no linealidad del amplificador de potencia en la transmisión. Los efectos no lineales crecen ante una alta relación potencia pico a potencia promedio, como por ejemplo la que se tiene con una modulación QAM. Inclusive, si la señal emplea una modulación de envolvente constante, y el amplificador de potencia procesa un conjunto de portadoras, la señal compuesta no tiene una envolvente constante, lo que produce un incremento de la relación potencia pico a potencia promedio. Esto es un problema muy importante para los transreceptores de estaciones base.

Para compensar las no linealidades se pre-distorsiona la señal antes de enviarla al amplificador de potencia. La pre-distorsión digital es una técnica popular debido a que permite emplear amplificadores de alta eficiencia, además facilita su implementación y adaptación [32].

La conexión del pre-distorsionador digital con el amplificador de potencia se muestra en la figura 3.19, la señal transmitida se procesa por el pre-distorsionador en el ambiente digital antes de ser convertida a analógica y trasladada a la frecuencia de la portadora a transmitir, finalmente pasa por el amplificador de potencia, del cual se contrarrestan sus características no lineales.

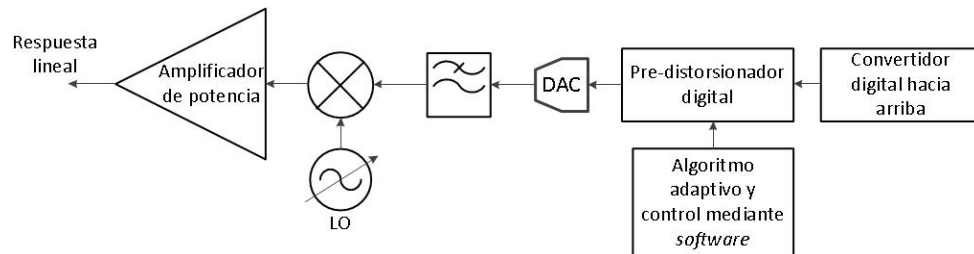


Figura 3. 19 Conexión del pre-distorsionador digital en la etapa de transmisión de un TDS

El pre-distorsionador digital ajusta adecuadamente la amplitud y la dependencia de fase ante la respuesta no lineal del amplificador con el fin de compensar sus características no lineales [33]. El proceso de la pre-distorsión digital se muestra en la figura 3.20. Una implementación analógica de esta etapa se vuelve compleja al estar compuesto por elementos analógicos.

En el estándar LTE se utiliza la modulación OFDM que es una modulación multiportadora y se presenta una alta relación potencia pico a potencia promedio, por lo tanto es indispensable utilizar

amplificadores de potencia de muy alta linealidad. La técnica de pre-distorsión digital de la señal permite emplear amplificadores de potencia de alta eficiencia, sin embargo, la pre-distorsión digital aumenta el consumo de potencia en el transmisor, por lo que el esquema OFDM sólo se utiliza en el enlace de bajada [34].

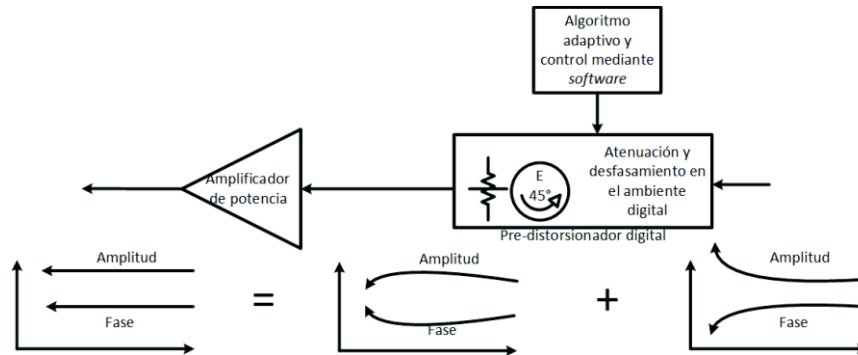


Figura 3. 20 Diagrama a bloques del amplificador de potencia y el pre-distorsionador digital

3.2.5 Velocidad de Procesamiento

Con el rápido desarrollo de la tecnología y la evolución de los estándares, los transreceptores para estaciones base necesitan adaptarse rápidamente a los nuevos cambios. Tales cambios se enfocan en sistemas adaptivos, inteligentes, multiservicios y multiusuarios; con base en estos cambios, las tareas de los procesadores de un transceptor definido por *software* aumentan considerablemente.

Función	Tx/Rx	MIPS
Convertidor digita hacia debajo de frecuencia	Rx	3000
Correlación cruzada	Rx	1500
Acceso y detección	Rx	650
Receptor de barrido	Rx	650
Sumador de señales	Rx	24
Estimación del canal	Rx	12
Control automático de ganancia	Rx	10
Decimador	Rx	12
Decodificador de turbo códigos	Rx	52
Convertidor digital hacia arriba de frecuencia	Tx	3900
Interpolación	Tx	12
Codificador de turbo códigos	Tx	15
	Total	9837

Tabla 3. 5 Número de instrucciones por segundo en el procesamiento de la señal [3]

El consumo de potencia y la velocidad de procesamiento están estrechamente relacionados. Uno de los requisitos ante el estudio y desarrollo de los transreceptores definidos por *software* es medir el número de instrucciones por segundo y considerar procesadores que tengan un bajo consumo

de potencia por instrucciones realizadas en un cierto tiempo para el procesamiento de señales. En la tabla 3.5 se muestra una estimación de la carga en el procesamiento de la señal para la etapa digital de un transreceptor que opera bajo el esquema CDMA y considera un canal que tiene una tasa de datos de 384 Kbps [3].

A partir de la tabla 3.5 se observa que la mayor parte del procesamiento se realiza en la sección de recepción, esto corresponde al 60% del rendimiento total del procesador. Si se tiene una FPGA con una velocidad de procesamiento de 7500 MIPS, el tiempo de procesamiento de la señal de recepción es de 790 ms [35]. Conforme se implementen dispositivos de alta velocidad de procesamiento el tiempo real y se optimice el código fuente para reducir el número de instrucciones por etapa, se podrá reducir el tiempo de procesamiento de la señal. Otra manera de aumentar la velocidad de procesamiento es utilizar la ventaja de la concurrencia que es la característica principal de un FPGA, las instrucciones se pueden realizar paralelamente.

En [36] se presenta una tabla (ver tabla 3.6) de la estimación de la cantidad de potencia que se consume por MIPS, estos datos se tienen para procesadores de bajo consumo de potencia, para la transmisión y recepción en un sistema LTE, con esquema de codificación espacio-temporal por bloques (STBC por sus siglas en inglés). La estimación del número de instrucciones por segundo se realiza con base en el DSP TMS320C6455 y tiene un rendimiento de 2.9 MIPS/mW [37].

Función	Rx/Tx	Consumo de potencia (mW)	MIPS
Transformada rápida de Fourier	Rx	92.4	267.96
Detección de la palabra OFDM	Rx	1770	5133
Estimación del canal y ecuaización	Rx	16.05	46.545
Decodificación STC	Rx	9.9	28.71
Control de potencia	Rx	0.9	2.61
De-mapeo de frecuencia	Rx	2.55	7.395
Demodulación	Rx	12.6	36.54
Des-entrelazado de bits	Rx	7.5	21.75
Revisión de la redundancia cíclica	Rx	599.25	1737.825
Decodificación de turbo códigos	Rx	9375	27187.5
Descifrado	Rx	53.02	153.758
Cifrado	Tx	53.5	155.15
Revisión de la redundancia cíclica	Tx	43.5	126.15
Codificación convolucional	Tx	7.2	20.88
Entrelazado de bits	Tx	7.57	21.953
Modulación	Tx	1.28	3.712
Codificación STC	Tx	1.95	5.655
Transformada inversa de Fourier	Tx	94.42	273.818
Total			35231

Tabla 3. 6 Número de instrucciones por segundo en el procesamiento de la señal en un sistema LTE [36]

Para un sistema LTE el sistema se vuelve complejo por lo que el número de instrucciones por segundo asciende considerablemente. El receptor es el principal consumidor de recursos del procesador de señales debido a que procesa una señal aleatoria y su objetivo es recuperar con una probabilidad muy pequeña de error la información. A esto se le suma la velocidad en que se puede procesar la información, los sistemas de telefonía celular son sistemas que no toleran retardo por lo que necesitan procesadores de señal de muy alta velocidad y alto paralelismo [3].

3.3 Tarjetas de Radio de *Software* Universal (USRP)

Con la introducción de tarjetas de radio de *software* universal en el mercado, se reduce el costo de los radios definidos por *software* que se emplean en estaciones base. El USRP fue inicialmente desarrollado por Matt Ettus [38], [39]. Los USRP son de bajo costo ya que emplean un *software* y *framework* sin licencias como lo es GNU. GNU también es compatible con el *hardware* de dominio público, por lo que no hay necesidad de pagar por los permisos de la arquitectura. En la actualidad las tarjetas de radio de *software* universal se apoyan de *Simulink* y *Labview*. Con la plataforma *Labview* se realiza un procesamiento de la señal en tiempo real, esto es posible por la alta velocidad de los procesadores, además de que el envío de datos hacia y desde el USRP es del orden de Gigabits por segundo (Gbps) [40].

Una tarjeta de radio de *software* universal funciona como una interfaz de radiofrecuencia para un equipo que ejecuta el *software* de radio GNU, convirtiendo las ondas de radio captadas por una antena en copias digitales que el *software* puede manejar, o por el contrario, convertir una onda sintetizada por el equipo en una señal de radio para su posterior transmisión. En esta sección de la tesis se estudiarán aspectos importantes de las tarjetas de radio de *software* universales como sus componentes y arquitectura.

3.3.1 Componentes principales de una tarjeta USRP

La tarjeta de radio definida por *software* es una tarjeta de adquisición de datos que contiene varias secciones, los componentes principales son: Convertidores digital-analógico y analógico-digital, tarjeta auxiliar de RF y una FPGA [41].

Por ejemplo la parte de la interfaz analógica contiene cuatro convertidores analógico-digital y cuatro convertidores digital-analógico. La velocidad del convertidor analógico-digital es de 65 a 100 millones de muestras por segundo, la del convertidor digital-analógico varía de 128 a 400 millones de muestras por segundo. La resolución del convertidor analógico-digital es de 12 bits mientras que para el convertidor digital-analógico es de 14 bits [41].

Las tarjetas auxiliares de RF son tarjetas que contienen la etapa de radiofrecuencia, sintonizan

el canal de transmisión y recepción, puede procesar señales desde DC hasta 6 GHz [42]. En la tarjeta auxiliar de RF se tienen dos canales de transmisión y dos de recepción, se pueden multiplexar varias tarjetas para aumentar los canales de transmisión y recepción [43]. Cada rama de recepción tiene acceso a dos convertidores analógico-digital de igual manera para cada rama de transmisión. De esta forma se puede descomponer a la señal de RF en sus componentes de fase y cuadratura para que cada una sea procesada por el ADC/DAC.

La FPGA es el componente principal de una tarjeta de radio definido por *software* universal, asigna el ancho de banda para la señal de transmisión y recepción, implementa los convertidores de frecuencia hacia arriba y hacia abajo, incrementa y reduce las frecuencias de muestreo de la señal digital a través de interpoladores y decimadores, se conecta al equipo de cómputo donde se continúa el procesamiento de la señal en banda base. En la figura 3.21 se muestra los componentes principales de una tarjeta de radio de *software* universal.

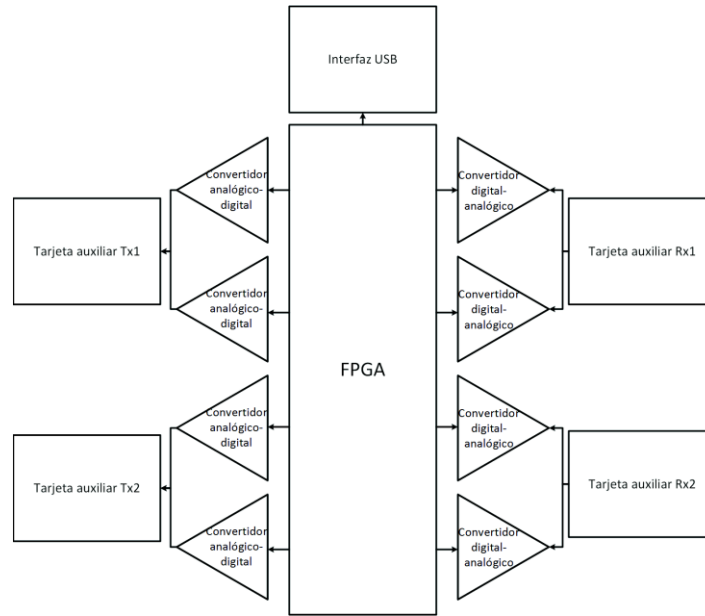


Figura 3. 21 Componentes principales de una tarjeta de radio de software universal

3.3.2 Arquitectura de un USRP

La arquitectura de una tarjeta de radio de *software* universal se muestra en la figura 3.22. En la recepción se tienen 4 convertidores analógico-digital, a cada convertidor le corresponde un reductor digital de frecuencia. Generalmente, cada rama de recepción se envía a dos convertidores analógico-digital, las muestras se digitalizan y se envían a la FPGA para el procesamiento. Al digitalizarse la señal se direccionan por medio de un multiplexor hacia el convertidor digital de bajada de frecuencia.

El convertidor digital hacia abajo de frecuencia tiene dos tareas principales: trasladar el espectro de la señal de frecuencia intermedia a banda base y reducir la tasa de muestreo para que sea compatible con la adquisición de datos mediante USB, que es un enlace con una tasa de 480 Mbps [39]. El convertidor digital de frecuencia hacia abajo tiene como entradas las salidas de dos convertidores analógico-digital, un USRP tiene 4 convertidores digitales de reducción de frecuencia; si el multiplexor no existiera se necesitarían 8 convertidores analógico-digital.

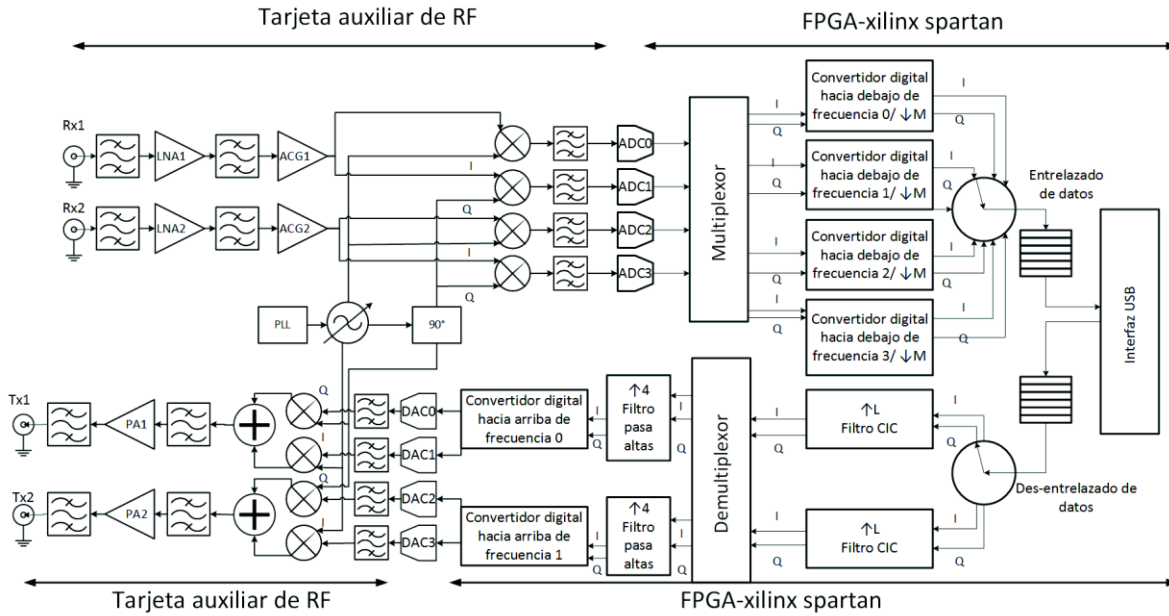


Figura 3. 22 Arquitectura de un periférico de radio de software universal

En el transmisor se tiene la señal base base que se modula en un componente en fase y otra en cuadratura. Los procesos en la transmisión son inversos a los de recepción, el convertidor digital hacia arriba de frecuencia interpola la señal y traslada su espectro alrededor de la frecuencia intermedia, esta señal que es aún digital, se envía a través del convertidor digital-analógico para que sea filtrada, amplificada y transmitida al medio.

A la salida de la etapa del interpolador se encuentra el demultiplexor. En este caso cada salida de fase y cuadratura del filtro de peine integrador en cascada (CIC) se envían a un convertidor digital-analógico. El usuario únicamente especifica qué convertidor digital-analógico va a cada salida del filtro CIC.

3.3.3 Características y ventajas de un USRP

La configuración de un periférico de radio de *software* universal se basa en GNU Radio [44] que es un conjunto de herramientas de desarrollo de *software* libre que ofrece bibliotecas de procesamiento digital de señales. El *software* libre reduce los costos de un transreceptor definido por *software*, lo que le da ventajas económicas con respecto a las tarjetas que utilizan *software* con

licencias privadas.

Los programas que corren en GNU radio se escriben en C++ y *python* [38]. El enfoque de la programación es tratar distintas partes del sistema como módulos que se envían información entre ellos, lo que les permite a los programadores concentrarse únicamente en el módulo de interés, los demás módulos son vistos como cajas negras.

El enrutamiento entre modulos se realiza a través de *python*, mientras que para el procesamiento de la señal se utiliza el lenguaje C++, ya que para cuestiones de optimización computacional es mejor que *python* [43]. La ventaja principal de utilizar un lenguaje de programación como *Python*, es que es un lenguaje interpretado. Por ejemplo, las siguientes instrucciones seleccionan el tipo de modulación en un USRP [43].

```
modulaciones = modulation_utils.type_1_mods()
modulador = mods['qpsk']
```

En la primera línea de instrucción se obtiene de una lista predeterminada de posibles modulaciones y la guarda en la variable *modulaciones*, en la segunda línea crea un objeto *modulador* al que se le asigna la modulación QPSK.

Un USRP tiene la ventaja de que funciona en un intervalo amplio de frecuencias con el fin de operar en un determinado estándar con la antena apropiada. Las dos ramas de transmisión/recepción de un USRP permiten tener sistemas independientes o emplear esquemas de diversidad o del tipo MIMO. Entre la ventaja más importante de los USRP es que mediante su sencillez y flexibilidad se pueden crear sistemas inalámbricos de una manera más rápida y óptima.

3.4 Transreceptores Definidos por *Software* y su relación con antenas activas

La reducción del peso y tamaño de los transreceptores definidos por *software* facilita su integración con las antenas de estación base, posibilitando el desarrollo de antenas activas, la cuales, como ya se analizó, permiten aumentar la eficiencia en la transmisión, la sensibilidad en la recepción, entre otros factores importantes. Desde el punto de vista de la antena, es necesario que tenga una amplia banda o que se puedan tener arreglos multibandas con la capacidad de que sean reconfiguradas. Se pueden diseñar antenas de ultra banda ancha con alta ganancia, pero presentan la desventaja que la configuración adaptiva del patrón de radiación es complicado, ya que éste depende de la frecuencia.

Con el uso de antenas activas en estaciones base se permite distribuir el *hardware*, donde el elemento radiador y el transreceptor está montados sobre la torre. La arquitectura distribuida permite aumentar la eficiencia de potencia en la transmisión y la sensibilidad en la recepción, además la cantidad de componentes de *hardware* de la estación base disminuye considerablemente y permite

agrupar los componentes de otras estaciones base en un solo sitio. En las siguientes secciones se tratan puntos acerca de los transreceptores definidos por *software* y su relación con las antenas activas en los estándares actuales de la comunicación celular.

3.4.1 Arquitectura distribuida de una estación base

En una arquitectura distribuida de estaciones base, el transreceptor definido por *software* es una unidad de radio remota que se integra a una antena de estación base, lo anterior permite reducir la cantidad de componentes en un gabinete. Esto es favorable porque ante el aumento de capacidad, las celdas se dividen, lo que genera nuevos sitios para la implementación de estaciones base, en ambientes urbanos el espacio es reducido por lo que es conveniente instalar únicamente la antena con el transreceptor definido por *software* como se muestra en la figura 3.23 [45].

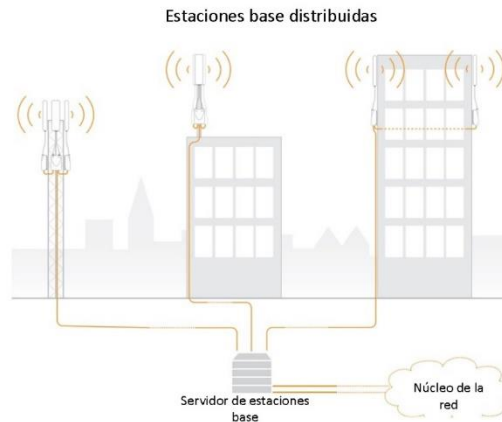


Figura 3. 23 Arquitectura distribuida de estaciones base

La arquitectura distribuida de estaciones base permite aumentar la cobertura y aumentar la capacidad del sistema celular a un bajo costo. Como el servidor de las estaciones base se encuentra a distancia, la comunicación entre ésta y el transreceptor definido por *software* se puede realizar por medio de fibra óptica [46].

3.4.2 Sistemas multiestándar y adaptivos

Con el desarrollo de las comunicaciones celulares y la generación nuevos servicios, los transreceptores deben operar ante diferentes estándares con el fin de atender la mayor cantidad de usuarios con los mismos recursos de la estación base. La división de las celdas es la solución principal para el aumento de capacidad del sistema. Las estaciones base deben estar listas para estos cambios.

Un sistema adaptivo en una estación base puede seleccionar el escenario apropiado que garantice confiabilidad del enlace, siempre y cuando haya recursos de *hardware* [47]. Para la selección del canal óptimo se requiere de un sistema que realice los cambios en tiempo real y garantizar que siempre se tenga un canal confiable.

Las estaciones base que usan transreceptores definidos por *software* son más flexibles, pueden proporcionar mayor cantidad de servicios y se pueden adaptar de manera autónoma a los cambios presentes en el canal de comunicación y del tráfico de datos. Por ejemplo, en un concierto, el número de usuarios podría cambiar drásticamente en un periodo relativamente corto de tiempo, los servicios

y el número de canales cambian rápidamente. En este escenario, es común que se sature la red y algunos usuarios pierdan la comunicación o incluso sean bloqueados al acceder a la red. Lo anterior se puede mitigar al aumentar la cantidad de transreceptores en la estación base, si éstos son definidos por *software* el sistema se vuelve un sistema adaptivo [47].

Un sistema multiestándar para estación base se muestra en la figura 3.24. Debido a que un sistema adaptivo multiestándar de una estación base tiene una gran cantidad de *hardware*, este se debe controlar adecuadamente. Todos los datos necesarios, tales como la cantidad de tráfico y el número de terminales móviles se supervisan, sobre estos datos, el *software* decide si aumentar o disminuir el número de canales.

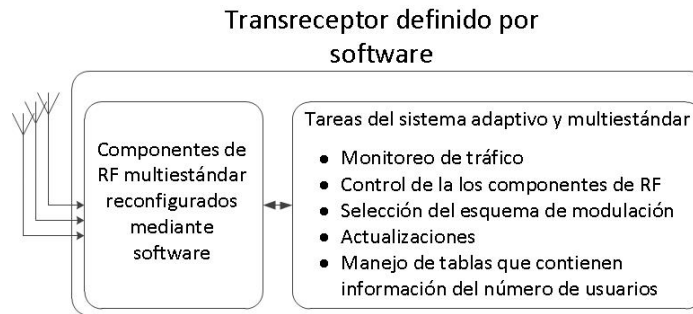


Figura 3. 24 Tareas de un sistema adaptivo y multiestándar empleando un transreceptor definido por software

3.4.3 Transreceptores Definidos por *Software* y antenas activas en estaciones base LTE

Ante un sistema multiestándar y adaptivo es necesario tener una interfaz aérea que sea compatible con los transreceptores definidos por *software* en la estación base, las antenas activas son la solución adecuada. En estaciones base, una antena activa consiste en integrar el transreceptor definido por *software* con el elemento radiador, la antena activa no sólo mejora la calidad de recepción y transmisión, también facilita el control electrónico de la amplitud y fase de las señales en cada de los dipolos que constituye el arreglo radiador, lo que permite una configuración inteligente y adaptiva del lóbulo principal.

Las antenas activas son una importante herramienta de los modernos sistemas de comunicaciones que operan con el estándar LTE. La configuración del haz principal permite dirigir la señal hacia usuarios potenciales en la celda, mientras que al mismo tiempo se disminuye la interferencia a celdas vecinas [48]. Los sistemas LTE no solamente emplean sectorización horizontal, sino también vertical [34]. Las antenas activas pueden realizar esta sectorización con haces que tienen distinta inclinación como se muestra en la figura 3.25, la sectorización vertical permite dividir la celda en dos nuevas celdas, si el número de lóbulos aumenta se generan más divisiones que pueden atender puntos estratégicos con mayor carga de tráfico [48] y [49].

La técnica de sectorización vertical aumenta la eficiencia en el consumo de energía, la celda es capaz de limitar el área de cobertura en función a la carga de tráfico presente en la celda. Si se considera el escenario de la figura 3.25, el sistema puede manejar dos subsistemas independientes de comunicación, a pesar de la independencia, los transreceptores definidos por *software* permiten atender a los dos subsistemas en tiempo real. Un transreceptor definido por *software* es una extensión importante que complementa la arquitectura de una antena activa porque sin él, las características multiestándar serían más complejas. Los transreceptores definidos por *software* para los sistemas LTE se encargan de tareas sofisticadas como procesar una gran cantidad señales provenientes de distintos usuarios en una celda, controlar el tráfico, asignar canales de alta confiabilidad, garantizar una alta tasa de transmisión por usuario y hacer frente a las actualizaciones [2]. Ante estas tareas, las instrucciones en los transreceptores definidos por *software* se incrementan y es necesario utilizar circuitos programables de alta velocidad. Por otra parte el paralelismo logra procesamiento de la señal en tiempo real, el nivel de paralelismo aumenta con el número de núcleos presentes en el procesador. Aumentar el número de núcleos en el procesador indica que el tiempo de procesamiento de las tareas se reduce sin la necesidad de añadir componentes de *hardware* extra [50].

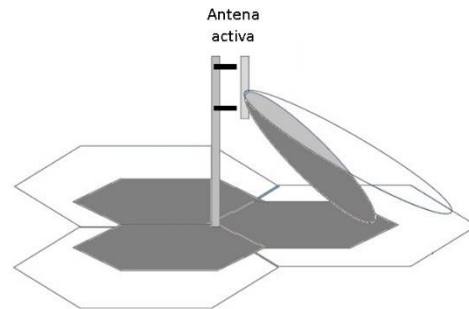


Figura 3. 25 Sectorización vertical en LTE

3.4.4 Impacto de los TDS sobre estaciones base

Una arquitectura distribuida de estaciones base conlleva a estaciones base compactas que reduce el costo del *hardware*. Los transreceptores definidos por *software* contienen los bloques de radiofrecuencia y banda base en un mismo módulo y la señal únicamente se envía a través de fibra óptica a un nodo centralizado que tiene acceso a la red [45]. Los costos se reducen aún más con el empleo de *software* y *hardware* sin licencia, GNU radio es una opción que se utiliza en los periféricos de radio de *software* universal, aunque también existe *Labview* y *Simulink*, pero éstos no son libres. Al utilizar GNU radio se crea una plataforma común para todas las estaciones base disponibles en la red por lo que las actualizaciones son universales para todas las estaciones base.

Los periféricos del radio de *software* universal son transreceptores que se adaptan a los sistemas multiestándar y multiservicios presentes en estaciones base. La configuración del patrón de radiación permite dirigir el lóbulo principal en una dirección específica y reconfigurarlo a través de *hardware* extra que se encargue del control de amplitud y fase de alimentación de cada elemento del arreglo. La integración de estos bloques se le conoce como antena activa, su implementación es de gran importancia en estaciones base que atienden gran cantidad de servicios de diferentes usuarios y que tienen un alto orden de sectorización ya sea vertical u horizontal.

Los transreceptores definidos por *software* son los encargados del procesamiento de las señales de una estación base, su configuración mediante *software* es compatible con el control de la estación base. Los requisitos generales de una estación base reconfigurable son los siguientes [51].

- Uso de varios estándares y la habilidad de pasar de uno a otro
- Selección dinámica de la frecuencia de sintonía
- Capacidad de asignar dinámicamente el espectro
- Monitoreo de canales para la reutilización del espectro
- Optimización dinámica de la capacidad en función al tráfico de usuarios
- Modulación adaptiva
- Ajuste del patrón de radiación de las antenas
- Reconfiguración de la red en la capa de transporte

Los requisitos anteriores dependen de la calidad de servicio que se ofrece a los usuarios con la mínima cantidad de *hardware*. Buena parte de ellos se obtienen por medio de los transreceptores definidos por *software*. Además de los requisitos anteriores se deben considerar exigencias relacionadas con la asistencia técnica de la estación base, la certificación, confiabilidad y tiempo de vida del *hardware*. Los actuales dispositivos se construyen con base en la filosofía de que los transreceptores definidos por *software* deben cumplir los estándares 3GPP, lo que garantiza totalmente la compatibilidad entre ellos [51]. Los transreceptores definidos por *software* son un complemento principal e importante de las antenas activas que es tema principal de esta tesis. Las antenas activas presentan grandes mejoras en las actuales estaciones base como aumento de eficiencia, capacidad, mejoran el enlace de subida y bajada, reducen la interferencia, la intermodulación pasiva y permiten desarrollar sistemas de multiservicios y multiestándares.

Referencias del Capítulo 3

- [1] J. Mitola, *Software Radio Architecture*, First ed., New York: John Wiley and Sons, 2000, pp. Chap. 1, Chap 4.
- [2] E. Buracchini, "The Software Radio Concept," *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, n° 9, pp. 138-143, Sept. 2000.
- [3] P. Burns, *Software Defined Radio for 3G*, First ed., United State of America: Mobile Communications Series, Artech House Boston, 2003.
- [4] R. Namkyu, Y. Yusuk, C. Seungwon, R. C. Palat y H. R. Jeffrey, "Smart Antennas Base Station Open Architecture for SDR Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, n° 3, pp. 58-69, Jun. 2006.
- [5] ClearComm Technologies, "Wireless Products 1800 Band Duplexer," [En línea]. Available: <http://www.clearcommtech.com/pdf/1800%20BAND%20DUPLEXER%20-%20CCDP-558.pdf>.
- [6] J. H. Reed, *Software Radio a Modern Approach to Radio Engineering*, USA: Prentice Hall PTR, 2002.
- [7] B. Razavi, *RF Microelectronics*, First ed., United State of America: Prentice Hall, 1998, pp. 118-122.
- [8] C.-W. Lin, Y.-Z. Liu y K. Y. J. Hsu, "A Low Distortion and Fast Settling Automatic Gain Control Amplifier in CMOS Technology," *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, pp. I-541-I-544, 2004.
- [9] A. V. Oppenheim, *Signal and Systems*, Second ed., China: Prentice Hall, 1998, pp. 527-534.
- [10] J. S. Chitode, *Digital Communications*, First ed., India: Technical Publications Pune, 2008, p. Chap. 1 .
- [11] J. G. Proakis y M. Salehi, *Digital Communications*, Fifth ed., New York: McGraw Hill Higher Education, 2008, pp. 1-9.
- [12] Z. Luo, W. Li, Y. Zhang y W. Guan, "A Multi-standard SDR Base Band Platform," *IEEE International Conference on Computer Networks and Mobile Computing*, pp. 461-464, 2003.
- [13] V. K. Ingle y J. G. Proakis, *Digital Signal Processing Using Matlab*, USA: Bookware Companion Series, 1996, pp. 386-413.
- [14] P. S. R. Diniz, E. A. B. da Silva y S. L. Netto, *Digital Signal Processing*, USA: Cambridge, 2010.
- [15] JTRS, "Software Communications Architecture Specification MSRC-5000SCA V2.2," 19 Diciembre 2001. [En línea]. Available: http://www.public.navy.mil/jtnc/SCA/Documents/SRD_Release_V2.2.pdf. [Último acceso: 15 Abril 2015].
- [16] C. R. A. González, C. B. Dietrich, J. H. Reed y T. Virginia, "Understanding the Software Communications Architecture," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, n° 9, pp. 50-57, 2009.
- [17] R. A. Mosbeck, L. C. Reeve y J. R. Thedens, "Software Portability in Open Architectures," *Conference Digital Avionics Systems*, vol. 2, pp. 9E1/1- 9E1/8, 2001.
- [18] Organization LINUX, "Linux," [En línea]. Available: <http://www.linux.org/>. [Último acceso: 13 Abril 2015].
- [19] Free Software Foundation , "El sistema Operativo GNU," GNU, [En línea]. Available: <http://www.gnu.org/licenses/>. [Último acceso: 13 Abril 2015].

- [20] V. Yodaiken, "The RT-Linux Manifesto," *Department of Computer Science New Mexico Institute of Technology*, pp. 1-12.
- [21] W. H. W. Tuttlebee, *Software Defined Radio Baseband Technologies for 3G Handsets and Basestations*, England: John Wiley & Sons, 2004, p. Chap. 1.
- [22] J. K. Cavers, "Amplifier Linearizing Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirements," *Proceedings of the 40th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 41-47, 1990.
- [23] J. K. Cavers y M. Liao, "Adaptive Compensation for Imbalanced and Offset Losses in Direct Conversion Transceiver," *Proceedings of the 41st Annual IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 578-583, 1991.
- [24] B. Kraemer, "Data Conversion Consideration for Software Radios," *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques an applications*, vol. 2, pp. 546-550, 1998.
- [25] Architectures RF-sampling and GSPS ADCs Breakthrough ADCs Revolutionize Radio, "RF-Sampling and," 2012. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/sg/snwt001/snwt001.pdf>. [Último acceso: 2015 Abril 16].
- [26] S. S. Gor, "Evolution of Mobile Base Station Architectures," *Microwave Review*, pp. 29-37, 2007.
- [27] E. Soria, M. Martínez, J. V. Francés y G. Campos, *Tratamiento de Señales*, Madrid: Pearson Educación, 2003, pp. 4-5.
- [28] R. H. Walden, "Performance Trends for Analog-to-Digital Converters," *IEEE Communications Magazine*, vol. 37, n° 2, pp. 96-101, 1999.
- [29] X. Xu, X. Xie y F. Wang, "Digital Up and Down Converter in IEEE 802.16d," *IEEE 8th Conference on Signal Processing*, vol. 1, pp. 1-4, 2006.
- [30] Y. N. Santhosh, N. Palacha y C. P. Raj, "Design and VLSI Implementation of Interpolators/decimators for DUC/DDC," *IEEE 3rd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology*, pp. 755-759, 2010.
- [31] D. B. Chester, "Digital IF Filter Technology for 3G Systems: An Introduction," *IEEE Communications Magazine*, vol. 37, n° 2, pp. 102-107, 1999.
- [32] X. Yu y H. Jiang, "Digital Predistortion Using Basis Functions," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, n° 12, pp. 3317-3327, 2013.
- [33] A. Grebennikov, *RF and Microwave Transmitter design*, New Jersey: Wiley, 2011, pp. 666-671.
- [34] S.-E. Elayoubi, H. O. Ben y B. Fourelié, "Performance Evaluation of Frequency Planning Schemes in OFDMA-based Networks," *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 5, pp. 1623-1633, 2008.
- [35] Altera Measurable Advantage, "Arria 10 SoC Hard Processor System," [En línea]. Available: <https://www.altera.com/products/soc/portfolio/arria-10-soc/arria10-soc-hps.html>. [Último acceso: 16 Abril 2015].
- [36] R. Kumar y J. Gurugubelli, "How Green the LTE Technology Can be?," *2nd Conference on Wireless Communication Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronics Systems Technology*, pp. 1-5, 2011.
- [37] Texas Instruments, "TMS320C64x/C64x+ DSP CPU and Instruction Set," Sede Dallas Texas, 2010.
- [38] S. Cass, "Tool and Toys: Hardware for your Software Radio," *IEEE Spectrum*, vol. 43, n° 10, pp. 51-54, 2006.
- [39] E. Grayver, *Implementing Software Defined Radio*, New York: Springer, 2013, pp. 145-149.

- [40] T. B. Welch y S. Shearman, "Teaching Software Defined Radio Using the USRP and Labview," *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing*, pp. 2789-2792, 2012.
- [41] P. Balister y J. Reed, "USRP Hardware and Software Description," Chameleon Radio, Virginia Tech, Technical Memo No. 9, Virginia, 2006.
- [42] Ettus Research a National Instruments, "USRP Bus Series," [En línea]. Available: <http://www.ettus.com/product/category/USRP-Bus-Series>. [Último acceso: 20 Abril 2015].
- [43] A. M. Wyglinski, M. Nekovee y T. Hou, *Cognitive Radio Communications and Networks*, British: ELSEVIER, 2010, pp. 632-640.
- [44] Ecosystem GNU Radio The Free Software Radio, "Welcome to GNU Radio," [En línea]. Available: <http://www.gnu.org/software/gnuradio>. [Último acceso: 23 Abril 2015].
- [45] F. Rayal, "Distributed Antenna Systems and Compact Base Stations: When to Use Which?," BLINQ NETWORKS, Ottawa, 2011.
- [46] K. Akabane, H. Shiba, M. Matsui y K. Uehara, "On the Performance of Distributed Base Station in LTE Public Safety Networks," *IEEE 8th International Wireless Communication and Mobile Computing Conference*, pp. 927-932, 2012.
- [47] K. Akabane, H. Shiba, M. Matsui y K. Uehara, "Performance Evaluation of Reconfigurable Processor for SDR Mobile Terminals and SDR Base Station using Autonomous Adaptive Control Technology," *IEEE Fifth International Conference on Information, Communication and Signal Processing*, pp. 148-152, 2005.
- [48] M. Caretti, M. Crozzoli, G. Dell'Aera y A. Orlando, "Cell splitting based on active antennas: Performance assessment for LTE system," *IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, pp. 1-5, 2012.
- [49] Y. Fengyi, Z. Jianmin, X. Weiliang y Z. Xuettian, "Field Trial Results for Vertical Sectorization in LTE network using Active Antenna System," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 2508-2512, 2014.
- [50] Z. Kan, H. Lin, L. Gang, C. Hanwen, W. Wenbo y M. Dohler, "Beyond 3G Evolution," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, nº 2, pp. 30-36, 2008.
- [51] V. Kurdecha y N. Zingaveva, "Optima Reconfigurable Base Station (R-BS) Architecture and Requirements to R-BS," *International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*, pp. 465-466, 2011.
- [52] Texas Instruments, "TMS320C1x Digital Signal Processors," Sede Dallas Texas, 1987.

Capítulo 4.

Diseño del radiador de una antena para estación base

4.1 Diseño de un dipolo planar, elemento básico de una antena de estación base

Los sistemas actuales de telefonía celular transmiten a una alta velocidad de datos gracias al estándar de cuarta generación LTE. No obstante, existen usuarios que operan sobre 2G y 3G, éstos tienden a disminuir conforme la tecnología celular evoluciona a sistemas con una alta transmisión de datos. En esta transición, las estaciones base operan tanto con sistemas 4G, 3G y 2G al mismo tiempo con ayuda de los transreceptores definidos por *software*.

En el diseño de las antenas de estación base, estos cambios se presentan ante sistemas adaptivos como las antenas activas. Éstas, son cada vez más importantes para el control, planeación del reuso de frecuencia y la optimización de la capacidad del canal en la red de telefonía celular. Aunque una antena activa es un sistema complejo, su diseño parte una antena convencional de estación base que es un arreglo lineal de elementos.

Hay una gran variedad de antenas que se toman como elementos radiadores de una antena de estación base, algunas de ellas son antenas de parche, antenas Yagi, dipolos y monopolos [1]. La desventaja de las antenas de parche es que tienen un ancho de banda estrecho y no manejan altas potencias, las antenas Yagi tienen un ancho de banda amplio y alta ganancia, sin embargo, son de gran tamaño. El tamaño pequeño y la simplicidad de un dipolo lo hace apto para el desarrollo de antenas de estación base, por lo general, un dipolo impreso tienen un ancho de banda de 15% para una $VSWR < 2$ [2].

4.1.1 Características de los radiadores de estaciones base

El conjunto de características de los elementos radiadores permiten establecer el diseño de una antena de estación base. En algunos casos los parámetros de los radiadores se comprometen para lograr el diseño apropiado, por ejemplo: un radiador de alta ganancia es de gran tamaño, lo que produce una mayor carga en la torre de estación base. Al considerar un sistema sectorizado, es necesario que el patrón de radiación tenga una alta estabilidad en toda la banda de operación. En antenas multibanda, los patrones de radiación suelen ser diferentes y se dificulta el control para la formación del patrón de radiación a través de las excitaciones de amplitud y fase de cada elemento del arreglo.

Algunas de las características que deben reunir los elementos radiadores de una antena de estación base son las siguientes:

- Amplio ancho de banda.** El radiador se diseña a una cierta banda de frecuencia para cubrir un determinado estándar. Por ejemplo LTE opera sobre la banda de 1710-2690 MHz, para este intervalo de frecuencias el valor de la VSWR debe ser mayor a 1 y menor a 1.43. Los sistemas de telefonía celular constantemente incrementan las bandas de frecuencias para proporcionar cada vez más servicios, por lo que es necesario que los elementos radiadores amplíen su ancho de banda. En la tabla 4.1 [3] se presentan las bandas de frecuencia que se utilizan en telefonía celular.
- Alta estabilidad del patrón de radiación sobre la banda de frecuencias de operación.** Las antenas de estación base emplean esquemas de sectorización con el fin de aumentar la capacidad del sistema, ante esta característica es necesario que el ancho del lóbulo principal del elemento radiador sea estable para la banda de frecuencias de operación. Un caso crítico es que al ancho del haz tienda a disminuir en una cierta frecuencia dentro de la banda de respuesta, esto produce que la zona de transferencia de llamada desaparezca o sea inestable y como consecuencia se genere una pérdida de llamada. Los anchos de haz que se usan típicamente son de $63 \pm 3^\circ$ y $90^\circ \pm 5^\circ$. Un dipolo puesto en un plano reflector tiene un ancho de haz aproximadamente de 90° que se puede reducir al doblar o curvar el plano reflector [3].

Banda de frecuencias [MHz]	Nombre de referencia	Servicio
450-470	450 MHz	Telefónico y datos
824-890	850 MHz	Telefónico y datos
870 (880)-960	900 MHz	Telefónico y datos
824-960 (850-900)	Banda baja	Telefónico y datos
1710-1880	1800 MHz	Telefónico y datos
1850-1990	1900 MHz	Telefónico y datos
1900-2170	2100 MHz	Telefónico y datos
1710-2170 (1800, 1900 y 2100)	Banda alta	Telefónico y datos

Tabla 4. 1 Bandas de frecuencia, nomenclatura y servicios de telefonía celular [3]

- Baja intermodulación pasiva.** En el enlace de bajada, los elementos radiadores de una antena de estación base operan con múltiples portadoras a una alta potencia. Ante estas condiciones, los fenómenos no lineales se presentan y como consecuencia se generan productos de intermodulación pasiva sobre uniones metal-metal, materiales que presenten capas de óxido y uniones de metal a través de soldadura.

La intermodulación pasiva también se puede presentar en antenas de parche. En una antena de parche, el conductor que está sobre el sustrato genera un flujo de calor debido a alta potencia. Si las variaciones de la envolvente de RF son relativamente lentas, la distribución del calor en el metal es uniforme y la única ruta de escape del flujo es a través del sustrato. Si las variaciones de la envolvente de RF son relativamente rápidas, la distribución del calor en el metal fluirá a

regiones metálicas menos calientes actuando como un disipador. El calentamiento debido a la conducción eléctrica es una fuente de intermodulación pasiva que depende de la frecuencia de la señal de RF. Aunque no se considera una fuente de intermodulación pasiva dominante, en [4] se hace un estudio de los efectos de la intermodulación pasiva producida por el calentamiento.

Una manera de minimizar las fuentes de intermodulación pasiva es disminuir la cantidad de uniones metal-metal con o sin soldadura, cubrir los elementos radiadores para evitar que se oxiden. En la construcción de los radiadores se deben descartar materiales electropositivos como el aluminio, estos materiales se cubren fácilmente de óxido sobre su superficie.

- **Operar a altas potencias.** Con el fin de establecer una amplia área de cobertura, las antenas de estación base operan con potencias del orden de centenas de watts (de 500 a 1000 watts [5]). Los dipolos y monopolos son elementos radiadores que son compatibles con la operación de altos niveles de potencia. Éstos introducen baja pérdidas óhmicas y son los que más comúnmente se usan en antenas de estación base. Debido a que operan en altas potencias, en su diseño se toman en cuenta las posibles fuentes de intermodulación pasiva con el fin de minimizarlas.
- **Alta ganancia.** La ganancia de los elementos radiadores está en función del ancho del lóbulo principal, entre más estrecho es éste, mayor es la ganancia. Un alto orden de sectorización permite independizar el tráfico dentro de la celda y aumentar la capacidad, los sistemas con un alto orden de sectorización requieren antenas con anchos de lóbulos más estrechos y de mayor ganancia.

Los radiadores de alta ganancia suelen ser de gran tamaño, el tamaño es una característica que se debe tomar en cuenta con el fin de reducir la resistencia al viento y la carga de en la torre de estación base. Doblar o curvar el plano reflector permite incrementar un poco la ganancia sin aumentar el tamaño del elemento radiador.

Longitud	$\frac{\lambda}{10}$	$\frac{\lambda}{2}$	λ	$\frac{3\lambda}{2}$
Impedancia de entrada	$R \sim 2\Omega$ jX capacitiva	$R \sim 73\Omega$ $jX \sim 0 \Omega$	$R \sim$ muy grande $jX \sim 0 \Omega$ Para un dipolo delgado	$R \sim 100\Omega$ $jX \sim 0 \Omega$ Para un dipolo delgado
Nota	La reactancia es sensible al radio del alambre	La impedancia no es sensible al radio del alambre	La impedancia es sensible al radio del alambre	La impedancia es sensible al radio del alambre

Figura 4. 2 Características de la impedancia de entrada de un dipolo convencional

- **Impedancia estable en todo el ancho de banda de operación de la antena.** La impedancia del

elemento radiador es un parámetro que depende de la frecuencia y ésta no debe tener una variación grande dentro de la banda de operación. En la tabla 4.2 se muestra el valor de la impedancia de un dipolo en función de λ .

- **Baja polarización cruzada (del elemento radiador).** Es común utilizar diversidad por polarización en antenas de estación base con el fin de hacer frente a los desvanecimientos, por este motivo, el radiador se diseña con doble polarización, y cada dipolo debe tener muy bajo nivel de polarización cruzada para que no se degrade la selectividad por polarización cruzada del arreglo. Un dipolo presenta una polarización lineal y muy baja polarización cruzada [3], éstos se pueden cruzar para lograr una polarización ortogonal, por ejemplo horizontal-vertical o $\pm 45^\circ$. La polarización $\pm 45^\circ$ es la más utilizada en estaciones base de telefonía celular [6].

Los radiadores de doble polarización se pueden diseñar de tres posibles maneras, éstas se muestran en la figura 4.1. La antena de parche con doble polarización que se muestra en la figura 4.1 (a), generalmente tiene insuficiente ancho de banda. Éste se puede incrementar a través del apilamiento de parches parásitos que se excitan por encima del radiador principal. El ancho del haz de una antena de parche doble polarización es alrededor de 72° [3].

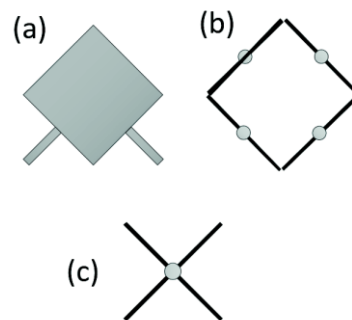


Figura 4. 1 Elementos radiadores de doble polarización: (a) antena de parche, (b) arreglo cuadrado de dipolos y (c) dipolos cruzados

En la figura 4.1 (b) se muestra un arreglo cuadrado de dipolos, este radiador de doble polarización presenta un ancho de haz de 65° en el plano azimutal. La forma del arreglo que se muestra en la figura 4.1 (b) tiene una polarización de $\pm 45^\circ$, la desventaja que se tiene es que utiliza el doble de dipolos comparado con un radiador de dipolos cruzados.

En la figura 4.1 (c) se muestra un radiador de dipolos cruzados. Este radiador se utiliza en la mayor parte del diseño de antenas de estación base de doble polarización y proporciona un ancho de haz en el plano azimutal del 90° .

Para un radiador de doble polarización, la relación entre el campo eléctrico de la polarización nominal y de la polarización ortogonal debe ser menor a -15 dB [7], [8].

- **Alto aislamiento entre puertos (de antenas con doble polarización).** Los dipolos son

elementos radiadores balanceados y para alimentarlos es necesario realizar la transformación de una línea de transmisión no balanceada a balanceada, por medio de un *balun*. Los *balunes* de *Pawsey* y de *Roberts* se utilizan con mayor frecuencia en los elementos radiadores de estación base [3]. En la figura 4.2 se muestran dos dipolos cada uno con un *balun* de *Pawsey* y con un *balun* de *Roberts*, respectivamente.

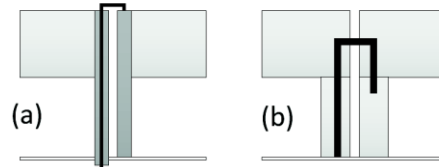


Figura 4. 2 (a) Dipolo con balun de Pawsey y (b) dipolo con balun de Roberts

En la configuración de una antena con doble polarización se presenta un acoplamiento entre los puertos de alimentación, éste existe tanto para radiadores de circuito impreso con doble polarización, como para los arreglos cuadrados de dipolos o dipolos cruzados. Una antena comercial de estación base debe presentar un aislamiento entre puertos menor a -30 dB [3].

- **Bajo error de seguimiento.** El error de seguimiento es un defecto del patrón de radiación presente en radiadores con doble polarización. En este defecto, la dirección del lóbulo principal de cada polarización nominal se desvía ligeramente del eje de simetría del radiador, lo que produce que los valores máximos de la ganancia no coincidan. En el plano azimutal, la diferencia de ganancia del patrón de radiación con polarización nominal y el patrón de radiación con polarización cruzada sobre un ángulo establecido se le conoce como error de seguimiento. Un bajo error de seguimiento hace que el valor de la ganancia coincida para cualquier ángulo del radiador de doble polarización. Ésto aumenta la confiabilidad en las zonas de transferencia de llamada en los bordes de la celda [3].
- **Tamaño pequeño.** Con el fin de reducir la carga en la torres de estaciones base, es necesario que el radiador sea de un tamaño pequeño y como consecuencia el arreglo de elementos también se ve reducido. En antenas activas, los transreceptores integrados a la antena hacen que se aumente la carga en la torre de estación base y ésta se vuelve crítica para arreglos con radiadores demasiado grandes, por lo que es favorable tener radiadores pequeños sin reducir excesivamente la ganancia de la antena.

4.1.2 Análisis comparativo y selección del elemento radiador de una antena de estación base a partir de radiadores de baja intermodulación pasiva

Una antena de estación base se constituye de tres partes principales, que son: el arreglo lineal de elementos, la red de alimentación y el plano reflector. La parte principal de la antena, la conforma el arreglo de elementos, los cuales suelen ser del mismo tipo. Los radiadores que se usan con mayor

frecuencia en antenas de estación base son antenas de parche, antenas yagi, monopolos y dipolos. En la figura 4.3 se muestran algunos ejemplos de radiadores que se emplean en estaciones base, el plano reflector junto con el factor de arreglo permite crear antenas direccionales de alta ganancia, las cuales se utilizan en sectores donde es necesario independizar el tráfico de la celda.

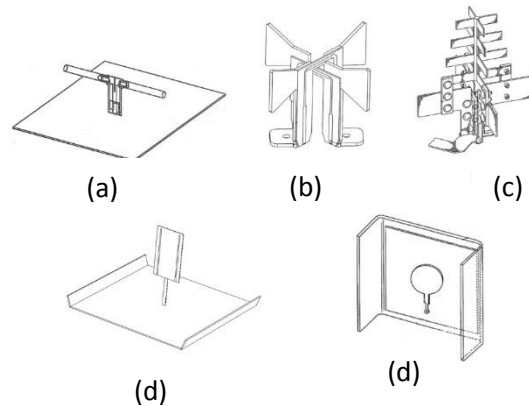


Figura 4. 3 Elementos radiadores que se emplean en estaciones base (a) dipolo con plano reflector [34], (b) dipolos con polarización ortogonal [10], (c) antena yagi con doble polarización [35], (d) monopolo planar con plano reflector [36] y (e) antena de parche circular [37]

A diferencia de los radiadores que se utilizan en equipos móviles, los radiadores de estaciones base deben poseer características propias como, alta ganancia, capacidad de operar con múltiples portadoras de alta potencia, baja intermodulación pasiva, baja polarización cruzada, alta estabilidad en el patrón de radiación con la frecuencia, pequeñas pérdidas por reflexión, alta simetría en el patrón de radiación, pequeños errores de seguimiento, ganancia estable en todo el intervalo de frecuencias de operación. Además de estas características eléctricas, las antenas deben ser pequeñas y de bajo peso con el fin de reducir la carga en la torre de estación base y la resistencia al viento.

Por sus características eléctricas inherentes, los dipolos son los radiadores compatibles con las exigencias impuestas para antenas de estación base, además tienen un tamaño relativamente pequeño, son fáciles de fabricar, tienen un bajo costo, ofrecen un amplio ancho de banda y poseen baja polarización cruzada, y adecuados para su construcción con pequeños niveles de intermodulación pasiva [9]. Estas ventajas permiten diseñar radiadores con un alto rendimiento a bajo costo. Este hecho es muy importante para los proveedores de servicios, debido a la necesidad siempre creciente de la instalación de nuevas estaciones base, así como la reducción de costos y frecuencia del mantenimiento de las antenas, ya que es intrínseco la demanda de grandes cantidades de radiadores.

El dipolo impreso de media longitud de onda es el elemento radiador más popular en estaciones base y su diseño es bien conocido; esta antena tiene un patrón omnidireccional en el plano H, se

pueden alcanzar anchos de banda alrededor del 20% para una VSWR menor a 2 [6]. Como la antena debe poder radiar grandes niveles de potencia y estar expuesta a condiciones ambientales adversas, es necesario que el sustrato sea el espacio. Éste también permite reducir las deformaciones de los elementos radiadores y obtener bajos costos de desarrollo [10], [9], [11].

En la literatura existe una amplia variedad de dipolos impresos, cada diseño se basa en la geometría de los brazos, y el tipo de alimentación puede ser mediante acoplamiento electromagnético con líneas de microcinta o por medio de una guía de onda coplanar [12]. Los radiadores con doble polarización presentan ventajas en el desarrollo de antenas para estaciones base, ya que facilita la diversidad por polarización, a diferencia de un sistema que utiliza diversidad espacial en donde los arreglos se separan de 10 a 20 longitudes de onda. Gracias a las características inherentes de los dipolos, radiadores con doble polarización se obtienen por medio de dos dipolos cruzados o con un arreglo cuadrado de dipolos, la primera opción utiliza la menor cantidad de dipolos y espacio por lo que presenta un menor costo en la fabricación. En [13] se muestra un ejemplo de un radiador de doble polarización con dipolos de parche cruzados, donde el sustrato es RF-30 del fabricante *Taconic*.

La antena de estación base opera con varias portadoras y se pueden generar productos de intermodulación en la salida debido a los fenómenos no lineales, el fenómeno anterior se le conoce como intermodulación pasiva (PIM). Una manera de reducir las fuentes de intermodulación pasiva es disminuyendo la cantidad de uniones metal-metal en el desarrollo del elemento radiador. En [14] y [11] se muestran ejemplos de dipolos cruzados con baja intermodulación pasiva, donde los dos dipolos pertenecen a una misma estructura metálica a la que se le da forma por medio de dobleces, eliminando uniones metal-metal, un ejemplo se muestra en la figura 4.4.

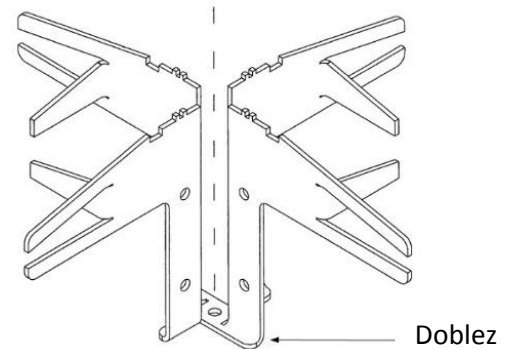


Figura 4. 4 Dipolos cruzados en una sola estructura metálica [11]

Tomando en consideración el conjunto de ventajas inherentes a los dipolos mencionados anteriormente y después de un análisis detallado de un conjunto de dipolos compatibles con su empleo en estaciones base [14], [15], [16] y [11] se decidió, en esta tesis, hacer un estudio comparativo y detallado de tres dipolos con doble polarización, adecuados para emplearse en un sistema con diversidad por polarización. La estructura de los dipolos cruzados seleccionados es compatible con muy bajos niveles de polarización cruzada, gracias a que se pueden desarrollar los dipolos cruzados a partir de una sola estructura eliminando por completo uniones metal-metal, ya que son las fuentes principales de la intermodulación pasiva. Los tres elementos radiadores seleccionados se muestran en

la figura 4.5, los cuales se colocan sobre un plano reflector.

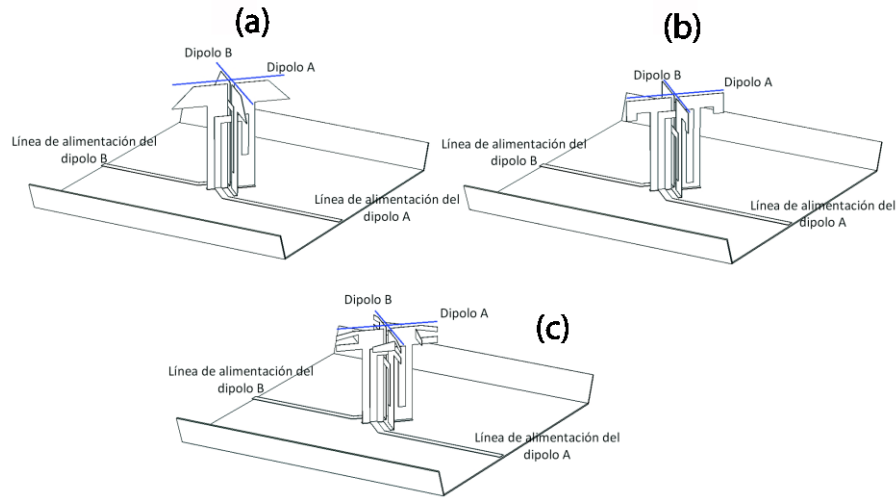


Figura 4. 5 Radiadores propuestos, (a) dipolos cruzados con corte en pendiente [14], (b) dipolos cruzados con brazos doblados [16] y (c) dipolos cruzados en forma de hélice [11]

Los elementos radiadores de la figura 4.5 presentan características en común que son: cada elemento radiador tiene presente dos dipolos cruzados con el fin de ser compatibles con la diversidad por polarización. Los elementos radiadores se describen como: dos dipolos cruzados con corte en pendiente, figura 4.5 (a); dos dipolos cruzados con brazos doblados, figura 4.5 (b); dos dipolos cruzados en forma de hélice, figura 4.5 (c). Los dipolos se alimentan mediante acoplamiento electromagnético por medio de un *balun*. En esta sección se realiza un análisis comparativo de los tres elementos radiadores de la figura 4.5, los parámetros que se consideran para la comparación de los dipolos cruzados se enlistan a continuación.

- **Impedancia de entrada.** Es importante acoplar el radiador con la línea de transmisión. Las líneas de transmisión tienen una impedancia nominal de 50Ω o 75Ω , por lo tanto el radiador usualmente tiene una impedancia característica de 50Ω para la banda de operación. Como la impedancia de entrada del radiador depende de la frecuencia, es necesario tener un criterio con el cual la impedancia se considere aceptable, éste es cuando la relación onda estacionaria de voltaje sea menor a 1.43. Esta condición se toma con frecuencia para antenas de estación base con el fin de tener pérdidas por reflexión pequeñas y así no degradar la eficiencia del transmisor y la sensibilidad del receptor [17].
- **Coefficiente de reflexión.** En los dipolos cruzados, cada dipolo se alimenta por un puerto independiente, el radiador se puede ver como una red de 2 puertos donde los coeficientes de reflexión están dados por los parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} respectivamente. El coeficiente

de reflexión se relaciona estrechamente con la relación onda estacionaria de voltaje con la ecuación 4-1, por lo tanto, al considerar una VSWR menor 1.43, se determina que el coeficiente de reflexión debe ser menor a -15 dB.

$$S_{ii} = 20 \log \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right) \tag{4-1}$$

Donde:

S_{ii} = coeficiente de reflexión de potencia en el puerto i

i = número de puerto

VSWR= relación onda estacionaria de voltaje

- **Grado de acoplamiento entre puertos.** En una red de dos puertos, los parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} contienen la información del grado de acoplamiento existente entre los puertos que alimentan a cada dipolo. En radiadores con doble polarización que se emplean en estaciones base este valor debe ser menor a -30 dB [3].
- **Banda de frecuencia.** Los elementos radiadores que se proponen se diseñan en la banda 1800 MHz (1710-1880 MHz), esta banda cubre una porción de la banda de GSM y LTE que son estándares de la 3ra y 4ta generación de telefonía celular.
- **Estabilidad en el patrón de radiación.** En una antena de estación base se requiere una alta estabilidad en el patrón de radiación en la banda de operación con el fin de mantener los valores de ganancia requeridos y delimitar adecuadamente las zonas de transferencia de llamada. En el estudio de la estabilidad del patrón de radiación es de importancia la dirección y ancho del lóbulo principal en toda la banda de operación.
- **Ganancia.** Elementos radiadores de mayor ganancia tienen dos características importantes, reducen el número de elementos en una antena de estación base o incrementan la ganancia en una antena de alto orden de sectorización sin alterar considerablemente el tamaño de la antena. La ganancia de una antena comercial para estaciones base se encuentran entre 9 a 17 dBi [6].

En la tabla 4.3 se muestran los requerimientos básicos de diseño que deben poseer los dipolos cruzados que se presentan en la figura 4.5. Los valores de la tabla 4.3 son datos para aplicaciones prácticas de estaciones base, que operan en la banda de 1800 MHz.

Parámetro	Requerimiento
Impedancia de entrada	50Ω
Banda de frecuencia	1710-1880 MHz
Coefficiente de reflexión de potencia	Menor o igual a -15 dB
Polarización	±45°
Aislamiento entre puertos	Menor a -30 dB
Ancho del lóbulo principal a 3dB	60°

Tabla 4. 3 Requerimientos de diseño del elemento radiador [3], [6] y [17]

Como parte del diseño, los elementos radiadores propuestos para su diseño y comparación presentan una estructura física diferente, la cual puede traer ventajas como la reducción del tamaño del elemento radiador, mayor aislamiento entre puertos o menor polarización cruzada, entre otras características. A continuación se presenta un estudio comparativo por computadora de las principales características de los radiadores, con el objetivo de seleccionar uno de ellos para su posterior optimización y desarrollo. Todos los resultados obtenidos por simulación fueron alcanzados empleando el *software* CST Microwave Studio [18].

Dipolos cruzados con corte en pendiente.

Este elemento radiador de la figura 4.5 (a), fue propuesto en [14]. De los resultados de simulación se encontró que el corte en pendiente permite ajustar la frecuencia de resonancia ligeramente hacia un valor mayor conforme el ángulo θ de la figura 4.6 se reduce.

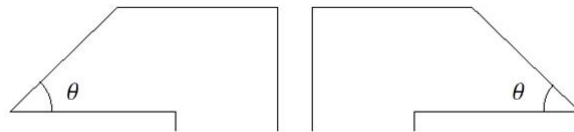


Figura 4. 6 Vista frontal de un dipolo con corte en pendiente

En esta tesis, como se mencionó anteriormente, cada dipolo se diseña a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz, que es valor medio de banda de frecuencias que se propone en la tabla 4.3. En la frecuencia de resonancia, el valor del coeficiente de reflexión de potencia de ambos dipolos presenta el valor mínimo que es mucho menor a -15 dB como se muestra en la figura 4.7. El valor del coeficiente de reflexión se debe mantener por debajo de -15 dB en toda la banda de frecuencias de interés. Después del cálculo de las dimensiones del dipolo básico, la sintonización de cada dipolo a la frecuencia de resonancia deseada se logra por medio de un estudio paramétrico de la longitud del balun de cada dipolo, y el ángulo θ de la pendiente.

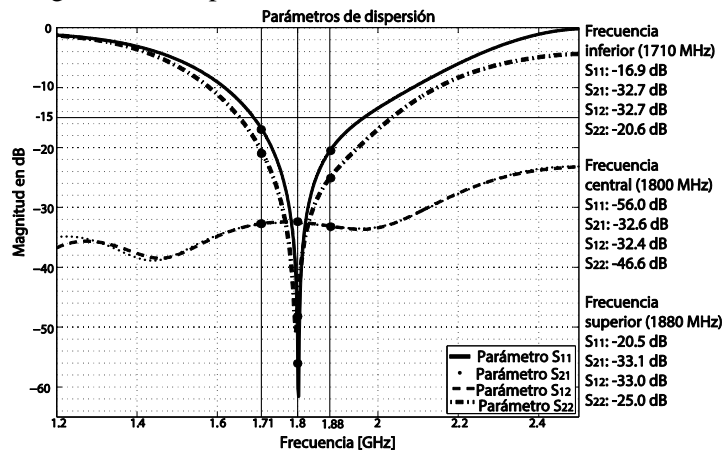


Figura 4. 7 Parámetros de dispersión del elemento radiador de la figura 4.5 (a)

El coeficiente de reflexión del dipolo A y del dipolo B corresponde a las curvas de los

parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} de la figura 4.7. Las curvas S_{12} y S_{21} representan a los parámetros de dispersión de transmisión directa y de transmisión inversa entre los dipolos. Para ambos parámetros S_{12} y S_{21} , las curvas son muy similares, como se muestra en la figura 4.7, el grado de acoplamiento mutuo se encuentra por debajo de -30 dB para la banda de operación.

En la figura 4.8 se presenta la impedancia de entrada de ambos dipolos y se representa por las curvas Z_{11} y Z_{22} para en dipolo A y el dipolo B, respectivamente. Los valores dentro de esta banda de frecuencias varían entre 50Ω y 60Ω que son valores tolerables ya que las pérdidas por reflexión son mayores a 15 dB al acoplar dipolos con líneas de transmisión de 50Ω . De la figura se concluye, que en toda la banda de operación, la impedancia de entrada de los dipolos varía en un intervalo pequeño.

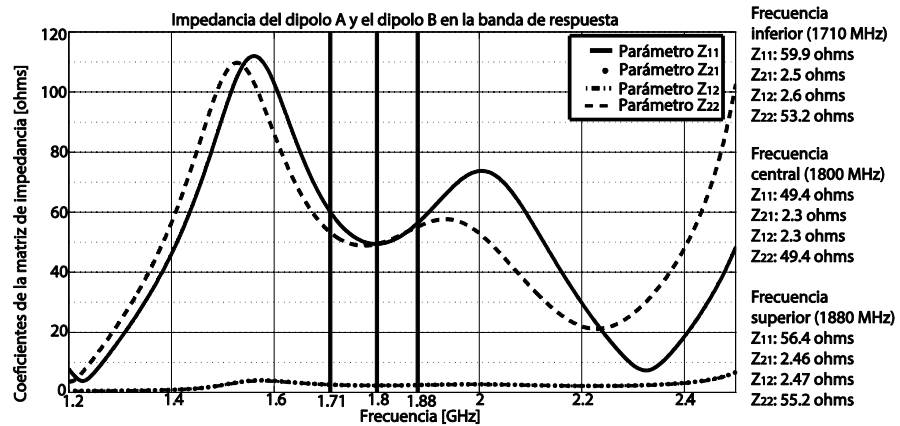


Figura 4. 8 Curvas de impedancias mutuas e impedancias de entrada para la banda de operación del elemento radiador de la figura 4.5 (a)

Los patrones de radiación en 3D a la frecuencia de resonancia (1800 MHz) del elemento radiador de dipolos cruzados corte-pendiente se muestran en la figura 4.9. De la figura se obtiene que la ganancia máxima es de 8.23 dBi para el dipolo A y 8.06 , dBi para el dipolo B.

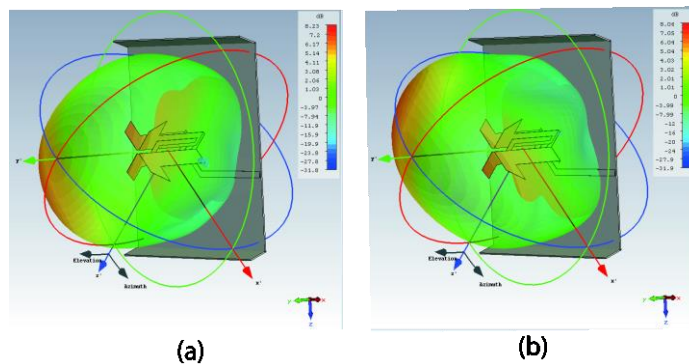


Figura 4. 9 (a) patrón de radiación 3D del dipolo A y (b) patrón de radiación 3D del dipolo B

La siguiente etapa de estudio por computadora de las características eléctricas del radiador es la comparación de la estabilidad del patrón de radiación para el plano azimutal de ambos dipolos a las frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz que son frecuencias

separadas uniformemente en la banda de operación; los patrones de radiación se muestran en las figuras 4.10 y 4.11. A partir de las figuras 4.10 y 4.11 se elaboró la tabla 4.4, en donde se presentan los datos acerca del valor máximo, dirección y el ancho a 3dB del lóbulo principal. Para ambos dipolos, el ancho de lóbulo a 3 dB se desajustan ligeramente del valor teórico para dipolos cruzados con un plano reflector, el cual es de 60° [3], en la tabla se muestra que ambos dipolos tienen variaciones del ancho del lóbulo a 3dB en el intervalo de 60.1° a 68.2°.

Frecuencia	Dipolo A			Dipolo B		
	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima
1710 MHz	88°	60.4°	8.24 dBi	91°	60.1°	8.21 dBi
1752 MHz	88°	60.6°	8.29 dBi	91°	60.5°	8.20 dBi
1800 MHz	88°	61.8°	8.23 dBi	91°	61.9°	8.06 dBi
1837 MHz	88°	63.6°	8.12 dBi	91°	64°	7.88dBi
1880 MHz	89°	67.2°	7.91 dBi	91°	68.2°	7.56 dBi

Tabla 4. 4 Tabla comparativa del ancho, dirección y valor máximo del lóbulo principal en el plano azimutal para el dipolo A y el dipolo B

A partir de la tabla 4.4 se encuentra que para ambos dipolos, conforme crece la frecuencia la ganancia disminuye. La reducción de ganancia afecta directamente al ensanchamiento del lóbulo principal. Este efecto se presenta tanto para el dipolo A y el dipolo B. La dirección del lóbulo principal se mantiene aproximadamente en 90° en la banda de interés.

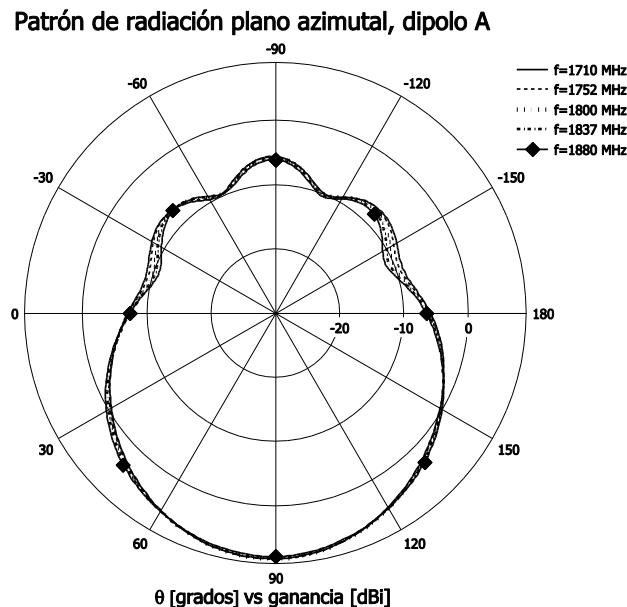


Figura 4. 10 Plano azimutal del dipolo A a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

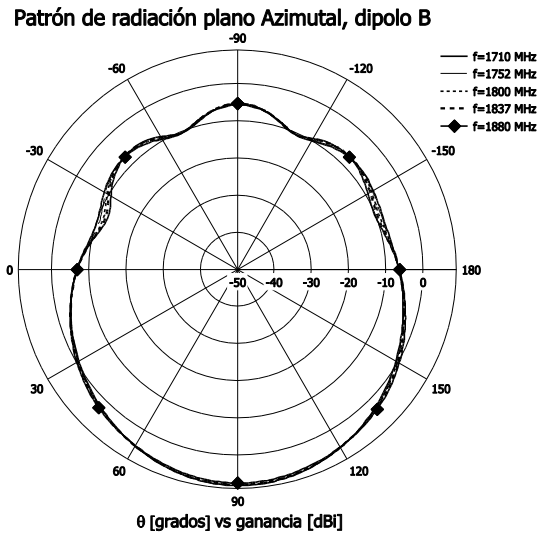


Figura 4. 11 Plano azimutal del dipolo B a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

Dipolos cruzados con brazos doblados.

Este radiador de doble polarización se muestra en la figura 4.5 (b). En el diseño, los dipolos se pueden doblar hacia el plano reflector para reducir el tamaño del elemento radiador, es una técnica que se aplica en dipolos para antenas de estación base. El doblar permite la implementación del radiador con bajo perfil sin alterar su rendimiento [15], [16].

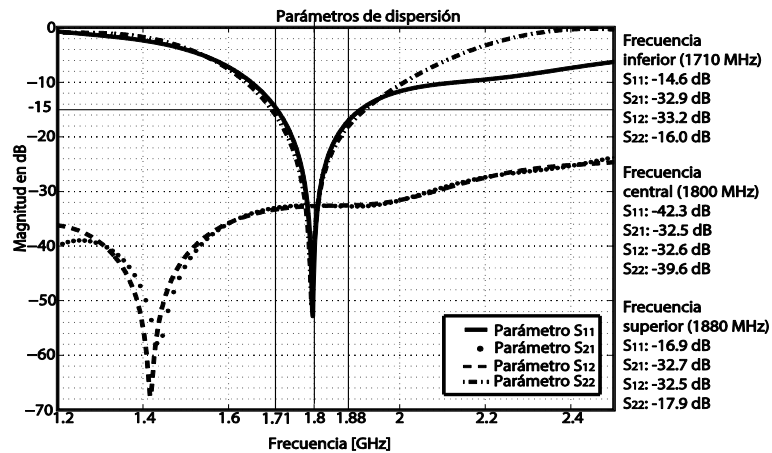


Figura 4. 12 Parámetros de dispersión del elemento radiador de la figura 4.5 (b)

Después de un proceso de diseño y de entonación por computadora se obtuvieron los principales parámetros de este radiador, en la figura 4.12 se muestran los parámetros de dispersión donde las curvas S₁₁ y S₂₂ son las curvas de coeficiente de reflexión del dipolo A y del dipolo B, respectivamente. Los dos coeficientes de reflexión se mantienen por debajo de -15 dB en toda la banda de 1710-1880 MHz. Las curvas de los parámetros de dispersión S₁₂ y S₂₁ son muy similares entre sí, y cumplen por completo el requisito de tener valores por debajo de -30 dB en la banda de operación.

En la figura 4.13 se muestran los resultados por simulación del módulo de las impedancias de

entrada (Z_{11} , Z_{22}) del radiador de la figura 4.5 (b). De la figura se encuentra que los valores de la impedancia de entrada varían entre 40-70 Ω en la banda de operación. El caso más crítico es la impedancia de entrada del dipolo A en la parte inferior de la banda de frecuencias (1710 MHz), el cual toma el valor de 70.9 Ω , sin embargo es un valor que se tolera al considerar cables coaxiales con impedancias nominales de 50 Ω y 75 Ω .

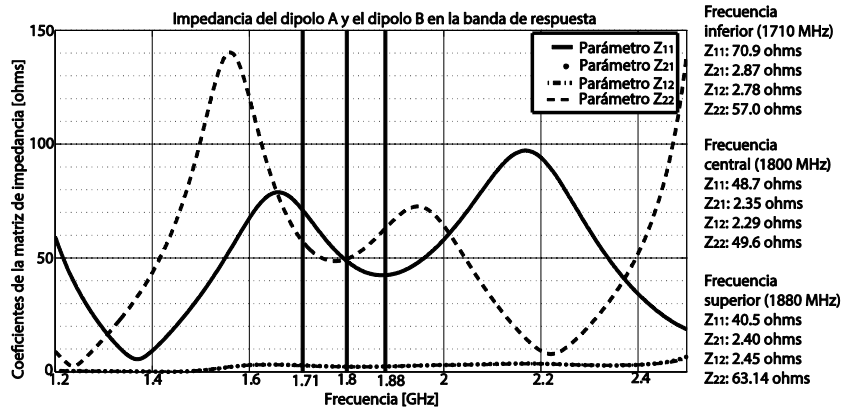


Figura 4. 13 Curvas de impedancias mutuas e impedancias de entrada para la banda de operación del elemento radiador de la figura 4.5 (b)

En la figura 4.14 se muestran los resultados obtenidos por computadora de los patrones de radiación en 3D del dipolo A y del dipolo B para el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados a la frecuencia de 1800 MHz. En la figura se observa los valores máximos de ganancia, el valor máximo de ganancia del dipolo A es de 8.58 dBi y para el dipolo B es de 8.42 dBi.

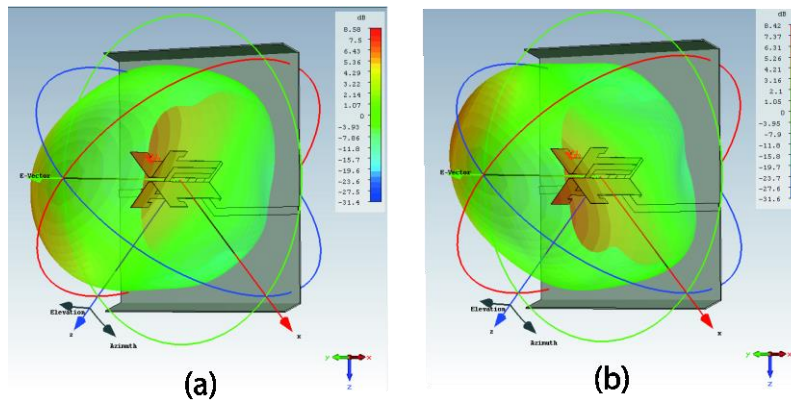


Figura 4. 14 Patrones de radiación del elemento radiador de dipolos cruzado con brazos doblados, (a) patrón de radiación 3D del dipolo A y (b) patrón de radiación 3D del dipolo B

Para estudiar la estabilidad en el patrón de radiación se toman 5 valores de frecuencia uniformemente espaciados dentro de la banda de operación que son: 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz. En las figuras 4.15 y 4.16 se muestran los patrones de radiación en el plano azimutal. Este estudio se realiza con el fin de evaluar las variaciones en el patrón de radiación en función de la frecuencia, así como determinar la ganancia máxima, los valores de dirección y

ancho a 3 dB del lóbulo principal. Como resultado de la información de los patrones de radiación de las figuras 4.15 y 4.16 se obtiene la tabla 4.5 en la que se registran los valores de ancho a 3 dB, dirección y valor máximo del lóbulo principal para los diferentes valores de frecuencia.

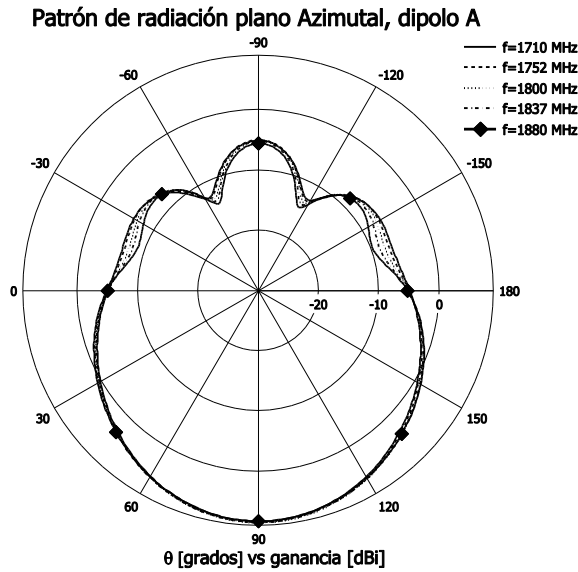


Figura 4. 15 Plano azimutal del dipolo A del radiador de dipolos cruzados con brazos doblados a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

A partir de la tabla 4.5 se encuentra que conforme la frecuencia incrementa, el valor máximo de la ganancia tiende a disminuir, lo cual ocurre para ambos dipolos. La ganancia y ancho del lóbulo son dependientes de la frecuencia. En la tabla 4.5 se muestra que el ancho del lóbulo a 3dB, el cual varía entre 64.7° y 70.8°. Los valores anteriores son muy cercanos a 60° que es el valor teórico de un elemento radiador de dipolos cruzados con un plano de tierra.

Frecuencia	Dipolo A			Dipolo B		
	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima
1710 MHz	90°	64.7°	8.6 dBi	90°	65.6°	8.46 dBi
1752 MHz	90°	64.8°	8.52 dBi	91°	65.8°	8.43 dBi
1800 MHz	90°	65.1°	8.58 dBi	91°	66.7°	8.42 dBi
1837 MHz	90°	65.7°	8.51 dBi	91°	68.1°	8.30 dBi
1880 MHz	91°	67.1°	8.31 dBi	91°	70.8°	8.05 dBi

Tabla 4. 5 Tabla comparativa del ancho, dirección y valor máximo del lóbulo principal en el plano azimutal para el dipolo A y el dipolo B

A diferencia del elemento radiador con corte en pendiente, el ancho del lóbulo a 3 dB es mayor al valor teórico en ambos dipolos, sin embargo, el intervalo de variación del ancho del lóbulo es menor presentando una mayor estabilidad en el patrón de radiación. La estabilidad del patrón de radiación del radiador de dipolos cruzados con brazos doblados se refuerza al observar que la

dirección del valor máximo del lóbulo principal se mantiene a un ángulo de $90^\circ + 1^\circ$. La dirección del valor máximo de 90° indica que el valor máximo del lóbulo principal se encuentra sobre el eje de simetría del radiador y la ganancia máxima se encuentra perpendicularmente al plano reflector.

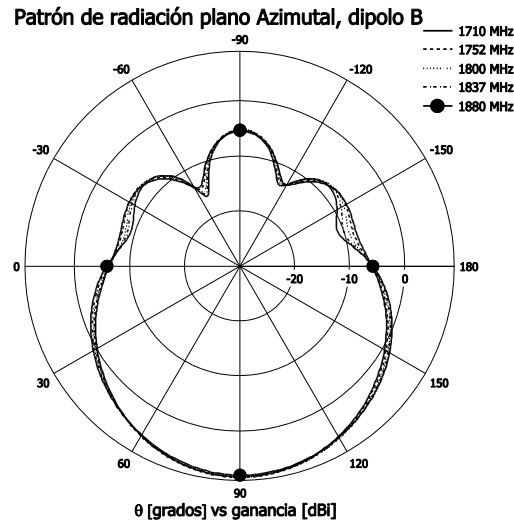


Figura 4. 16 Plano azimutal del dipolo B del radiador de dipolos cruzados con brazos doblados a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

Dipolos cruzados en forma de hélice.

Este radiador se muestra en la figura 4.5 (c), se conforma de dos dipolos cruzados, cada brazo del dipolo se le realiza un corte lo que genera un ranura sobre el eje del dipolo. La sección que se corta no se desprende de la estructura, ésta se dobla en un ángulo de 90° al eje del dipolo. Los dobleces se realizan en el mismo sentido para cada brazo del dipolo y la estructura total adopta una forma de hélice. Los dobleces perpendiculares al eje de cada dipolo mejoran el rendimiento en el aislamiento entre dipolos. Este tipo de radiador fue propuesto en [11].

Después del diseño y un proceso de entonamiento por computadora de los parámetros de dispersión (ver figura 4.17) se observa que el grado de acoplamiento entre dipolos disminuye. En la

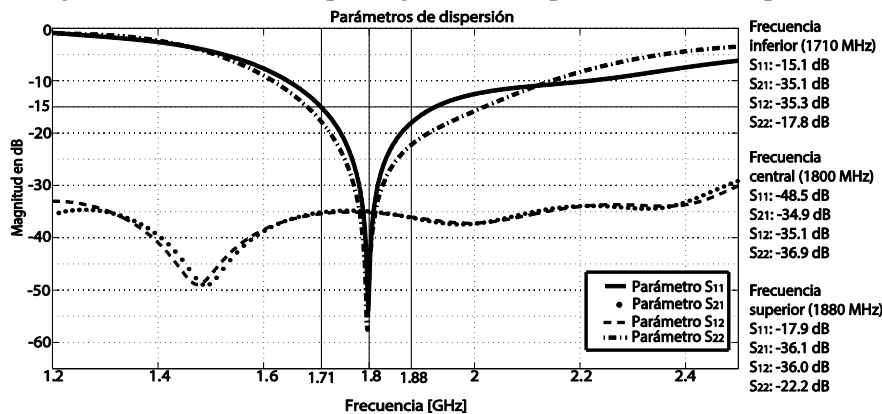


Figura 4.17 Parámetros de dispersión del elemento radiador de la figura 4.5 (c)

figura 4.17 se encuentra que este valor es cercano a -35 dB (S_{21} y S_{12}) para toda la banda de operación. Al comparar este resultado con aquello de los 2 radiadores analizados anteriormente se tiene que el S_{12} y el S_{21} tienen valores próximos a -32 dB, para ambos radiadores. Por lo tanto se concluye que el desacoplamiento entre puertos mejora 3 dB. En la figura 4.17 se muestran los coeficientes de reflexión para el dipolo A y el dipolo B, los cuales cumplen con el requisito de tener un valor menor a -15 dB para la banda de 1710-1880MHz.

Las curvas de la matriz de impedancia se observan en la figura 4.18. La impedancia entrada de este radiador es muy cercana a 50 Ω a la frecuencia de resonancia (1800 MHz) en ambos dipolos. Conforme se acerca a la frecuencia inferior (1710 MHz) la impedancia de ambos dipolos aumenta, el peor caso es para el dipolo A, cuya curva es el parámetro Z_{11} , el cual toma valor de 70 Ω . El comportamiento de las impedancias de entrada de este radiador en las frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia son muy parecidas al del radiador de dipolos cruzados con brazos doblados, el cual el dipolo A también toma el valor de 70 Ω para la frecuencia de 1710 MHz. Aunque 70 Ω es el valor que representa la variación máxima para estos radiadores, si se calcula el valor de VSWR para una línea de transmisión con impedancia de salida de 50 Ω , su valor es de 1.4. El valor anterior de VSWR se considera aceptable para una antena cuyo requisito de diseño es tener una VSWR de 1.43:1. En la frecuencia superior, la impedancia de entrada del dipolo A disminuye a 44.2 Ω y la impedancia de entrada del dipolo B aumenta a 56 Ω , para ambos casos se tiene una variación de 6 Ω sobre el valor nominal que es de 50 Ω .

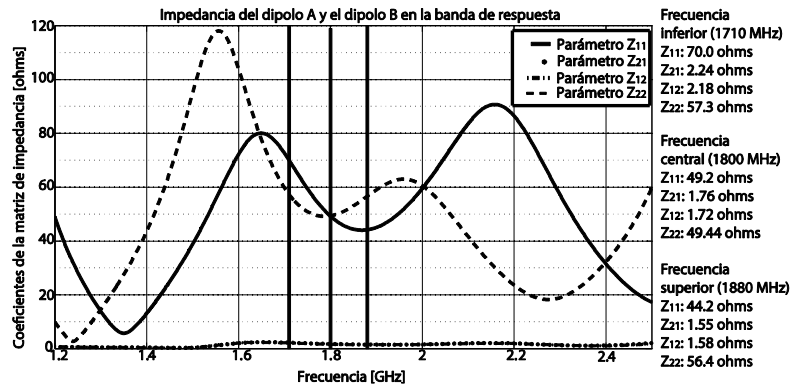


Figura 4. 18 Curvas de impedancias mutuas e impedancias de entrada para la banda de operación del elemento radiador de la figura 4.5 (c)

Los patrones de radiación en 3D a la frecuencia de resonancia (1800 MHz) del dipolo A y el dipolo B se muestran en la figura 4.19. Se observa que la máxima ganancia del dipolo A es de 8.56 dBi y la ganancia máxima del dipolo B es de 8.58 dBi, las ganancias anteriores son menores a las ganancias máximas presentadas por el radiador con brazos cruzados, pero mayor al radiador de dipolos cruzados con corte en forma de pendiente.

Para este radiador, se realizó el mismo análisis que el que se hizo para los radiadores anteriores,

con el objetivo de llevar a cabo el estudio de la estabilidad del patrón de radiación a las frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz. En la figura 4.20 y 4.21 se muestran los cortes en el plano azimutal del dipolo A y el dipolo B, respectivamente.

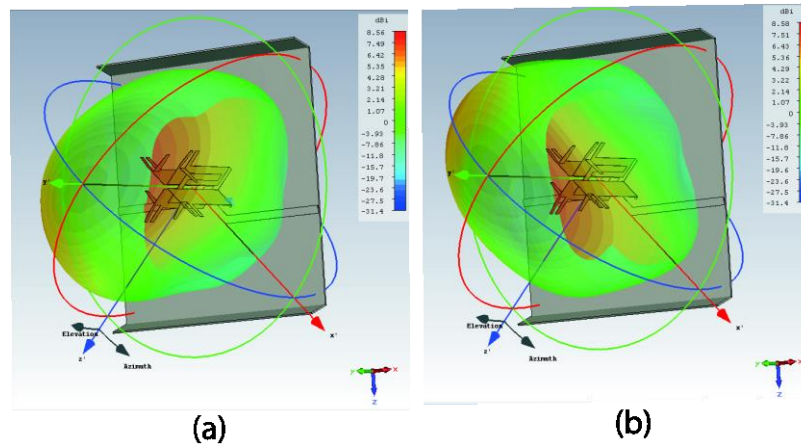


Figura 4. 19 Patrones de radiación del elemento radiador de dipolos cruzado con forma de hélice, (a) patrón de radiación 3D del dipolo A y (b) patrón de radiación 3D del dipolo B

De los resultados mostrados en las figuras 4.20 y 4.21 se obtiene la tabla 4.6 la cual contiene la información de ancho del lóbulo a 3dB, valor máximo y dirección del lóbulo principal. Se puede realizar una hipótesis que al considerarse dipolos idénticos se deben obtener resultados idénticos; esta hipótesis no resulta cierta, sin embargo, los resultados de los dipolos cruzados son muy similares.

Frecuencia	Dipolo A			Dipolo B		
	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima	Dirección del lóbulo	Ancho del lóbulo a 3dB	Ganancia máxima
1710 MHz	88°	54.3°	8.58 dBi	92°	61.5°	8.65 dBi
1752 MHz	88°	54.1°	8.6 dBi	91°	61.4°	8.65 dBi
1800 MHz	88°	54.5°	8.57 dBi	91°	61.8°	8.59 dBi
1837 MHz	88°	55.3°	8.5 dBi	91°	62.9°	8.5 dBi
1880 MHz	89°	57.3°	8.36 dBi	91°	65.3°	8.34 dBi

Tabla 4. 6 Tabla comparativa del ancho, dirección y valor máximo del lóbulo principal en el plano azimutal para el dipolo A y el dipolo B del radiador en forma de hélice

Al igual que los radiadores anteriores, al incrementarse la frecuencia, la ganancia se reduce y por lo tanto el ancho del lóbulo incrementa. De la tabla 4.6 se encuentra que las variaciones del ancho del lóbulo son de 54.3° como mínimo y 65.3° como máximo, estos valores son cercanos 60°. Este intervalo de variación es más grande que el de los dos radiadores estudiados anteriormente, sin embargo, el valor medio es alrededor de 60°. La dirección del lóbulo principal se mantiene ortogonal al plano de tierra con una ligera desviación de $\pm 2^\circ$, para el dipolo A, el patrón de radiación se desvía 2° a la izquierda, mientras que para el dipolo B se desvía 2° a la derecha; estas variaciones son

mayores comparadas con el radiador de brazos cruzados, por lo tanto, se concluye que el radiador en forma de hélice no presenta una buena estabilidad en el patrón de radiación. Al existir estas variaciones, hace que los valores máximos de cada patrón de radiación no coincidan y se presenta el error de seguimiento. Este efecto se analiza con más detalle en la sección 4.3.

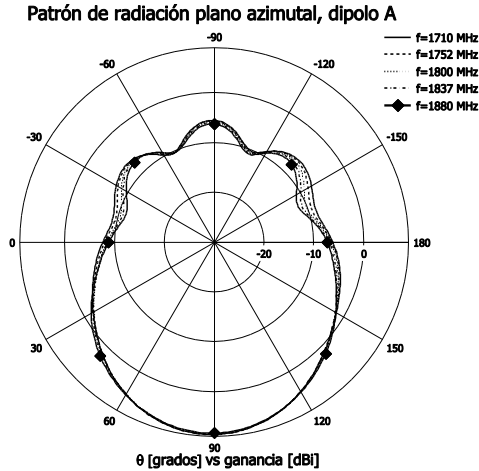


Figura 4. 20 Plano azimutal del dipolo A del radiador de dipolos cruzados en forma de hélice a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

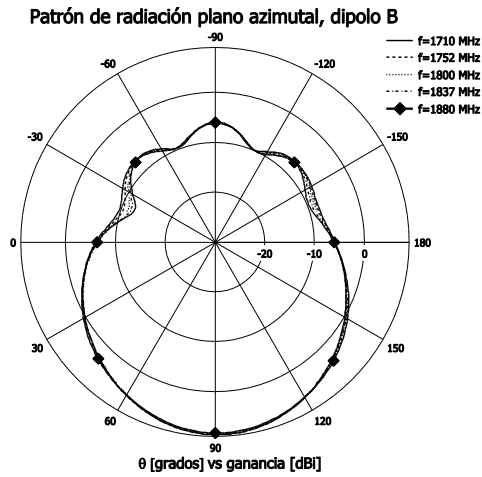


Figura 4. 21 Plano azimutal del dipolo B del radiador de dipolos cruzados en forma de hélice a frecuencias de 1710 MHz, 1752 MHz, 1800 MHz, 1837 MHz y 1880 MHz

De las figuras 4.7-4.21 se realiza una comparación de los resultados de coeficiente de reflexión, impedancia de entrada de los dipolos A y B de cada radiador, grado de acoplamiento, ganancia máxima, ancho y dirección del lóbulo principal de los 3 elementos radiadores. Los valores se presentan en la tabla 4.7. En esta tabla, el radiador de dipolos cruzados con corte en forma de pendiente se identifica como el radiador 1, el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados se identifica como el radiador 2 y el radiador de dipolos cruzados con forma de hélice se identifica como el radiador 3, respectivamente.

En la tabla 4.7 se observa que el radiador 1 no presenta grandes variaciones en la impedancia de entrada, sin embargo, es el radiador que tiene la menor ganancia máxima y baja estabilidad en el patrón de radiación comparado con el radiador 2

Parámetro	Dipolo A			Dipolo B		
	1710 MHz	1800 MHz	1880 MHz	1710 MHz	1800 MHz	1880 MHz
Impedancia de entrada*	66.1 Ω	48.9 Ω	47.4 Ω	50.1 Ω	50.0 Ω	60.1 Ω
Impedancia de entrada**	63.5 Ω	42.0 Ω	35.54 Ω	50.3 Ω	42.1 Ω	53.7 Ω
Impedancia de entrada***	73.1 Ω	51 Ω	42.6 Ω	59.6 Ω	50.0 Ω	56.4 Ω
Coefficiente de reflexión*	-17 dB	-39.1 dB	-18.8 dB	-18.7 dB	-47.6 dB	-20.4 dB
Coefficiente de reflexión**	-13.4 dB	-44.9 dB	-16.5 dB	-14.3 dB	-40.3 dB	-18.1 dB
Coefficiente de reflexión***	-14 dB	-37 dB	-18.4 dB	-16.7 dB	-40 dB	-23.6 dB
Acoplamiento entre puertos*	-32.1 dB	-31.8 dB	-31.9 dB	-32.1 dB	-31.8 dB	-31.9 dB
Acoplamiento entre puertos**	-32 dB	-31.1 dB	-31.6 dB	-32.2 dB	-31.3 dB	-31.5 dB
Acoplamiento entre puertos***	-33.9 dB	-33 dB	-33.4 dB	-33.9 dB	-33 dB	-33.4 dB
Ancho del lóbulo a 3dB *	60.4°	61.8°	67.2°	60.1°	61.9°	68.2°
Ancho del lóbulo a 3dB **	64.7°	65.1°	67.1°	65.6°	66.7°	70.8°
Ancho del lóbulo a 3dB ***	54.3°	54.5°	57.2°	61.5°	61.8°	65.3°
Ganancia máxima *	8.23 dBi	8.23 dBi	7.9 dBi	8.21 dBi	8.06dBi	7.56 dBi
Ganancia máxima **	8.6dBi	8.58 dBi	8.31 dBi	8.46 dBi	8.42 dBi	8.05 dBi
Ganancia máxima ***	8.57 dBi	8.56 dBi	8.36 dBi	8.64 dBi	8.58 dBi	8.33 dBi

Tabla 4. 7 Comparación general de los parámetros de los tres radiadores analizados por simulación, * (radiador 1), ** (radiador 2) y *** (radiador 3)

Con base en el coeficiente de reflexión se concluye que, los tres radiadores cumplen con la condición de diseño de S_{ii} menores de -15 dB. Es importante hacer notar que el coeficiente de

reflexión de los dipolos fue el parámetro inicial que se consideró en el proceso de sintonización por computadora que se realizó después de un diseño inicial. Aunque es necesario resaltar que para el radiador 2 este valor es de -14.6 dB a la frecuencia del límite inferior.

Los radiadores 2 y 3 presentan casi los mismos valores en ganancia máxima, el radiador 2 supera en ganancia al radiador 3 para el dipolo A, mientras que el radiador 3 supera en ganancia al radiador 2 para el dipolo B, y las de ganancias son muy cercanas a 8 dBi.

El radiador 3 tiene el mejor aislamiento entre puertos, sin embargo, esto no significa que el radiador 1 y 2 no cumplan con el requisito de tener un grado de acoplamiento entre puertos menor a -30 dB.

Al observar la tabla 4.7 se encuentra que los valores de ancho de lóbulo a 3 dB del radiador 1 y 2 son mayores a 60°, que es el valor deseado. Esto le da una ventaja sobre el radiador 1, ya que asegura una zona de traslape entre sectores. Lo anterior no se cumple en algunas frecuencias para el radiador 1, ya que presentan anchos de lóbulo a 3 dB menores a 60°. Los anchos del lóbulo a 3 dB del radiador 1 no se alejan considerablemente del valor de 60° como lo hacen el radiador 2 y 3.

En la tabla 4.8 se muestran los resultados de la comparación del desempeño de los 3 radiadores estudiados. Con base en los resultados presentados se considera que el radiador 3 presenta las mejores características y es por este motivo el que se desarrolla en la presente tesis. El estudio por computadora se complementa en la sección 4.3.4, en la cual se estudia el error de seguimiento y la polarización cruzada.

Criterio de selección	Radiador 1	Radiador 2	Radiador 3
Estabilidad en la impedancia de entrada	X		X
Coefficiente de reflexión de potencia	X	X	X
Grado de acoplamiento entre puertos			X
Estabilidad del patrón de radiación	X	X	X
Ganancia			X

Tabla 4. 8 Comparación del desempeño de 3 radiadores de dipolos cruzados

4.2 Diseño del dipolo planar

En aplicaciones de estaciones base los dipolos planares presentan varias ventajas comparadas con arreglos de microcinta o antenas Yagi; son de bajo perfil, presentan un peso ligero, fácil fabricación y tienen un bajo costo. Los dipolos planares se diseñan para mejorar el ancho de banda [19] y [20], un ejemplo es el dipolo impreso con forma de moño de corbata que se muestra en la figura 4.22.

El ancho del dipolo impreso debe ser de $0.05\lambda_0$

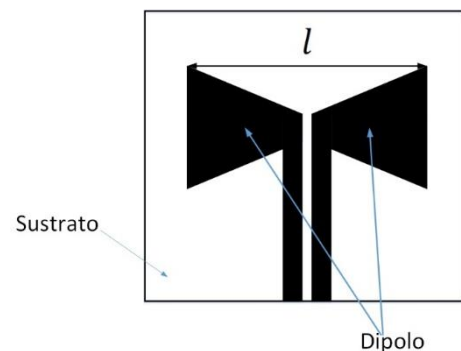


Figura 4. 22 Dipolo planar con forma de moño de corbata

a $0.1\lambda_0$ [21], mientras que la longitud es aproximadamente de $0.25\lambda_0$ para cada brazo del dipolo. Debido a las ventajas que presenta el dipolo planar, éste se toma como estructura principal para el desarrollo de esta tesis. En esta sección se describe el diseño y análisis por computadora de un dipolo planar.

4.2.1 Características de diseño del dipolo planar

El dipolo planar es un radiador que se usa frecuentemente en estaciones base [13], [19] y [21]. En la figura 4.23 se muestra un dipolo planar, el cual se encuentra sobre un sustrato que en este caso es el espacio. La ventaja de utilizar el espacio como dieléctrico permite operar a altas potencias y con una alta eficiencia debido a que el espacio no introduce pérdidas tangenciales.

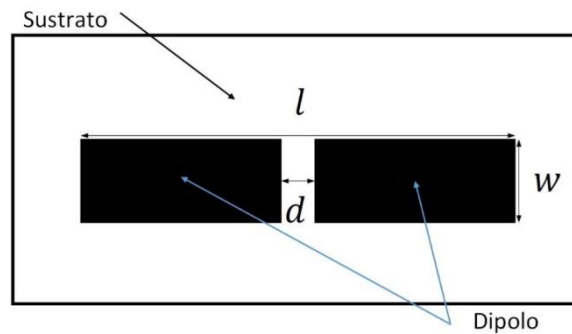


Figura 4. 23 Geometría principal de un dipolo planar

En la tabla 4.9 se muestran las restricciones de los requisitos de las dimensiones del dipolo. Un dato bien conocido es que el dipolo de media longitud de onda tiene una impedancia entrada de 73Ω y su patrón de radiación es omnidireccional en el plano H, este dipolo facilita un buen acoplamiento para líneas de transmisión con impedancia características de 50Ω ó 75Ω .

Parámetro	Intervalo recomendable relativo a la longitud de onda	Intervalo recomendable en milímetros con $\lambda_0=166.6$ mm
Ancho (w)	$0.05 \lambda_0 \leq w \leq 0.1 \lambda_0$	$8.33 \leq w \leq 16.66$
Longitud (l)	$0.42 \lambda_0 \leq l \leq 0.5 \lambda_0$	$70 \leq l \leq 83.33$
Distancia de separación entre brazos del dipolo (d)	$d = 0.03\lambda_0$	$d = 5$

Tabla 4. 9 Requerimientos de diseño para las dimensiones de un dipolo planar [21]

Con base en lo anterior, la longitud l del dipolo es de media longitud de onda, este valor se puede reducir al considerar la constante dieléctrica efectiva del sustrato por el cual se propaga la onda. La expresión de la longitud del dipolo está dada por la siguiente expresión:

$$l = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{4-2}$$

En una microcinta la constante dieléctrica efectiva está dada por la siguiente ecuación [22].

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \tag{4-3}$$

Donde

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{\sqrt{52}}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right) \tag{4-4}$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \tag{4-5}$$

$$u = \frac{W}{h} \tag{4-6}$$

ϵ_r = permitividad relativa o constante dieléctrica

W = ancho de la pista

h = espesor del sustrato

La ecuación 4-3 es función de la permitividad relativa, el ancho de la pista y el espesor del sustrato; si se deja como constantes la permitividad relativa y el espesor del sustrato, se puede estudiar el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva como función del ancho del dipolo.

En la figura 4.24 se muestra la dependencia de la constante dieléctrica efectiva como función del ancho del dipolo y considerando como parámetro las constantes dieléctricas de 1.0, 2.2 y 3.4, en un espesor igual a 1.27 mm.

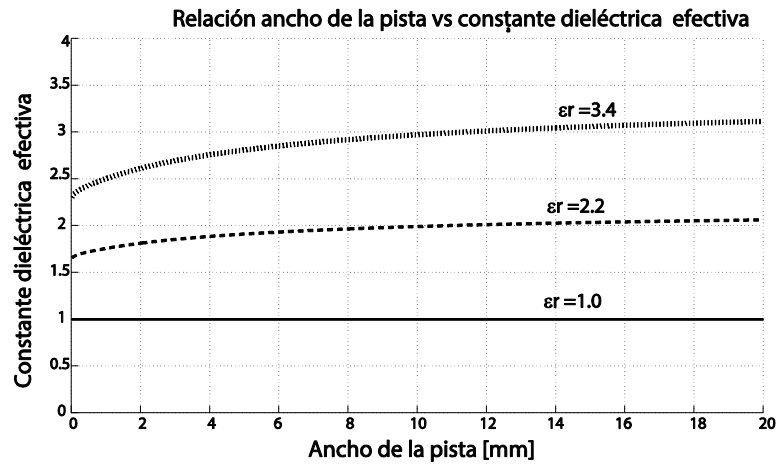


Figura 4. 24 Comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en función del ancho de la pista a un espesor de sustrato fijo de 1.27 mm

En esta figura se observa que la constante dieléctrica efectiva es menor que la permitividad relativa para un ancho de pista estrecho; conforme el ancho de pista aumenta, la constante dieléctrica efectiva tiende al valor de la permitividad relativa. La convergencia aumenta para una capa de sustrato muy delgada, un espesor de sustrato muy delgado hace que el valor u de la ecuación 4-4 sea muy

grande, esto tiene un comportamiento similar para el caso en que el ancho de la pista sea muy grande. Un caso especial es cuando la permitividad relativa es igual a 1, para este caso la constante dieléctrica efectiva se mantiene constante para cualquier ancho de pista. Como la constante dieléctrica del aire es cercana a 1, se puede concluir que su constante dieléctrica efectiva es también igual a 1 para cualquier dimensión del ancho del dipolo. Con esta consideración la longitud del dipolo es de media longitud de onda, por lo tanto la ecuación que 4-2 se puede escribir de la siguiente manera:

$$l = \frac{\lambda_0}{2} \tag{4-7}$$

La separación entre los brazos del dipolo (d) juega un papel central en la impedancia de entrada de la antena. En [23] se realiza el análisis para resistencia de entrada del dipolo, pero no se estudia de forma explícita la influencia de d sobre la impedancia de la antena. En el apéndice B se realiza un análisis para determinar la resistencia de entrada del dipolo en función de la separación de los brazos y la longitud del dipolo, la resistencia de entrada del dipolo está dada por la expresión 4-8.

$$R_{in} \tag{4-8}$$

$$= \frac{\eta}{2\pi \text{sen}^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen } \alpha \text{sen } \beta_i \cos \theta_i - \cos \alpha \cos \beta_i + \cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta_i\right)}{\text{sen } \theta_i} \right)^2 \text{sen } \theta_i \Delta\theta_i$$

Donde

$$\alpha = \frac{k}{2}(l - d) \tag{4-9}$$

$$\beta_i = \frac{kd}{2} \cos \theta_i \tag{4-10}$$

$$\theta_i = i * \Delta\theta_i \tag{4-11}$$

$$\Delta\theta_i = \frac{\pi}{n} \tag{4-12}$$

R_{in} = resistencia de entrada del dipolo, parte real de la impedancia de entrada del dipolo

d = distancia de separación entre el origen de los brazos del dipolo

l = longitud del dipolo

k = constante de propagación

n = número de particiones uniformes de la suma de Riemann

$\Delta\theta_i$ = valor del espaciamiento del rectángulo infinitesimal para la aproximación de la integral representada como sumatoria en intervalo de 0 a π

Como consideración principal para el análisis y obtención de la ecuación 4-8 se tiene que sólo es válida para para un dipolo con un diámetro muy delgado, idealmente igual a cero. Además, se

puede tomar como válida para un dipolo con longitud muy cercana o igual a media longitud de onda, debido que para esta longitud la impedancia de entrada no es sensible al radio del alambre [24].

En la figura 4.25 se muestra el comportamiento de la ecuación 4-8 en la que se trazan curvas para distintas longitudes de dipolo cercanas a media longitud de onda, la longitud de onda se calcula para la frecuencia de 1800 MHz. Una observación clara es cuando la distancia de separación entre los brazos del dipolo se incrementa, la resistencia de entrada disminuye. El objetivo en el diseño del radiador es considerar un espaciamiento d que permita obtener una VSWR menor a 1.43 y que al mismo tiempo se tenga suficiente espacio para un dipolo cruzado con su respectivo *balun* integrado entre esta separación, por lo tanto, la longitud que se propone es de 5 mm. La resistencia mínima que se puede considerar para mantener una VSWR de 1.43 a una carga de 50Ω es de 35Ω . De la figura 4.25 y considerando una separación de 5 mm y una resistencia de entrada de 35Ω , se observa que tiene un cruce con la curva cuya longitud de dipolo es $0.42\lambda_0=70$ mm, este dato es el que se registra como valor mínimo del intervalo adecuado en la tabla 4.9. Por lo tanto, una longitud de dipolo menor a $0.42\lambda_0=70$ mm, va a presentar una VSWR mayor a 1.43. El valor óptimo se obtiene por medio de un análisis de sintonización por computadora considerando simultáneamente los requerimientos de ancho de banda a una frecuencia de resonancia de 1800 MHz.

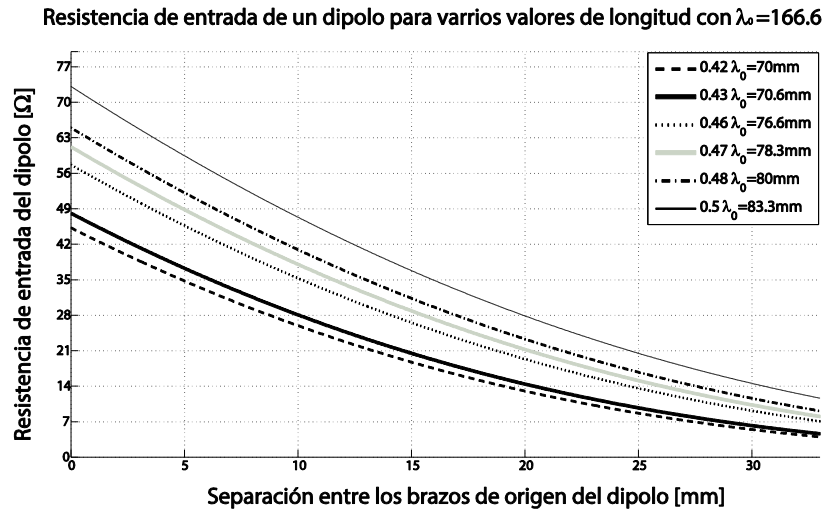


Figura 4. 25 Resistencia de entrada de un dipolo con longitud cercana a media longitud de onda en función de la separación entre los brazos

Otra observación importante, considerando la ecuación 4-8, es que la resistencia de entrada depende de la longitud del dipolo, si su longitud disminuye, la resistencia del dipolo también disminuye. El caso teórico es cuando se tiene un dipolo de media longitud de onda con una separación entre los brazos igual a cero, en este caso la resistencia de entrada es de 73Ω , el cual se puede observar en la figura 4.25.

En [21] se sugiere un ancho de dipolo de $0.1\lambda_0$ con el fin de aumentar el ancho de banda, tal

como que se registra en la tabla 4.9. En esta sección se determinan el intervalo de las dimensiones del ancho y longitud del dipolo como características de diseño de un dipolo planar, dentro de este intervalo se realizará un estudio de entonamiento por computadora en la sección 4.2.4 para determinar las dimensiones más adecuadas para que el dipolo planar tenga todas las características exigidas por su diseño.

4.2.2 Diseño del sistema de alimentación del dipolo planar

Uno de los problemas de diseño que se enfrenta al trabajar con dipolos es el tipo de alimentación a utilizar. Como es una antena balanceada, se requiere de un *balun* para realizar la conversión no balanceada a balanceada cuando la entrada del receptor y la salida del transmisor no son balanceadas.

Existen varias técnicas que se emplean para la alimentación de un dipolo impreso. Uno de ellos es la alimentación por medio de dos cintas coplanares, en donde cada cinta alimenta a un brazo del dipolo, este tipo de alimentación se muestra en la figura 4.26 (a). Otra manera de excitar el dipolo impreso es mediante una línea de cintas paralelas, en esta técnica las cintas se imprimen en sentido opuesto a la superficie del dieléctrico como se muestra en la figura 4.26 (b). Los dos tipos de alimentación anteriores se pueden implementar fácilmente por medio de una línea balanceada, lo cual es una desventaja en aplicaciones para antenas de estación base donde la alimentación debe ser por medio de una línea no balanceada [12].

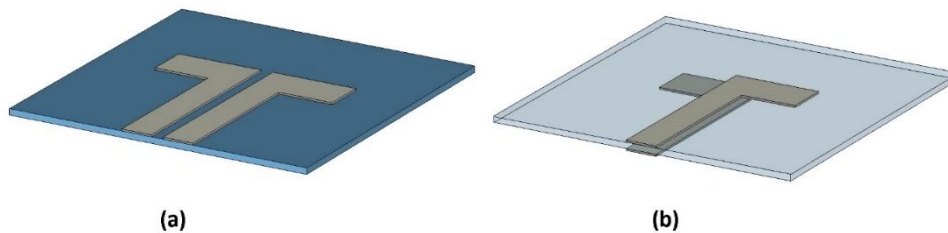


Figura 4. 26 Tipos de alimentación balanceada de un dipolo planar, (a) alimentación mediante cintas coplanares y (b) alimentación mediante línea de cintas paralelas

Cuando la línea de alimentación debe ser balanceada se utiliza la técnica que se muestra en la figura 4.27, en esta estructura la microcinta en forma de “J” invertida representa un *balun* que alimenta por medio de acoplamiento electromagnético a las cintas coplanares que conectan cada brazo del dipolo impreso [25], [26]. La implementación del *balun* en forma de “J” invertida con microcintas es muy popular para la alimentación de dipolos planares que se utilizan en estaciones base debido a su sencillez en el diseño y en su construcción [2], [3], [13], [14], [17], [21] y [26]. La impedancia de entrada del dipolo con *balun* integrado de la figura 4.27 es de 70Ω a 80Ω [25], [26]. Se puede controlar la separación entre los brazos del dipolo de tal manera que la impedancia sea de 50Ω [27], tal como

se analizó en la sección anterior.

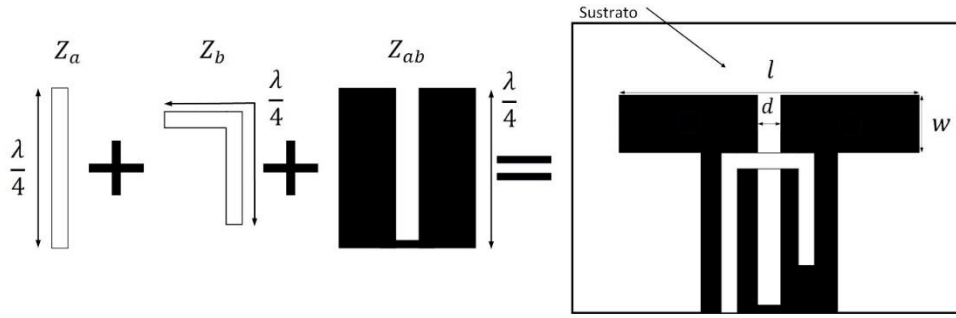


Figura 4. 27 Dipolo planar con balun en forma de “J” invertida compuesto por dos líneas de microcinta un en circuito abierto y dos cintas coplanares

El balun en forma de “J” invertida es un circuito equivalente del balun propuesto por Roberts con líneas coaxiales [28] y [29], el cual se presenta en la figura 4.28. El plano de tierra de la línea de microcinta es análoga conductor externo de línea coaxial. Al variar las longitudes eléctricas θ_b y θ_{ab} , se puede modificar la impedancia de entrada del balun para acoplarse a la impedancia característica de la línea no balanceada [29].

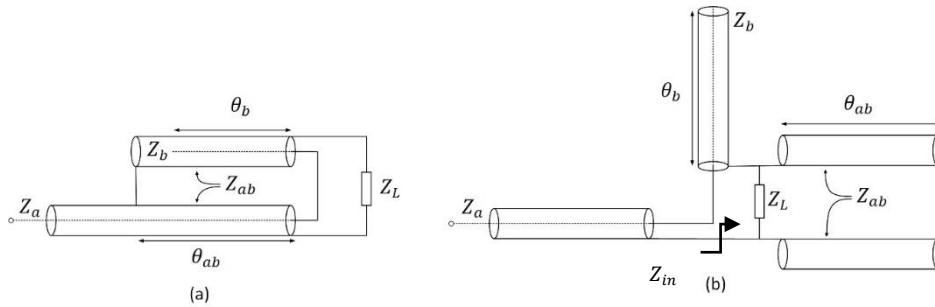


Figura 4. 28 Balun propuesto por Roberts (a) estructura con cable coaxial y (b) circuito equivalente [30]

En el balun propuesto por Roberts que se muestra en la figura 4.28 (a) y (b), en el puerto balanceado se tiene una carga Z_L que corresponde a la impedancia de entrada del dipolo. La impedancia de entrada del balun se determina por la siguiente ecuación.

$$Z_{in} = -jZ_b \cot \theta_b + \frac{jZ_L Z_{ab} \tan \theta_{ab}}{Z_L + jZ_{ab} \tan \theta_{ab}} \quad (4-13)$$

Haciendo referencia de la figura 4.28 (b), el primer término de la ecuación 4-13 representa la impedancia de la línea coaxial que se encuentra en circuito abierto. El segundo término es la impedancia de las líneas coaxiales que se encuentran en corto circuito en paralelo con la impedancia de carga Z_L . Las longitudes eléctricas de la línea en circuito abierto y en corto circuito están dadas por θ_b y θ_{ab} respectivamente. Se nota que la impedancia de entrada es igual a la impedancia de la carga si ambas longitudes eléctricas tienen el valor de 90° , esto sucede cuando la longitud física de la

línea coaxial en circuito abierto y en corto circuito son iguales $\frac{\lambda_0}{4}$.

El *balun* con forma de “J” invertida se compone de 3 partes (Figura 4.27):

- Una microcinta de un cuarto de longitud de onda con una impedancia característica Z_a
- Una microcinta de un cuarto de longitud de onda en circuito abierto con una impedancia característica Z_b
- Línea coplanar de un cuarto de longitud de onda en corto circuito con una impedancia característica Z_{ab}

En el diseño del dipolo planar con *balun*, se adapta la separación de los brazos del dipolo así como su longitud física para lograr que la impedancia de entrada sea de 50Ω a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz. Las impedancias características de las líneas de microcinta que constituyen al *balun* del dipolo planar Z_a y Z_b se proponen del mismo valor de la impedancia de entrada del dipolo que es de 50Ω , al considerarse ambas impedancias iguales, el ancho de las microcintas será el mismo. Éste es función principal de la impedancia característica Z_c , del espesor del sustrato h y de la permitividad relativa ϵ_r . Una aproximación para el cálculo del ancho de una microcinta está dada por la ecuación 4-14, que fue desarrollada por *Wheeler* [28] y *Hammerstad* [30], la cual presenta una precisión del 1%.

$$W_m = \begin{cases} \frac{30\pi h}{\sqrt{\epsilon_r} Z_c} - 0.441h & \text{para } \sqrt{\epsilon_r} Z_c \leq 120 \\ 0.85h - h \sqrt{10.041 - \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_c}} & \text{para } \sqrt{\epsilon_r} Z_c > 120 \end{cases} \quad (4-14)$$

Para el cálculo del ancho de la microcinta, en nuestro caso, se considera que el sustrato es aire, el espesor de la capa de sustrato es de 1.27 mm y una impedancia característica de 50Ω , por lo que el ancho de la microcinta resulta de 6.2 mm (considerando un redondeo de decima de milímetro).

Como se muestra en la figura 4.27, en el lado opuesto al *balun* se tiene la línea coplanar que se extienden paralelamente con la línea de microcinta separados por la capa del sustrato. Para que el *balun*, en conjunto con la capa de sustrato sea visto como una línea de microcinta, es necesario que las cintas de la estructura coplanar actúen como plano de tierra. El ancho de cada cinta de la estructura coplanar debe ser al menos 3 veces en ancho de la microcinta para asegurar un comportamiento similar a un plano de tierra [25].

Las longitudes l_a , l_b y l_{ab} son de $\frac{\lambda_0}{4}$, que son las dimensiones a las cuales se presenta un longitud eléctrica θ_b y θ_{ab} igual a 90° , que es cuando la impedancia de entrada del dipolo es igual a

la impedancia de entrada del *balun*. La ecuación 4-15 determina la relación entre la longitud eléctrica y la longitud física.

$$\theta_e = \frac{2\pi l_f}{\lambda_s} \tag{4-15}$$

Donde

θ_e = longitud eléctrica

l_f = longitud física

λ_s = longitud de onda en el medio

La longitud de onda en el medio es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la constante dieléctrica efectiva y está dada por la siguiente relación.

$$\lambda_s = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{4-16}$$

Cuando la permitividad relativa es igual a 1, la constante dieléctrica efectiva también es igual a 1 sin importar el espesor del sustrato o el ancho de la microcinta. Al realizar la consideración anterior en la ecuación 4-16 y sustituirla en la ecuación 4-15, se obtiene la siguiente relación para la longitud eléctrica.

$$\theta_e = \frac{2\pi l_f}{\lambda_0} \tag{4-17}$$

En la figura 4.29 se muestran los valores iniciales obtenidos de las dimensiones propuestas del dipolo planar con *balun* integrado, estas dimensiones se muestran en la tabla 4.10.

Parámetro	Dimensión relativa a la longitud de onda	Dimensión en milímetros con $\lambda_0=166.6$ mm
Longitud del dipolo (l)	$0.42\lambda_0$	70 mm
Separación entre los brazos del dipolo (d)	$0.03\lambda_0$	5 mm
Ancho de los brazos del dipolo (w)	$0.08\lambda_0$	13.3 mm
Ancho de la microcinta (W_m)	$0.0372\lambda_0$	6.2 mm
Longitud física de la microcinta con impedancia característica Z_a (l_a)	$0.25\lambda_0$	41.6 mm
Longitud física de la microcinta en circuito abierto (l_b)	$0.25\lambda_0$	41.6 mm
Longitud física de la estructura coplanar en corto circuito (l_{ab})	$0.25\lambda_0$	41.6 mm

Tabla 4. 10 Resultados de las dimensiones para el diseño de un dipolo planar con *balun* integrado

En el diseño anterior de la alimentación de un dipolo planar por medio de un *balun* integrado, el punto de alimentación se encuentra en la parte central de las cintas coplanar a la altura con la intersección con el *balun* como se muestra en la figura 4.30 (a). Para dipolos cruzados, si los puntos

de alimentación están a la misma altura existirá una intersección entre cada *balun* de cada dipolo lo que hace que físicamente sea imposible su implementación. En [27] se muestra una alternativa de un dipolo impreso con *balun* integrado el cual se puede acoplar a una línea de transmisión no balanceada con impedancia característica de 50Ω mediante el ajuste del punto de alimentación del *balun* a la estructura coplanar. En esta alternativa se desliza el punto de alimentación como se muestra en la figura 4.30 (b), al modificarse el punto de alimentación se puede variar la longitud física l_b lo cual permite que el dipolo pueda acoplarse a diferentes impedancias, entre ellas a 50Ω .

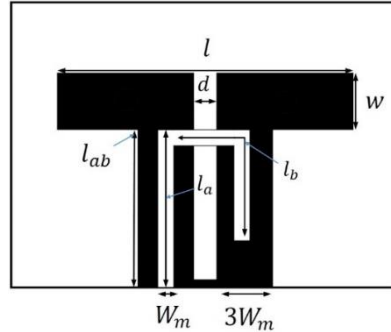


Figura 4.29 Referencias de las dimensiones de un dipolo planar con balun integrado

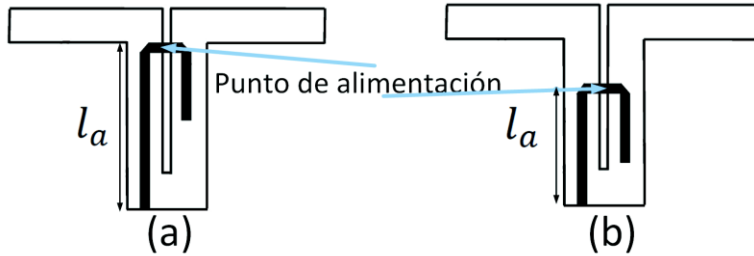


Figura 4.30 Modificación del punto de alimentación en el balun de un dipolo planar, (a) balun con $l_a=0.25\lambda_0$ y (b) balun con $l_a<0.25\lambda_0$

4.2.3 Plano reflector del dipolo planar

Es bien conocido que el patrón de radiación de un dipolo es omnidireccional en el plano H y direccional en el plano E. La forma de este tipo de radiación tiene ventajas en zonas rurales donde es necesario abarcar grandes áreas de cobertura y la capacidad es baja [3]. En ambientes urbanos, el tráfico crece por lo que es necesario independizar el tráfico en sectores, y es necesario emplear antenas direccionales. Una antena de estación base consiste de un arreglo lineal de elementos que se introducen en un panel, dentro del panel los elementos son puestos enfrente de un plano conductor que sirve como reflector, si el arreglo es de dipolos, el patrón de radiación se vuelve direccional en el plano H.

La principal función del reflector es aumentar la ganancia del elemento radiador y como

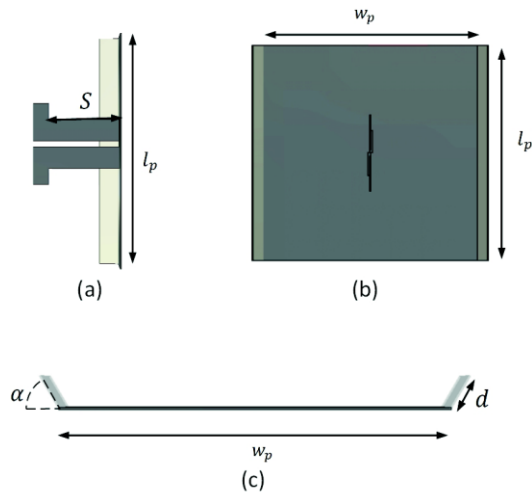


Figura 4.31 Referencia de las dimensiones del diseño del plano reflector, (a) vista lateral, (b) vista frontal y (c) vista superior

consecuencia se reduce el ancho del lóbulo principal en el plano azimutal. Las antenas comerciales comúnmente presentan un ancho de 60° ó 90° a potencia media, para lograr estos valores se realizan ajustes en el reflector doblándolo o curvándolo [3]. El reflector que se considera en el desarrollo de esta tesis tiene forma de canal y se muestra en la figura 4.31 (a)-(c).

Por simplicidad en el análisis matemático se supone que las dimensiones del reflector son muy grandes $l_p \rightarrow \infty$ y $w_p \rightarrow \infty$. En la práctica un plano demasiado grande presenta una alta resistencia al viento. En [23] se sugiere que el valor de w_p tome valor entre 1 a 2 longitudes de onda ($\lambda_0 \leq w_p \leq 2\lambda_0$). El valor de S es aproximadamente de $\frac{\lambda_0}{4}$ debido a que es la longitud de la estructura coplanar del dipolo, sin embargo se sugiere que su valor máximo sea de $\frac{2\lambda_0}{3}$, por lo tanto $\frac{\lambda_0}{4} \leq S \leq \frac{2\lambda_0}{3}$. Una buena aproximación para la longitud del plano reflector que se considera en [23] es que sea de 2 veces el valor de S , $l_p = 2S$. Al tomar en cuenta esta aproximación, la longitud del plano reflector puede tomar los valores entre $\frac{\lambda_0}{2}$ y $\frac{4\lambda_0}{3}$. En este caso, se considera un solo dipolo, cuando se tiene un arreglo lineal de dipolos la longitud del plano reflector l_p es múltiplo de $2S$ y dependerá del número de elementos que constituyan al arreglo, la longitud del plano reflector para un arreglo lineal de elementos está dada por la ecuación 4-18.

$$l_p = 2nS \quad (4-18)$$

Donde

l_p = longitud vertical del plano reflector

n = número de elementos del arreglo

S = distancia entre el plano reflector y el dipolo que se presenta en la figura 4.31 (a)

Con base en las relaciones anteriores, se propone que el ancho y la longitud del reflector sean iguales y tomen el valor de $1.2\lambda_0$ que es un valor que se encuentra dentro de los intervalos válidos para ambas dimensiones. Para una longitud de onda $\lambda_0=166.666$ mm, las dimensiones tanto de largo como ancho del reflector es de 200 mm. En [31] se realiza un estudio de un plano reflector similar al plano reflector propuesto en esta tesis, encontraron que para un valor de $w_p = 1.22\lambda_0$ se obtiene un patrón de radiación con un ancho de lóbulo principal a potencia media muy cercano a 60° .

Con el fin de optimizar el diseño, los valores de d y α que se muestran en la figura 4.31 (c) se determinan por medio de un estudio por computadora para lograr que el ancho de lóbulo a potencia media se aproxime a 60° . Después de este estudio, los valores que se obtienen son $d = 20$ mm y $\alpha = 70^\circ$

4.2.4 Análisis por computadora del dipolo planar con sistema de alimentación integrado

Una vez que se obtienen los resultados de diseño de las dimensiones del dipolo planar, se realiza un estudio por computadora para sintonizarlo con el fin de que opere en la banda de 1710-1880 MHz. El estudio y el análisis por computadora de las características eléctricas del dipolo planar se lleva a cabo con la herramienta *CST Microwave Studio*. Inicialmente se desarrolla un modelo en 3D del dipolo básico con las dimensiones que se obtuvieron con las ecuaciones de diseño que se presentan en las secciones 4.2.1 y 4.2.2. La figura 4.32 presenta el modelo en CST del dipolo con *balun* integrado, ambos se muestran en mismo plano, sin embargo, existe una separación entre ellos de 1.27mm que se modela con una capa de aire. El material que se utiliza para el modelo del dipolo y el *balun* se define como un conductor eléctrico perfecto, ambos presentan un espesor es de 0.31mm, este dato corresponde al espesor de una lámina comercial de calibre 30.

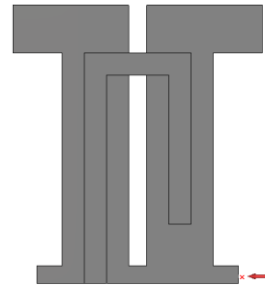


Figura 4. 32 Modelo en CST del dipolo planar con balun integrado

El desarrollo del estudio por computadora del dipolo planar se realiza en tres etapas. La primera corresponde únicamente al dipolo planar con las dimensiones iniciales de diseño, posteriormente en la segunda etapa se realiza la entonación del dipolo para acoplarlo a la banda de interés. En la tercera se realiza una entonación y el estudio del ancho del lóbulo principal en el plano azimutal del dipolo planar con reflector.

Las dimensiones iniciales del dipolo planar se registran en la tabla 4.10, en el análisis por computadora se estudia el parámetro S_{11} en función de la frecuencia con el fin de determinar el grado de acoplamiento sobre la banda de interés, valores menores o iguales a coeficientes de reflexión de -15 dB garantizan un buen acoplamiento y una buena estabilidad del patrón de radiación del dipolo planar [3]. En la figura 4.33 se presenta la curva del parámetro S_{11} , de la cual se aprecia que el dipolo está desacoplado debido a que curva del coeficiente de reflexión presenta valores mayores a -15 dB sobre la banda de 1710-1880 MHz.

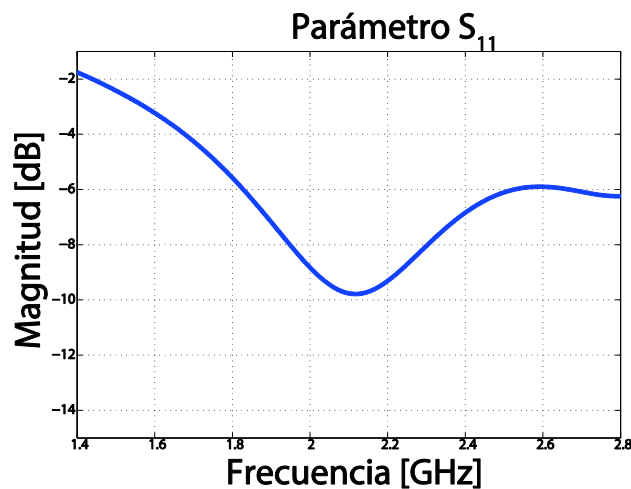


Figura 4. 33 Parámetro S del dipolo inicial con balun integrado

Debido al desacoplamiento del dipolo, es necesario realizar un estudio paramétrico de las dimensiones del dipolo y del *balun* para que el coeficiente de reflexión tome valores menores a -15 dB sobre la banda de 1710 a 1880 MHz. Los parámetros de ajuste para la entonación del dipolo se presentan en la figura 4.34. Inicialmente el largo y ancho del dipolo se mantienen constantes, con el fin de reducir la cantidad de parámetros para el ajuste del dipolo a la banda de interés. Para la entonación del dipolo se estudió el efecto de las longitudes l_{ab} , l_a y l_b , las cuales se incrementan o se reducen a partir del valor inicial propuesto con el fin de obtener el acoplamiento óptimo. En la misma figura, las dimensiones resultantes se expresan con las dimensiones L_{ab} , L_a y L_b , respectivamente y los incrementos se representan con los parámetros δ , δ_3 y δ_2 , respectivamente. Para este caso, como se muestra en esta figura δ y δ_3 son de la misma dimensión, lo cual permite que los parámetros de ajuste se reduzcan solamente a δ y δ_2 .

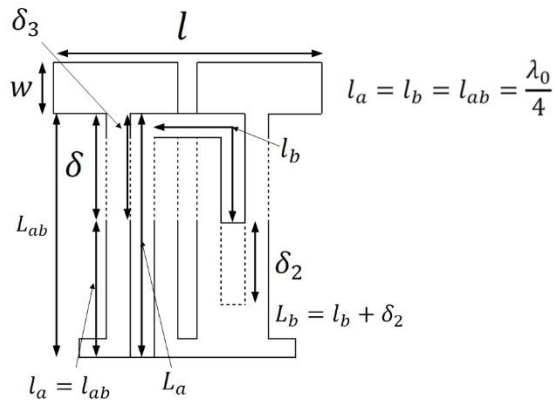


Figura 4. 34 Parámetros de ajuste para el dipolo planar

El parámetro δ_3 cobra sentido cuando se ajusta el dipolo cruzado, en este caso el punto de alimentación se reduce para que el *balun* de cada dipolo no tengan contacto entre sí, lo cual hace que δ y δ_3 sean diferentes. En el proceso de entonación se fija un valor de δ y se hace un barrido de δ_2 en intervalos de $\Delta\delta_2$. Idealmente el valor $\Delta\delta_2$ es infinitesimal, sin embargo se tiene un compromiso con la cantidad de procesamiento de cómputo porque entre más pequeño sea $\Delta\delta_2$ las iteraciones, la carga y el tiempo de procesamiento computacional se incrementan. En el estudio que se hace, el valor de $\Delta\delta_2$ es de 1 milímetro, este mismo valor también se aplica para los incrementos de $\Delta\delta$. En el estudio paramétrico δ_2 toma un conjunto de valores y para cada valor se obtiene la curva del coeficiente de reflexión cuyas frecuencias de resonancia son muy cercanas a 1800 MHz. Este proceso es iterativo y se realiza para observar el comportamiento del dipolo para varios valores de δ , el cual se incrementa o se reduce con pequeños pasos $\Delta\delta$ igual a 1 mm.

Considerando las ecuaciones para un diseño aproximado se requiere que la longitud de un

dipolo se encuentre en el intervalo de $0.42 \lambda_0 \leq l \leq 0.5 \lambda_0$ y su ancho debe estar entre los límites de $0.05 \lambda_0 \leq w \leq 0.1 \lambda_0$. Al mantener el parámetro δ en un valor fijo y al hacer un estudio paramétrico de la influencia de δ_2 sobre S_{11} , se puede encontrar una curva del coeficiente de reflexión cuya frecuencia de resonancia sea igual a $f_0=1800\text{MHz}$; estas curvas darán información sobre la profundidad del acoplamiento. En el proceso de entonación se hace una comparación del conjunto de curvas del coeficiente de reflexión y se toman los valores δ y δ_2 que presenten el mejor acoplamiento.

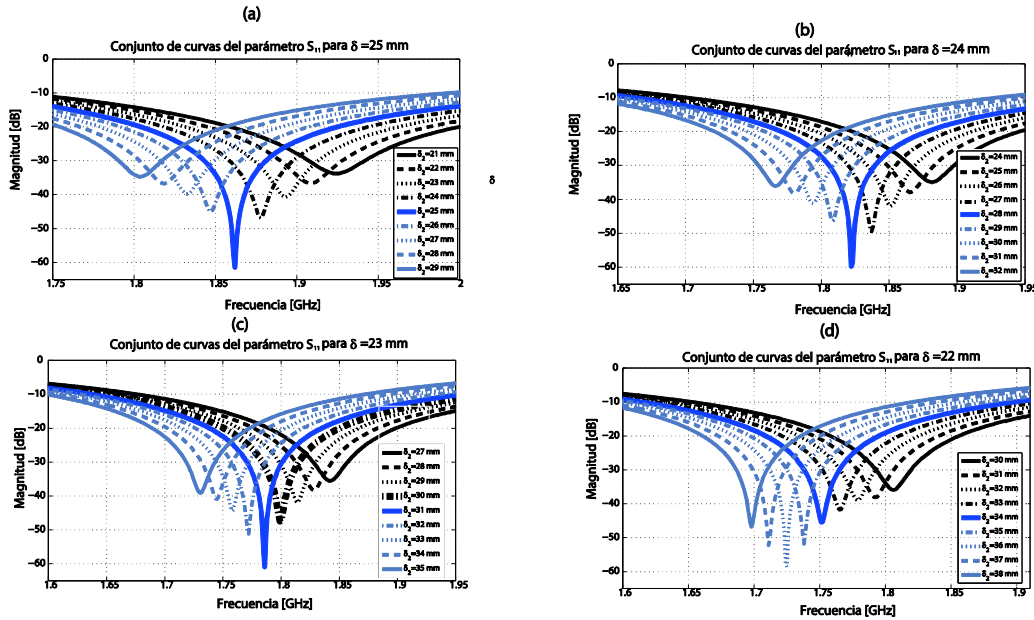


Figura 4. 35 Análisis por computadora del coeficiente de reflexión para diferentes valores de la longitud de las cintas coplanares, (a) incremento de 25 mm, (b) incremento de 24 mm, (c) incremento de 23 mm y (d) incremento de 22 mm

En la figura 4.35 (a)-(d) se presentan 4 conjuntos de curvas que corresponden a los valores de δ igual a 25 mm, 24 mm, 23 mm y 22 mm, que son valores a los cuales se presenta el mayor acoplamiento. En cada una de las figuras, para cada valor de δ se realiza un análisis para diferentes δ_2 , en este estudio se observa que conforme el parámetro δ_2 aumenta, la frecuencia de resonancia se recorre a un valor menor.

Es de importancia analizar el comportamiento de las curvas del parámetro S_{11} mostrados en la figura 4.35 (a)-(d). Inicialmente cuando el incremento de las cintas coplanares es de 25 mm, se encuentra que la curva del parámetro S_{11} a la frecuencia de 1800 MHz es cuando $\delta_2=29$ mm, el valor del coeficiente de reflexión correspondiente es de -32.6 dB el cual se muestra en la figura 4.35 (a). En la figura 4.35 (b) se muestran los resultados de las curvas del parámetro S_{11} cuando la longitud de las cintas coplanares es igual a $\delta=24$ mm; la curva del coeficiente de reflexión con una frecuencia de resonancia igual a 1800 MHz se obtiene cuando δ_2 está entre el intervalo de 29 mm a 30 mm (debido a la resolución que se emplea, por lo que se puede considerar un valor medio), para este caso el valor

mínimo del coeficiente de reflexión es aproximadamente igual a -37.1 dB. Al comparar los valores del coeficiente de reflexión cuando $\delta=25$ mm y $\delta=24$, se encuentra que para el primer caso se presentan mayores pérdidas por reflexión, y para el segundo el acoplamiento mejora 4.5 dB. Continuando con δ igual a 23 mm, se encuentra que la curva del parámetro S_{11} a la frecuencia de resonancia corresponde cuando $\delta_2=30$ mm y el coeficiente de reflexión resultante es de -49 dB, el cual se muestra en la figura 4.35 (c). Con base en los resultados anteriores, el coeficiente de reflexión presenta un valor más profundo cuando $\delta=23$ mm, lo que mejora el acoplamiento 16.4 dB para el caso cuando $\delta=25$ mm y 11.9 dB cuando $\delta=24$ mm. Al seguir esta tendencia, se espera que cuando δ sea igual a 22 mm el acoplamiento mejore ante los tres casos anteriores, sin embargo esto no sucede, este comportamiento se puede observar en la figura 4.35 (d). Para este caso, cuando $\delta_2=30.5$ mm se tiene la curva del S_{11} con su respectiva frecuencia de resonancia a 1800 MHz y su valor es aproximadamente de -39.1 dB, que es 9.9 dB mayor comparado cuando $\delta=23$ mm. Al analizar los cuatro casos anteriores se determina que los valores óptimos es cuando $\delta=23$ mm y $\delta_2=30$ mm, para estos valores se presenta un acoplamiento muy profundo a 1800 MHz.

El patrón de radiación en 3D que resulta del análisis por computadora del dipolo diseñado se presenta en la figura 4.36 (a), en ésta se aprecia que la ganancia máxima corresponde 3.46 dBi. Los cortes importantes del patrón de radiación del dipolo se presentan en las figuras 4.36 (b) y 4.36 (c), los cuales corresponden al plano E y al plano H, respectivamente.

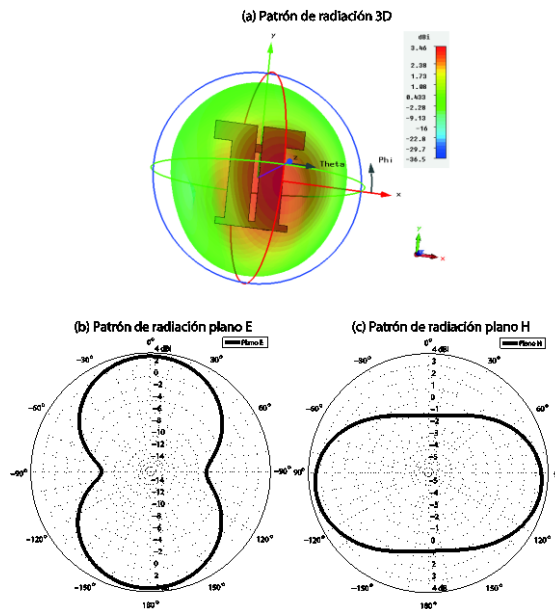


Figura 4. 36 Patrón de radiación del dipolo planar diseñado, (a) vista en 3D, (b) corte en el plano E y (c) corte en el plano H

En el proceso de entonación que se realizó anteriormente, únicamente se estudia el efecto de los parámetros δ , δ_2 y en su defecto para la entonación del dipolo cruzado δ_3 . Los parámetros w y l

que corresponden al ancho y largo del dipolo se mantienen como parámetros fijos, sin embargo también juegan un papel importante en la sintonización de la antena. En la tabla 4.11 se muestra el comportamiento de la frecuencia de resonancia como función de δ , δ_2 , δ_3 , w y l , que son los parámetros de control de la estructura del dipolo planar de la figura 4.34.

Parámetros de entonación	δ	δ_2	δ_3	w	l	Efecto sobre f_0
Modificación	↑	—	—	—	—	↓
	↓	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	↓
	—	↓	—	—	—	↑
	—	—	↑	—	—	↑
	—	—	↓	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	↓
	—	—	—	↓	—	↑
	—	—	—	—	↑	↓
	—	—	—	—	↓	↑

Tabla 4.11 Parámetros de control para la entonación a la frecuencia de resonancia del dipolo planar de la figura 4.34, leyenda: — sin cambios, ↑ incrementa, ↓ decremента

En la tercera etapa del desarrollo de la antena se realiza el estudio del dipolo con el reflector con forma de canal, el dipolo se posiciona sobre el reflector con una inclinación de 45° como se muestra en la figura 4.38 (a). Al colocar el reflector, el dipolo se desentona de la frecuencia de 1800 MHz, lo que conlleva a realizar de nuevo el proceso de entonación a través de un análisis paramétrico empleando como variables a δ y δ_2 . La curva del coeficiente de reflexión del dipolo optimizado con reflector se presenta en la figura 4.37, en la cual se muestra que se cumple con el requisito de mantener al coeficiente de reflexión menor o igual a -15 dB en la banda de 1710-1880 MHz. Los valores δ y δ_2 que resultan del proceso de entonación del dipolo planar con reflector se registran en la tabla 4.12.

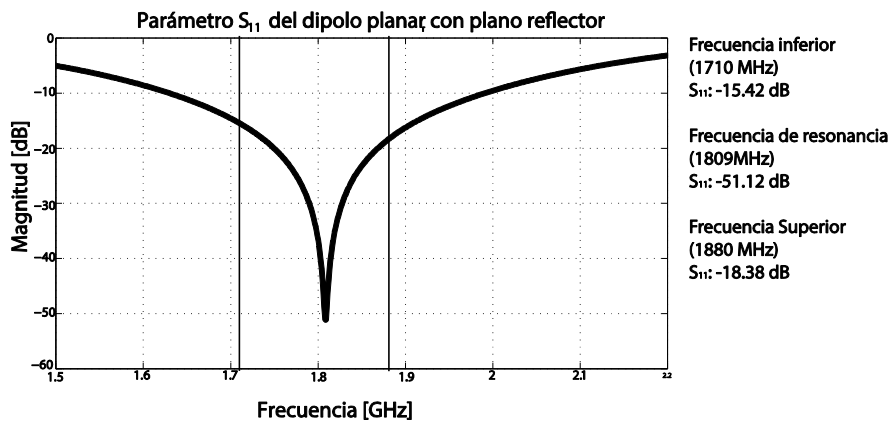


Figura 4. 37 Parámetro S_{11} del dipolo planar con plano reflector

En la estructura del dipolo planar con reflector, la microcinta con impedancia característica Z_a

que constituye al *balun* presenta un dobléz en el punto en donde las cintas coplanares están cortocircuitadas, el dobléz de la microcinta tiene forma de “L”. Inicialmente la microcinta con impedancia característica Z_a es paralela a una distancia de 1.27 mm de una de las cintas coplanares, las cuales actúan como plano de tierra. En el dobléz, la microcinta es paralela al reflector el cual actúa como el plano de tierra, entre la microcinta y el plano de tierra se debe mantener la misma separación de 1.27 mm como se muestra en la figura 4.38 (b).

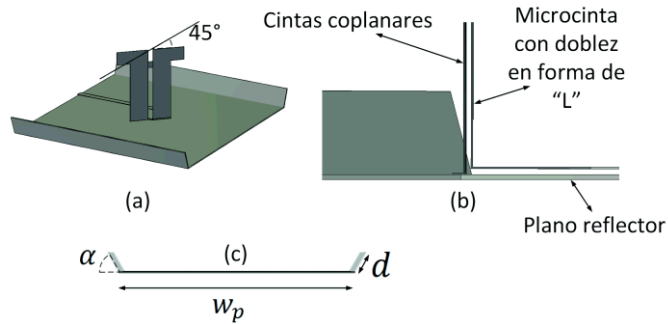


Figura 4.38 Dipolo planar con plano reflector, (a) vista superior, (b) vista del dobléz de la microcinta con impedancia característica Z_a y (c) vista lateral del plano reflector

Con el reflector puesto, la energía se distribuye perpendicularmente al eje de la longitud del dipolo lo que produce que el patrón de radiación se vuelva direccional. La figura 4.39 muestra el patrón de radiación en 3D, obteniendo una ganancia máxima de 7.16 dBi.

Como el dipolo se posiciona a un ángulo de 45° a partir del eje de simetría del plano reflector, su plano E también presenta el mismo ángulo de inclinación, y este plano no da la información indispensable sobre el comportamiento del ancho del lóbulo principal al proyectarse horizontalmente sobre la celda, es por esta razón que en el análisis del patrón de radiación del dipolo con reflector se hace con énfasis en el plano azimutal. Por medio

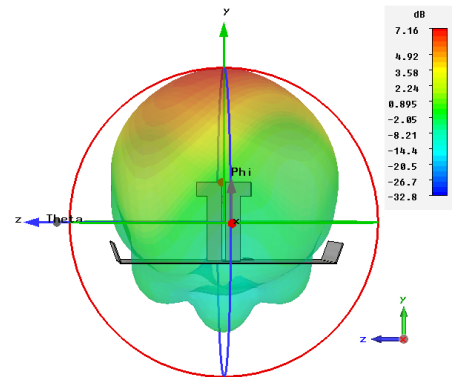


Figura 4. 39 Vista superior del patrón de radiación del dipolo planar con plano reflector

de un estudio por computadora se realiza un estudio de la influencia del parámetro α , sobre el patrón de radiación, α es el ángulo del dobléz como se presenta en la figura 4.38 (c). Este estudio se realiza con el fin de ajustar el ancho del lóbulo principal a un valor ligeramente mayor a 60° . La figura 4.40 presenta la comparación del patrón de radiación en el plano azimutal para valores de α de 55° , 60° , 65° y 70° . A partir de esta figura se observa que conforme α aumenta el ancho del lóbulo principal se reduce. El valor que se propone para el parámetro α es de 70° , el cual genera un lóbulo principal con un ancho de haz de 67.1° en el plano azimutal, este valor es mayor a 60° con el fin de asegurar la

zona de transferencia de llamada entre los bordes de cada sector.

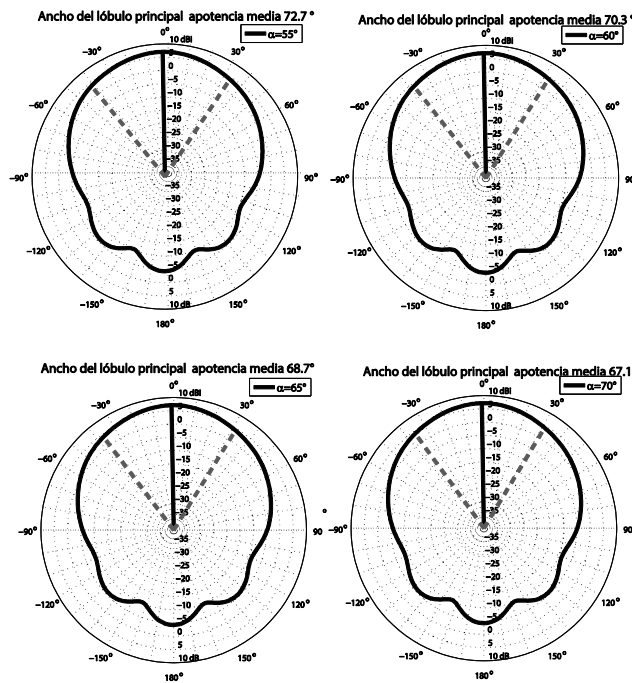


Figura 4. 40 Patrones de radiación en el plano azimutal de a diferentes ángulos de apertura del plano reflector

En la tabla 4.12 se registran las dimensiones del dipolo para cada una de las etapas de entonación. Estas dimensiones aseguran el acoplamiento óptimo del dipolo planar que se presenta en la figura 4.34. Cuando se tienen dipolos cruzados, se presenta una interacción mutua entre los dipolos alternando algunas características eléctricas de los dipolos, esta interacción exige un nuevo proceso de resintonización, el cual se presenta en la siguiente sección.

Parámetro	Dimensión inicial propuesta [mm]	Dimensión resultante de la entonación sin plano reflector [mm]	Dimensión resultante de la entonación con plano reflector [mm]
l	70	70	70
w	13.33	13.33	13.33
δ_3	0	23	25.8
δ_2	0	29	25.8
δ	0	23	20.02
$L_a = 41.6 + \delta_3$	41.6	64.6	177.19 (con doblez)
$L_b = 41.6 + \delta_2$	41.6	71.6	67.4
$L_{ab} = 41.6 + \delta$	41.6	64.6	61.62

Tabla 4. 12 Resultados de las dimensiones del análisis por computadora del dipolo planar con plano reflector

4.3 Selección y diseño de un dipolo cruzado, elemento radiador de una antena de estación base

En la sección anterior se realizó el diseño de un dipolo planar bajo los criterios de las ecuaciones de diseño establecidas, posteriormente se realizó un estudio por computadora con el fin de optimizar el diseño inicial. En este proceso se ajustaron las dimensiones del *balun* y de las cintas coplanares para que las pérdidas por reflexión del dipolo sean menores a -15 dB. En las siguientes secciones se presentará el diseño y estudio por computadora de radiadores compatibles con la diversidad por polarización. La ventaja de utilizar una antena con diversidad por polarización es que permite integrar varios arreglos en un solo panel, esto se debe a que la señal copolar presenta un coeficiente de correlación cercano a cero con respecto a la señal de polarización cruzada presentes en la antena de estación base. Una antena útil para emplearse en sistemas con diversidad por polarización se puede implementar con dipolos cruzados ortogonalmente. Un dipolo cruzado se puede orientar de tal manera que la polarización lineal de cada dipolo corresponda a -45° y 45° , respectivamente. En esta sección se realizará el análisis detallado del diseño de los tres radiadores de doble polarización, bajo estudio.

4.3.1 Diversidad por polarización y polarización cruzada

En muchos sistemas de radiocomunicaciones se utiliza la polarización ortogonal para proporcionar dos canales de comunicación en una misma banda de frecuencias, cada canal puede contener diferente información o la misma, al contener la misma información en cada canal el sistema se vuelve más robusto a los desvanecimientos presentes durante la propagación. A pesar de que la diversidad por polarización vuelve más robusto al sistema de comunicación, es de interés que los radiadores con doble polarización tengan un grado muy bajo de polarización cruzada con el fin de no interferir al canal con polarización ortogonal.

No existe una definición universal para la polarización cruzada, sin embargo, el estándar de la IEEE [32] la define como “la polarización ortogonal a la polarización de referencia.” Esta definición es adecuada para una antena con polarización circular, pero para una polarización lineal y elíptica se debe definir la dirección y sentido de la polarización de referencia para que la polarización ortogonal tenga sentido. En [8] Arthur C. Ludwig propone 3 definiciones de polarización cruzada con el fin de lograr una definición de polarización cruzada más completa.

1. *Ludwig-1*. En un sistema de coordenadas rectangulares, un vector unitario toma el sentido de la polarización de referencia y otro vector unitario toma el sentido de la polarización ortogonal [8], [32], su representación se muestra en la figura 4.41 (a), esta definición se aplica sobre antenas que poseen únicamente polarización horizontal o vertical debido a que únicamente sus componentes de campo eléctrico se encuentran sobre los planos xy , xz , o yz .

2. *Ludwig-2*. En un sistema de coordenadas esféricas un vector tangente a la superficie de una esfera toma el sentido de la polarización de referencia y un vector ortogonal a éste y tangente a la superficie toma el sentido de la polarización ortogonal, su representación se muestra en la figura 4.41 (b). De manera particular, la dirección de polarización principal se elige de forma que coincida con uno de los vectores unitarios esféricos y la dirección de polarización cruzada se elige tal que coincida con otro vector unitario en coordenadas esféricas. Éstos se pueden determinar con las expresiones 4-19 y 4-20 [8], de estas expresiones se observa que cuando $\theta = \phi = 0$, el vector de la polarización de referencia es igual a $\hat{\phi}$ y el vector de polarización cruzada es igual a $\hat{\theta}$.

$$\hat{u}_{ref} = \frac{\text{sen } \phi \cos \theta \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi}} \quad (4-19)$$

$$\hat{u}_{cruz} = \frac{\cos \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \cos \theta \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi}} \quad (4-20)$$

3. *Ludwig-3*. En la tercera definición de *Ludwig*, las direcciones de la polarización de referencia y la de polarización cruzada se definen de acuerdo a la forma de medir la polarización de una antena [8]. Por ejemplo, se tiene un dipolo orientado verticalmente sobre el eje y y su polarización respectiva es vertical. Como el dipolo no presenta una pureza en la polarización, existirán componentes del campo eléctrico orientados sobre el eje x y el eje z con menor intensidad, ambos ejes son perpendiculares a y , y por lo tanto son componentes de polarización cruzada. Si se tiene un segundo dipolo con polarización horizontal, la componente de polarización cruzada que puede causar interferencia al dipolo horizontal es la componente del campo eléctrico que se encuentra sobre el eje x que produce el dipolo vertical. Esta idea se puede expandir a antenas con polarización elíptica y circular, su representación se muestra en la figura 4.41 (c). Las expresiones 4-21 y 4-22 determinan el sentido del vector del campo con la polarización de referencia y cruzada [8].

$$\hat{u}_{ref} = \text{sen } \phi \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi} \quad (4-21)$$

$$\hat{u}_{cruz} = \cos \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \hat{\phi} \quad (4-22)$$

En las definiciones *Ludwig-2* y *Ludwig-3*, el vector copolar y de polarización cruzada son tangentes a una esfera, por lo que son apropiados para calcular la polarización cruzada de un patrón de radiación ya establecido. El programa de simulación CST incluye en su configuración las definiciones de *Ludwig-2* y *Ludwig-3*, las cuales determinan el patrón de radiación copolar y de polarización cruzada, una vez que se obtiene el patrón de radiación de la antena. Existen dos

efectos que la polarización cruzada puede ocasionar: 1) se presenta un patrón de radiación secundario de una antena cuya polarización es ortogonal a la polarización de referencia, y 2) describe la distribución de campo eléctrico principal. Como ejemplo, ambos efectos se representan matemáticamente con las expresiones 4-23 y 4-24 para la definición de *Ludwig-3*, que son el resultado del producto punto de campo eléctrico total con los vectores unitarios copolar y polarización cruzada dadas por las expresiones 4-21 y 4-22.

$$R(\theta, \phi) = E_T(\theta, \phi) \cdot (\text{sen } \phi \hat{\theta} + \text{cos } \phi \hat{\phi}) \tag{4-23}$$

$$C(\theta, \phi) = E_T(\theta, \phi) \cdot (\text{cos } \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \hat{\phi}) \tag{4-24}$$

Donde

$E_T(\theta, \phi)$ = campo eléctrico total

$R(\theta, \phi)$ = campo eléctrico asociado a la polarización de referencia

$C(\theta, \phi)$ = campo eléctrico asociado a la polarización cruzada

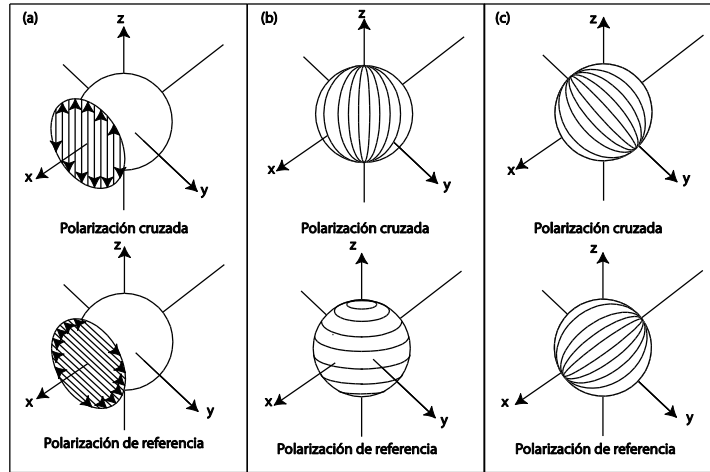


Figura 4. 41 Representación de las definiciones de polarización cruzada, (a) Ludwig-1, (b) Ludwig-2 y (c) Ludwig-3

Al aplicar las ecuaciones 4-23 y 4-24 se obtienen los patrones de radiación de polarización de referencia y de polarización cruzada (ver figura 4.42), comúnmente en el patrón de radiación de polarización cruzada se generan lóbulos secundarios y sus cruces por cero coinciden con la dirección máxima del lóbulo principal del patrón de radiación de interés. Estos lóbulos secundarios son los que causan interferencia al canal con polarización ortogonal en antenas de estación base. El patrón de radiación asociado a la

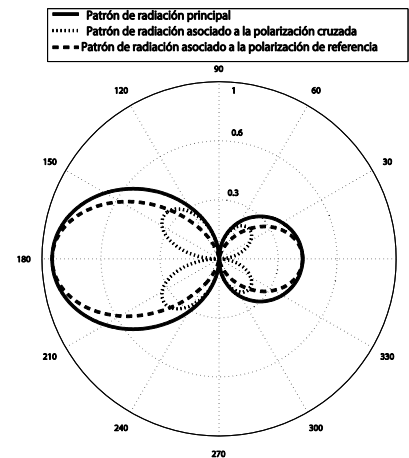


Figura 4. 42 Representación del patrón de radiación copolar y de polarización cruzada para una antena direccional

polarización cruzada se puede extender a un patrón de radiación en 3D, al aplicar la ecuación 4-24 para todos los cortes en el plano azimutal y de elevación.

El dipolo cruzado que se muestra en la figura 4.43 (a) es la estructura inicial de los 3 dipolos cruzados los cuales se estudiaron en la sección 4.1.2. En la siguiente sección se realiza un análisis comparativo de estos 3 radiadores, los parámetros de comparación que se emplean son: el error de seguimiento y su polarización cruzada. El dipolo cruzado de la figura 4.43 (a), con el fin de reducir la intermodulación pasiva se construye en una sola estructura metálica, la cual se muestra en la figura 4.43 (b). La figura 4.43 (b) muestra las líneas que indican los dobleces y las líneas de corte para dar forma a los dipolos cruzados.

4.3.2 Dipolos cruzados propuestos

En la sección 4.1.2 se introdujeron los tres dipolos propuestos para su investigación en esta tesis, en donde se analizaron los resultados que se obtuvieron por computadora acerca de los parámetros de impedancia, pérdidas por reflexión, estabilidad del patrón de radiación en el ancho de banda, ganancia y ancho del lóbulo principal.

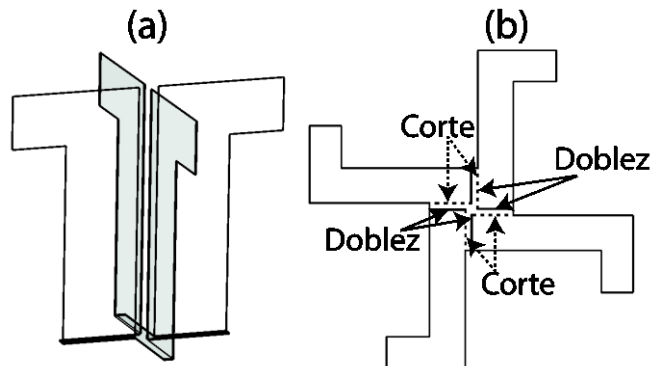


Figura 4. 43 Estructura en una sola pieza metálica de dos dipolos cruzados, (a) estructura terminada del diseño inicial de dipolos y (b) diseño del dipolo cruzado sobre una lámina de metal

Los dipolos cruzados se colocan sobre un plano reflector el cual tiene dobleces que le dan forma de canal, la estructura completa se presenta en la figura 4.44.

Se modelan tres dipolos con el fin de realizar el estudio comparativo de sus características físicas y eléctricas, en el análisis se engloba el proceso de sintonización para cada dipolo del radiador. Cada radiador estudiado presenta una apariencia diferente en la forma de los brazos de cada dipolo, por lo que cada radiador contiene parámetros propios los cuales influirán en el proceso de sintonización. Los parámetros de los tres radiadores propuestos se dividen en parámetros generales y parámetros propios, los cuales se definen a continuación:

- **Parámetros generales.** Éstas están presentes en los tres radiadores bajo estudio. Estos parámetros son: la longitud de la cintas coplanares L_{ab} , la longitud del dipolo l_{dip} , el ancho del

dipolo w_{dip} , la longitud L_{ai} de la microcinta con impedancia característica Z_{ai} y la longitud de la microcinta en circuito abierto L_{bi} . Estos últimos dos parámetros tienen la etiqueta i , la cual hace referencia a un dipolo del radiador, por lo tanto toma el valor de 1 o 2.

- **Parámetros propios.** Éstos resultan de la forma geométrica particular de los brazos del dipolo y tienen un efecto considerable sobre la frecuencia de resonancia, por lo que son los que posibilitan la sintonización del radiador.

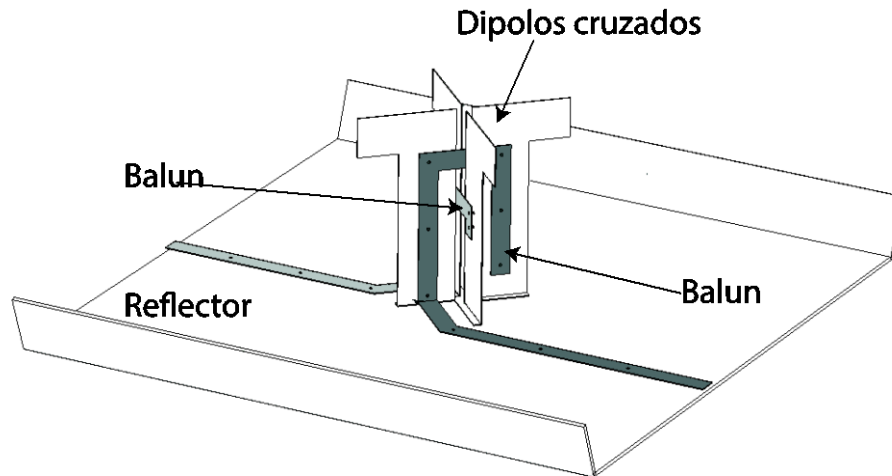


Figura 4. 44 Estructura del radiador inicial de doble polarización

De manera general, el proceso de sintonización se realiza de manera iterativa en donde se lleva a cabo un estudio por computadora de los parámetros de dispersión al modificar principalmente las longitudes físicas del *balun*. Al modificar las longitudes físicas de cada *balun* se puede acoplar su impedancia de salida a la impedancia del respectivo dipolo en la frecuencia de 1800 MHz. Este estudio se puede realizar analíticamente por medio del modelo de un dipolo impreso con *balun* integrado, presente en la referencia [27], sin embargo, el análisis resulta tedioso, y complicado y aproximado, por lo que un estudio por computadora resulta más adecuado.

Dipolos cruzados con corte en pendiente.

Este radiador se muestra en la figura 4.45. En la figura 4.45 (a) se presentan los dos dipolos cruzados diseñadas en una sola lámina de metal, cada dipolo se extiende hacia arriba mediante un doblez de 90° . Los brazos de cada dipolo presentan un corte en forma de pendiente, el ángulo de inclinación influye en la frecuencia de resonancia, la cual se recorre a un valor mayor conforme la pendiente se acerca a 90° . En la figura 4.45 (b) se muestra la vista frontal de uno de los dipolos que conforma el radiador, en esta imagen se presentan los parámetros de control que permiten la entonación de este dipolo. El parámetro propio de este radiador es el ángulo θ mostrado en la figura 4.45 (b) y (c). Después del análisis de las ecuaciones de diseño del dipolo y del *balun* y apoyándose de estudios preliminares por computadora del dipolo cruzado, se presenta en la tabla 4.13, los efectos

de los parámetros de control (generales y propios) sobre la frecuencia de resonancia.

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	θ	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	↑

Figura 4. 13 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados con corte en pendiente

En la figura 4.45 (c) se muestra la vista frontal del segundo dipolo, debido a la simetría del radiador, las dimensiones acerca de la longitud de las cintas coplanares, longitud y ancho de dipolo son las mismas al del dipolo de la figura 4.45 (b). La única diferencia se centra en la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a1} , la cual es de diferente tamaño con el fin de que se pueda manipular la colocación de cada balun al cruzar los dos dipolos.

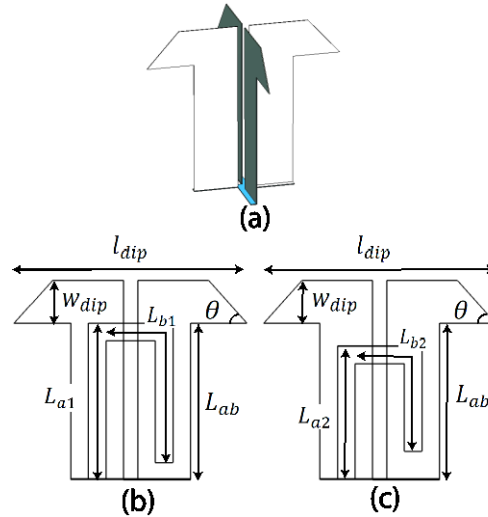


Figura 4. 45 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados con corte en pendiente, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Muchos factores de error se pueden sumar durante la construcción del dipolo, por lo que en el proceso de su entonación de cada dipolo se diseña con coeficientes de reflexión muy profundos en la frecuencia de resonancia. En el estudio por computadora es necesario obtener los valores óptimos para los cuales se tengan un valor de -40 dB a la frecuencia de 1800 MHz; este proceso de optimización se mostró anteriormente en la sección 4.2.4, en la que a partir de una familia de curvas del coeficiente de reflexión se selecciona la que muestra el mayor acoplamiento.

En la entonación del elemento radiador de dipolos cruzado se elige uno de los dos dipolos

indistintamente, el cual será el dipolo del puerto 1. El dipolo que se elige determina los valores de los parámetros generales para su sintonización, éstos son la longitud de las cintas coplanares, el ángulo del corte en pendiente del brazo del dipolo, la longitud y ancho del dipolo. En la sintonización del segundo dipolo estos parámetros ya son fijos con el fin de mantener la simetría en elemento radiador y los parámetros para su sintonización se reducen a L_{a2} y L_{b2} .

El método iterativo de sintonización del dipolo 1 se presenta en el diagrama de flujo de la figura 4.46, en el cual se determina con la curva del coeficiente de reflexión con el acoplamiento más profundo. Como primer paso se inicializan los valores de los parámetros generales y propios. Los generales (longitud y ancho del dipolo) tienen valores que se encuentran en un intervalo, los cuales se inicializan en un valor medio.

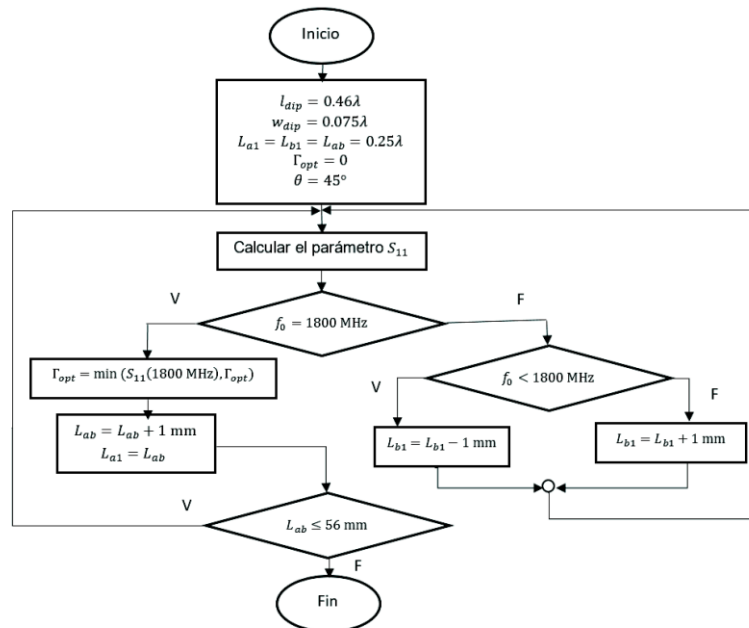


Figura 4. 46 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del primer dipolo en el primer radiador bajo investigación

Una vez que se calcula el parámetro S_{11} , se determina el valor de la frecuencia de resonancia y se compara con la frecuencia de 1800 MHz; si al comparar las frecuencias coinciden, entonces se realiza una comparación del coeficiente de reflexión calculado anteriormente con el actual y se toma el valor menor de los dos. En caso de ser la primera iteración, el coeficiente de reflexión anterior toma el valor de cero. En este punto, el diagrama de flujo permite cumplir el objetivo de entonar a la antena a la frecuencia de 1800 MHz para el valor actual de L_{ab} , el cual posteriormente se vuelve a incrementar 1 mm para establecer una nueva iteración. Cuando se sintoniza el primer dipolo, la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a1} es igual a la longitud de las cintas coplanares por lo que también se incrementa 1 mm.

Si la frecuencia de resonancia no coincide con 1800 MHz, se realiza un análisis comparativo y

determinar si es mayor o menor a 1800 MHz. Dependiendo del caso se toma una decisión para ajustarla a 1800 MHz. Al realizar el estudio paramétrico se observa que L_{b1} tiene un efecto sobre la frecuencia de resonancia (este estudio se registra en la tabla 4.12), si la frecuencia de resonancia actual es mayor a 1800 MHz la decisión que se toma es incrementar el valor de L_{b1} 1 mm, para tener un cambio suave de la frecuencia de resonancia, posteriormente se realiza el nuevo el cálculo del parámetro S_{11} . En un caso contrario, si la frecuencia de resonancia actual es menor a 1800 MHz, el valor de L_{b1} se decrementa 1 mm y se vuelve a realizar el cálculo del parámetro S_{11} .

La condición final se determina para la longitud máxima de L_{ab} de tal manera que no se aleje considerablemente del valor inicial que es de 41.6 mm (longitud eléctrica igual a 90°). El umbral que se establece es hasta cuando la longitud eléctrica es mayor a 120° , si esta condición se cumple se determinan los valores de los parámetros a los cuales se presentó el coeficiente de reflexión mínimo a la frecuencia de resonancia, el cual corresponde a la curva óptima del coeficiente de reflexión y termina proceso de sintonización.

Debido a que los incrementos de L_{ab} y L_{b1} se realizan de manera discreta, en la frecuencia de resonancia no necesariamente será idéntica a 1800 MHz pero si tomará valores próximos, para no tener que emplear una resolución de decimas de milímetros para las longitudes L_{ab} y L_{b1} , se decidió emplear como variables el ángulo de inclinación del corte en pendiente, la longitud y el ancho del dipolo.

Al sintonizar el segundo dipolo, el ángulo de corte del brazo del dipolo, la longitud de las cintas coplanares, la longitud y ancho del dipolo se mantienen constantes. Los únicos parámetros de control que destacan son la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a2} y la longitud de la microcinta en circuito abierto, los cuales son L_{a2} y L_{b2} , respectivamente. En este caso, el parámetro L_{a2} del segundo dipolo puede tomar solamente el siguiente conjunto de valores $L_{ab} - W_m > L_{a2} > L_{ab} + W_m$, en donde W_m es el ancho de la microcinta y es igual a 6.2 mm; fuera de este intervalo se considera que la longitud L_{a1} está definida por el dipolo 1 y L_{a2} debe tomar un valor diferente.

El método iterativo que se utiliza para la entonación del segundo dipolo se describe el diagrama de flujo de la figura 4.47. Inicialmente se define a la longitud L_{a2} un valor menor que $L_{a1} - 7.2$ mm, esta consideración presenta 1 mm de tolerancia para evitar un posible contacto físico de entre cada *balun*; por otra parte el valor de L_{b2} se inicializa al valor de un cuarto de longitud de onda. Con los valores iniciales se calcula S_{22} .

En el caso cuando la frecuencia de resonancia es diferente de 1800 MHz se realiza una comparación para tomar la decisión y realizar el entonamiento para que sea igual a 1800 MHz. Los bloques de decisión para realizar el ajuste de sintonización en el diagrama de flujo son similares a los bloques que se utilizan para sintonizar el primer dipolo, esto se debe a que ambos parámetros L_{b1} y

L_{b2} tienen el mismo efecto en la frecuencia de resonancia de su respectivo dipolo. Al realizar el entonamiento se vuelve a calcular S_{22} hasta satisfacer la condición y salir del ciclo del diagrama de flujo.

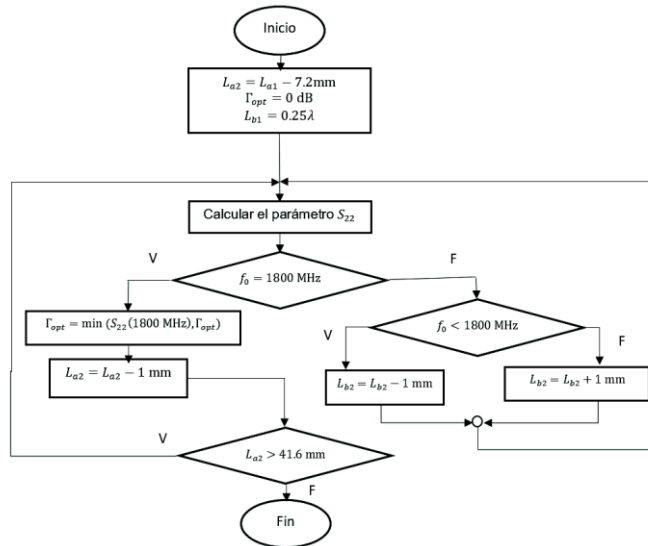


Figura 4. 47 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del segundo dipolo en el primer radiador bajo investigación

Si la frecuencia de resonancia evaluada con S_{22} actual es igual a 1800 MHz, el valor óptimo del coeficiente de reflexión es el valor mínimo entre el valor actual y el valor óptimo anterior. El último bloque de decisión se limita el parámetro L_{a2} al valor mínimo que puede tomar, este no debe ser menor a 0.25λ a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz. Lo anterior se sugiere para asegurar que cuando se decremente la longitud L_{b2} no haga contacto con el plano reflector o la base de las cintas coplanares. Cuando se cumple que $L_{a2} > 0.25\lambda$, se vuelve a calcular S_{22} con el nuevo valor de L_{a2} , el cual se decrementó en el bloque anterior cuando la frecuencia de resonancia fue igual a 1800 MHz. Si la condición es falsa, indica que el valor de L_{a2} tiene el valor mínimo permitido, finalmente con la información de Γ_{opt} actual se puede elegir la curva óptima de S_{22} .

Dipolos cruzados con brazos doblados.

El segundo radiador consiste de dos dipolos con los brazos doblados hacia el plano de tierra lo cual permite reducir el tamaño del elemento radiador. La figura 4.48 (a) muestra su estructura en una sola pieza metálica. El elemento radiador de la figura 4.48 (a) consiste de dos dipolos convencionales de 0.5λ , los brazos doblados hacia el plano reflector permiten reducir la longitud del eje aparente del radiador. El doblez no afecta la distribución de corriente en los brazos del dipolo ni la forma del patrón de radiación.

Las figuras 4.48 (b) y 4.48 (c) presentan las vista frontal de cada dipolo del radiador, en cada figura se muestran los parámetros que determinan la frecuencia de resonancia. Los parámetros

generales en el dipolo corresponden a la longitud de las cintas coplanares L_{ab} , la longitud del dipolo l_{dip} , el ancho del dipolo w_{dip} y los parámetros propios que describen la dimensiones físicas del doblado de los brazos, corresponden a w_2 , g y l .

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	g	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	↓

Tabla 4. 14 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados

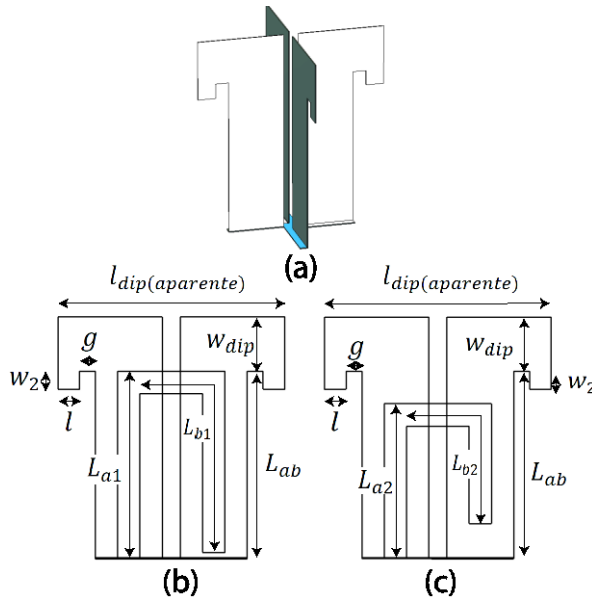


Figura 4. 48 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Al igual que el elemento radiador anterior, se pretende que longitud los parámetros L_{a1} y L_{a2} sean diferentes. A través del estudio de la impedancia de entrada de un dipolo planar con *balun* integrado, así como de un estudio por computadora se observó que se puede ajustar el dipolo a una frecuencia de resonancia de 1800 MHz mediante la variación de las longitudes físicas del *balun*. En la tabla 4.14 se reporta el estudio realizado por computadora del efecto de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia.

El proceso de sintonización del primer y segundo dipolo se realiza a través de los parámetros generales con el fin de tener un método de sintonización igual o similar para los tres elementos

radiadores bajo análisis. En este caso se consideran las longitudes físicas del *balun* que son parámetros generales, los parámetros propios se utilizan como medio para aumentar la profundidad del acoplamiento y como una sintonización fina de la frecuencia de resonancia (1800 MHz). En la figura 4.49 se presenta el diagrama de flujo para el estudio paramétrico del primer dipolo a entonar.

En el diagrama de flujo de la figura 4.49 se inicializan los parámetros generales a los valores propuestos en el diseño. El valor propio g se inicializa a $\frac{l_{dip(aparente)}}{2} - w_{dip}$, esto garantiza que el parámetro l sea igual a w_{dip} , manteniéndose constante el ancho del dipolo. El valor propio de w_2 se inicializa con base en la reducción de los brazos aparentes del dipolo, si se considera una longitud total de 0.46λ para el dipolo y se quiere reducir la longitud un 15%, entonces, la longitud aparente del dipolo es $l_{dip(aparente)} \approx 0.36\lambda$. La diferencia entre la longitud total y la longitud aparente será el valor al cual se inicialice el parámetros propio $w_2 = 0.1\lambda$.

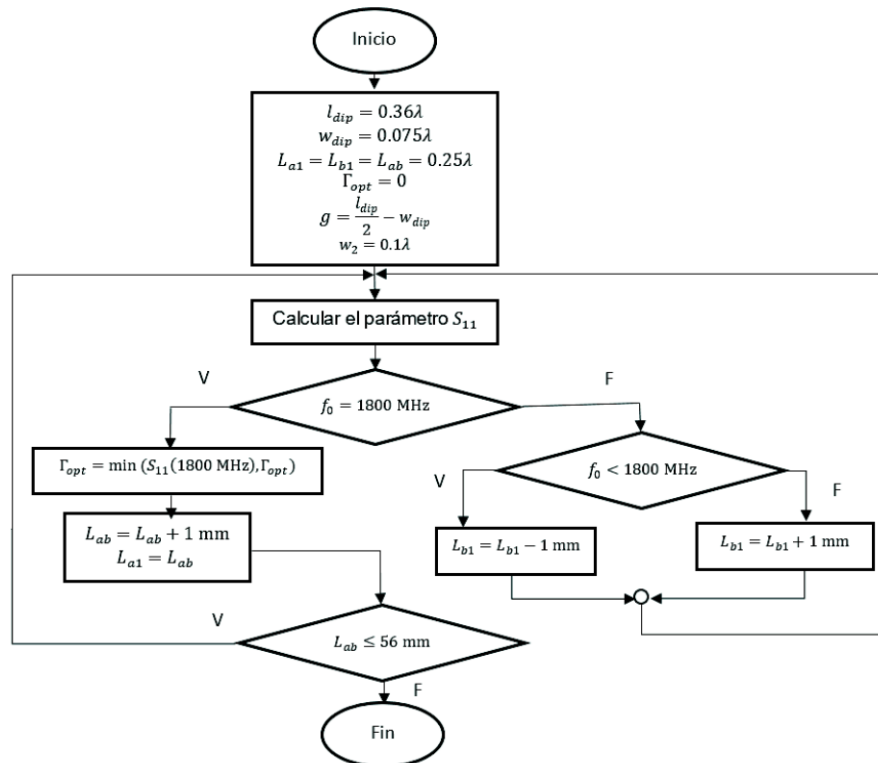


Figura 4. 49 Diagrama de flujo que describe la entonación del primer dipolo en el segundo radiador bajo investigación

Los bloques siguientes son similares a los del diagrama de flujo de la figura 4.46, en donde la sintonización se realiza mediante el ajuste de las dimensiones del *balun*. En el resultado final se pueden utilizar los parámetros propios para un entonamiento fino y así aumentar la profundidad del acoplamiento.

Para la entonación del segundo dipolo se utiliza el diagrama de flujo de la figura 4.47, éste se

va a extender para la entonación del segundo dipolo de los tres elementos radiadores. Lo anterior se debe a que en el proceso de entonación del segundo dipolo se realiza únicamente empleando los parámetros L_{a2} y L_{b2} , los cuales son parámetros generales, lo que hace que el diagrama de flujo adquiera un carácter general y no propio.

Dipolos cruzados en forma de hélice.

Este radiador de doble polarización tiene a dos dipolos impresos en una misma lámina troquelada, cada brazo presente un corte, el cual tiene forma de trapecio que se corta y dobla perpendicularmente al eje del dipolo. El campo eléctrico que genera este doblez presenta un desfase de 180° al campo eléctrico del brazo del dipolo cruzado que está en la dirección del doblez produciendo una cancelación de campos, este fenómeno mejora el aislamiento entre los dipolos. La estructura de este radiador se muestra en la figura 4.50 (a).

Las figuras 4.50 (b) y 4.50 (c) se presentan las vistas frontales de los dos dipolos de doble polarización en forma de hélice. El ancho del dipolo se divide en tres secciones, las cuales son porciones del ancho del dipolo con el fin de reducir la cantidad de parámetros propios que se investigó. El efecto de los parámetros propios y generales del radiador sobre la frecuencia de resonancia, se muestran en la tabla 4.15, los cuales se obtuvieron de un estudio por computadora.

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	L_c	α	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	—	↓

Tabla 4. 15 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados en forma de hélice

Al igual que los diagramas de flujo para la entonación del primer dipolo de los radiadores anteriores, se inicializan los parámetros generales y los parámetros propios. En este caso el parámetro L_c , que es la longitud del corte, se elige de tal manera que el plano del doblez en forma de trapecio coincida con la proyección del borde externo de las cintas coplanares. La longitud entre el origen y el borde externo de las cintas coplanares es de 15 mm, como se muestra en la figura 4.50 (b), por lo que el valor inicial corresponde a $L_c = 0.5l_{dip} - 15\text{mm}$. El parámetro propio α no influye sobre la frecuencia de resonancia, pero los resultados obtenidos por computadora mostraron que influye en la profundidad en el acoplamiento. Regresando a la figura 4.50 (b), se tiene que $\alpha = \text{atan}\left(\frac{w_{dip}}{4L_c}\right)$, al analizar el caso cuando $\alpha > \text{atan}\left(\frac{w_{dip}}{4L_c}\right)$, la forma del brazo adopta una forma diferente a la mostrada

en la figura 4.50 (b) y (c), entonces esta condición expresa el conjunto de valores no permitido para α . Lo anterior indica que el conjunto de valores permitidos para α debe estar en el intervalo $0 \leq \alpha \leq \text{atan}\left(\frac{W_{dip}}{4L_c}\right)$. Una vez que se inicializan los parámetros generales y los parámetros propios se continúa con el diagrama de flujo de la figura 4.51. La ventaja en el diseño de este elemento radiador es que, una vez que se obtiene la curva óptima del coeficiente de reflexión se realiza un estudio paramétrico sobre α para determinar si se puede aumentar la profundidad del acoplamiento.

Parámetros		Dipolos cruzados con corte en pendiente	Dipolos cruzados con brazos doblados	Dipolos cruzados con forma de hélice
Generales	l_{dip}	82 mm	63 mm	71.5 mm
	W_{dip}	15 mm	15 mm	13 mm
	L_{ab}	54.6 mm	51.6 mm	49.6 mm
	L_{a1}	54.6 mm	51.6 mm	49.6 mm
	L_{b1}	66.33 mm	67.6 mm	60.33 mm
	L_{a2}	45.64 mm	41.91 mm	40.64 mm
	L_{b2}	54.33 mm	50.6 mm	48.33 mm
Propios	θ	42°	----	----
	g	----	4.4 mm	----
	w_2	----	5 mm	----
	L_c	----	----	17 mm
	α	----	----	10.8°

Tabla 4. 16 Valores numéricos de las dimensiones de los tres radiadores propuestos

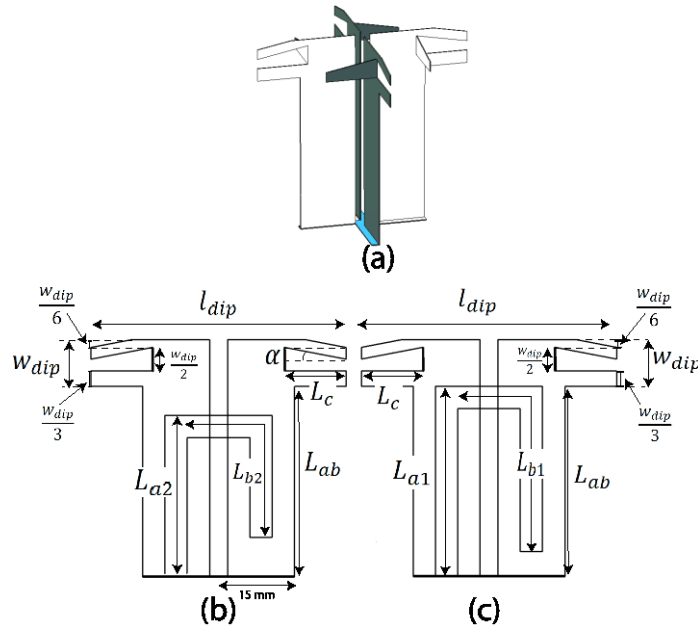


Figura 4. 50 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados en forma de hélice, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Para la entonación del segundo dipolo de este radiador se emplea el diagrama de flujo general que se presenta en la figura 4.47, en este caso los parámetros propios y generales se mantienen constantes con excepción de las longitudes físicas del *balun*. Para radiadores de doble polarización en antenas de estación base es requisito que el acoplamiento mutuo entre dipolos, en la banda de operación sea menor a -30 dB. El considerar este grado de desacoplamiento requiere que los dipolos sean casi independientes, por lo que al modificar las dimensiones del *balun* de un dipolo, no deber haber un efecto directo sobre la frecuencia de resonancia del dipolo ortogonal. Es por este motivo que se sigue el método de entonar un dipolo y posteriormente entonar el segundo dipolo.

Haciendo referencia a las figura 4.45, 4.48 y 4.50, en la tabla 4.16 se presentan los valores numéricos de los parámetros asociados a su respectivo dipolo. Los valores numéricos se obtuvieron mediante un estudio por computadora. Los resultados de la curva de coeficiente de reflexión de los dos dipolos, así como el acoplamiento mutuo se presentaron en la sección 4.1.2.

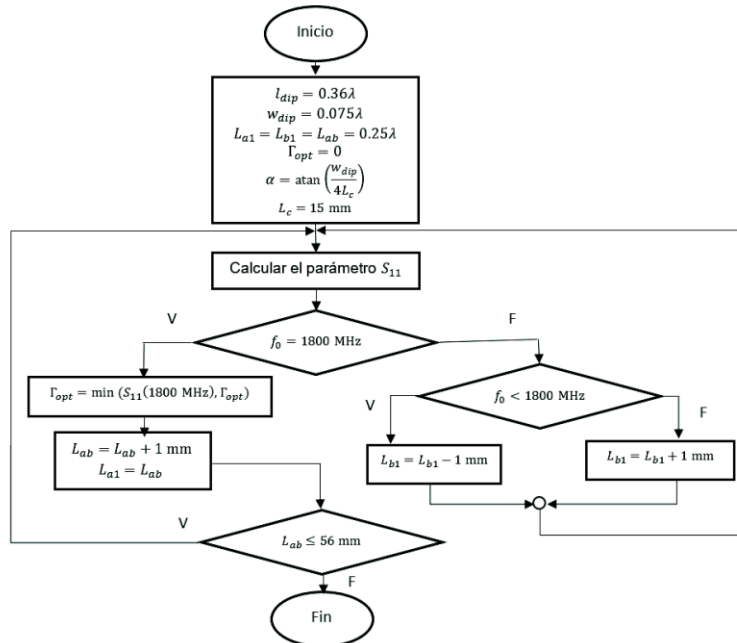


Figura 4. 51 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del primer dipolo en el tercer radiador propuesto

Las condiciones de simulación para la obtención de resultados fueron las siguientes: el número de celdas por longitud de onda fue de 15, este valor define el límite superior para el tamaño de celda respecto a la longitud de onda. Este ajuste influye fuertemente en la calidad de los resultados y el tiempo de cálculo, entre más grande sea este valor la calidad es mayor pero aumenta el tiempo de simulación. En los límites de frontera del campo lejano se pone como condición la longitud de onda de la frecuencia mínima de operación, la cual corresponde a 1700 que es un valor menor al límite

inferior de la banda de operación (1710 MHz). De manera ideal, el límite superior del campo lejano abarca hasta un punto que se encuentre en el infinito con respecto al elemento radiador, pero en el estudio por computadora, el análisis se realiza numéricamente, por lo que la expansión debe ser finita. Por esta razón, se requiere una buena aproximación numérica, y ésta puede obtenerse al considerar los límites de frontera del campo lejano cuya longitud de onda esté asociada a la frecuencia mínima de operación.

Un resultado importante es que el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados se pudo reducir 25% su tamaño comparado con un dipolo convencional de media longitud de onda a 1800 MHz. El dipolo que presenta mayor longitud en los brazos fue el elemento radiador con dipolos cruzado con corte en pendiente el cual la longitud de su eje es de 82 mm, este valor es un poco menor al tamaño de un dipolo de media longitud de onda a 1800 MHz, el cual corresponde a 83.3 mm.

4.3.3 Criterios de selección del dipolo con doble polarización lineal

El estudio por computadora final para llevar a cabo los criterios de selección de los radiadores bajo análisis corresponde al estudio comparativo de la polarización cruzada y el error de seguimiento. En la sección 4.3.1 se describieron las tres definiciones de polarización cruzada propuestas por *Ludwig*. En la tercera, la polarización cruzada se define como la polarización ortogonal que proviene de una fuente de *Huygens* a la polarización de referencia. Esta definición es consistente cuando se especifica la orientación de la polarización de referencia, lo cual la hace una definición más completa, y es la que se emplea.

De manera general, los tres radiadores se constituyen de dos dipolos cruzados puestos sobre un plano reflector, la orientación que toman los dos dipolos cruzados respecto a la horizontal es de 45° y -45° , respectivamente. Ambos ángulos representan la orientación de la polarización de referencia de cada dipolo. La tercera definición de *Ludwig* se puede ver como una transformación de las componentes θ y ϕ del campo eléctrico a coordenadas de *Ludwig-3* que se representan con los vectores unitarios copolar y de polarización cruzada. La transformación se calcula con la ecuación 4-25 [8].

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{ref} \\ \hat{u}_{cruz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \phi & \cos \phi \\ \frac{\partial \sin \phi}{\partial \phi} & \frac{\partial \cos \phi}{\partial \phi} \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

El patrón de radiación de polarización cruzada suele presentar una forma distinta que depende del tipo de polarización, del marco de referencia y del sistema de coordenadas que se tome (cartesianas, esféricas y *Ludwig-3*). La característica principal de la tercera definición de *Ludwig* es que, las direcciones de la componente principal y la de polarización cruzada deben definirse de acuerdo a la orientación específica del radiador. Para aplicar la tercera definición de *Ludwig* en CST,

el eje z se orienta en la dirección máxima del lóbulo principal y el eje x es el eje de la polarización de referencia. Estas referencias se pueden observar en la figura 4.52, en donde se muestran los patrones de polarización cruzada y copolar de un dipolo con polarización con pendiente de 45°.

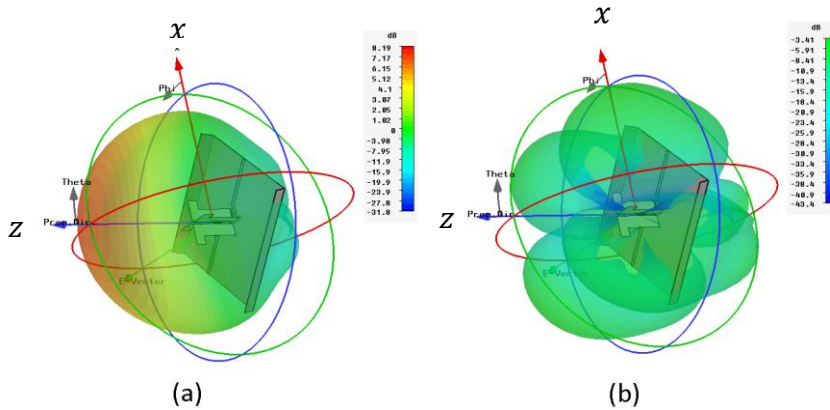


Figura 4. 52 (a) Patrón de radiación de radiación copolar y (b) patrón de radiación de polarización cruzada de un dipolo con polarización de 45°

Dipolos cruzados con corte en pendiente.

Los resultados por computadora de polarización cruzada de este radiador se muestran en la figura 4.53 para el dipolo con polarización de 45° y en la figura 4.54 para el dipolo con polarización de -45°. En ambos dipolos, se muestran los patrones de radiación de polarización cruzada en el plano azimutal para 5 valores de frecuencia equidistantes dentro del ancho de banda.

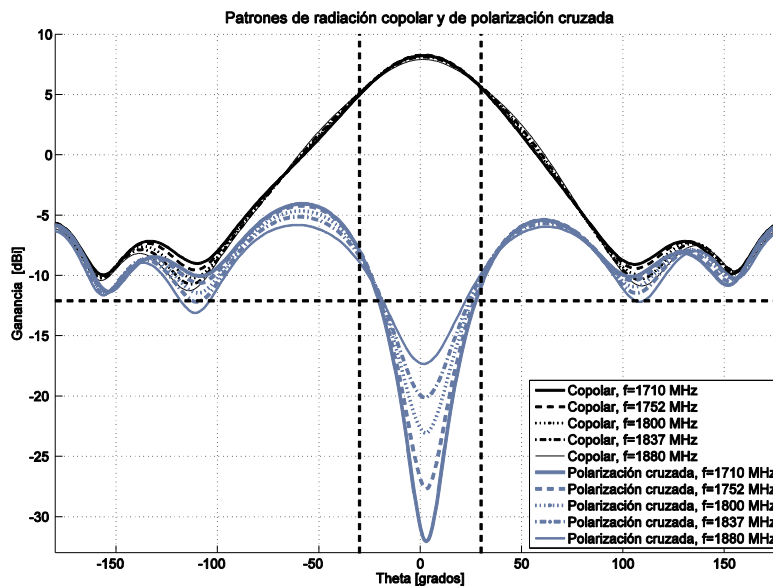


Figura 4. 53 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

En los resultados por computadora, se hace énfasis en el plano azimutal debido a que es el que se proyecta sobre la celda, por lo que determina el ancho del lóbulo de 60° para el patrón copolar y el grado de polarización cruzada que se tiene en esa misma dirección del lóbulo principal. Haciendo referencia a la figura 4.53, se presenta el umbral de relación de polarización cruzada, el cual se marca con una línea horizontal punteada, y corresponde a -20 dB del valor de la ganancia máxima copolar, el cual es cercana a 8 dBi. Las líneas verticales punteadas representan el ancho del lóbulo copolar a potencia media, en donde la diferencia angular es de 60° . Se observa que el nivel de polarización cruzada tiene el valor mínimo en $\theta = 0^\circ$, lo que indica que para este ángulo se presenta una mayor pureza en la polarización. No obstante de que en la dirección máxima se presenta el menor grado de polarización cruzada, se observa que este es dependiente de la frecuencia, y en este caso, conforme la frecuencia aumenta el grado de polarización cruzada crece, el peor caso es para la frecuencia del límite superior del ancho de banda (1880 MHz).

Volviendo a la figura 4.53, se observa que el nivel de polarización cruzada no se encuentra completamente debajo del nivel que se establece. Para ángulos cercanos a $\pm 30^\circ$ el nivel de polarización cruzada está sobre el nivel establecido por lo que se presentan los casos más críticos dentro del ancho del haz principal. En la tabla 4.17 se registra el nivel de polarización cruzada sobre los ángulos críticos que corresponden a $\pm 30^\circ$ sobre la banda de operación, estos datos son extraídos de la figura 4.53.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.94	-7.91	-8.1	-8.4	-8.8
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-10.84	-10.54	-10.23	-10.04	-9.85

Tabla 4. 17 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de 45° , umbral= -12.09 dBi

El umbral que se establece para este dipolo corresponde al valor de -12.09 dBi, por lo que el nivel de polarización cruzada que más se aleja del umbral corresponde en el ángulo $\theta=30^\circ$ en la frecuencia de 1752 MHz y se marca en la tabla 4.17.

En la figura 4.54 se presentan los patrones de polarización cruzada para el dipolo con polarización de -45° . En esta figura se observa que las curvas de polarización cruzada tienen un comportamiento más estable ante las variaciones de las frecuencias dentro del ancho de banda. El comportamiento es muy similar al dipolo con polarización de 45° , en donde el valor mínimo de todas las curvas se aproxima a 0° y los valores más altos corresponden a -30° y 30° , los cuales se registran en la tabla 4.18.

El umbral que se establece en la figura 4.54 corresponde al valor de -12.43 dBi, por lo que el valor que más se aleja del umbral es en la dirección de $\theta=30^\circ$ en la frecuencia de 1710 MHz y

corresponde a -8.92 dBi.

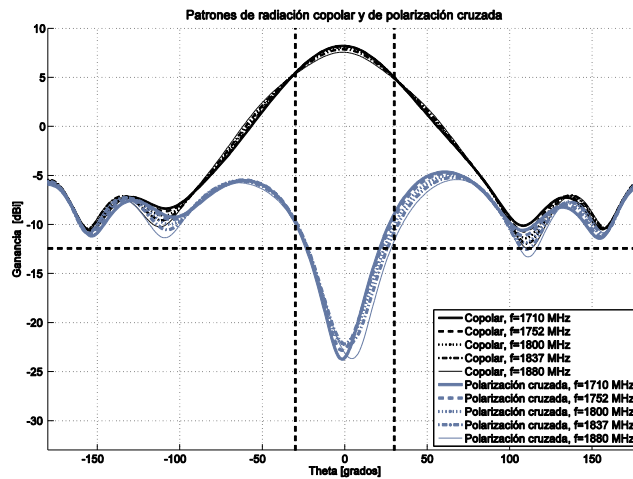


Figura 4. 54 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-9.79	-9.64	-9.60	-9.68	-9.87
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-8.92	-9.34	-10.05	-10.75	-11.67

Tabla 4. 18 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-12.43 dBi

Otro aspecto que se estudia y que es propio de los radiadores de doble polarización, es el error de seguimiento. El plano que se elige es el plano azimutal, en este plano cada patrón de radiación (copolar y contrapolar), presentan una ligera desviación del lóbulo principal respecto al eje de simetría del radiador que es perpendicular al plano reflector (en la figura 4.52 el eje de simetría corresponde al eje z), ante estas ligeras desviaciones de ángulo, los patrones copolar y contrapolar no coinciden haciéndose notorio el error de seguimiento.

En el estudio del error de seguimiento se toma la máxima diferencia de ganancia dentro de la apertura del lóbulo principal a potencia media. También se hace una comparación de la desviación angular que es la diferencia angular de la dirección del valor máximo de los lóbulos principales para la polarización de 45° y -45°.

En la figura 4.55 se muestran los lóbulos principales en el plano cartesiano para las 5 frecuencias estudiadas. El eje de simetría del radiador está orientada en el ángulo $\theta=90^\circ$, por lo que la orientación de los patrones de radiación se aproximan a este valor.

El ancho del lóbulo principal a potencia media es próximo a 60° y el intervalo correspondiente es de 60° a 120°. En la figura 4.55 se hace referencia al dipolo A como el dipolo con polarización de 45° y al dipolo B como el dipolo con polarización ortogonal. En cada una de la comparación de los

patrones copolar y de polarización cruzada se observa que existe una variación pequeña de ganancia para los distintos ángulos de orientación lo que produce que los patrones no sean perfectamente simétricos. Tomando en cuenta el eje de 90°, se observa que el patrón de radiación del dipolo con polarización de 45° queda ligeramente orientado a la derecha y viceversa para el dipolo con polarización ortogonal, estas pequeñas diferencias se toman para establecer la desviación angular de

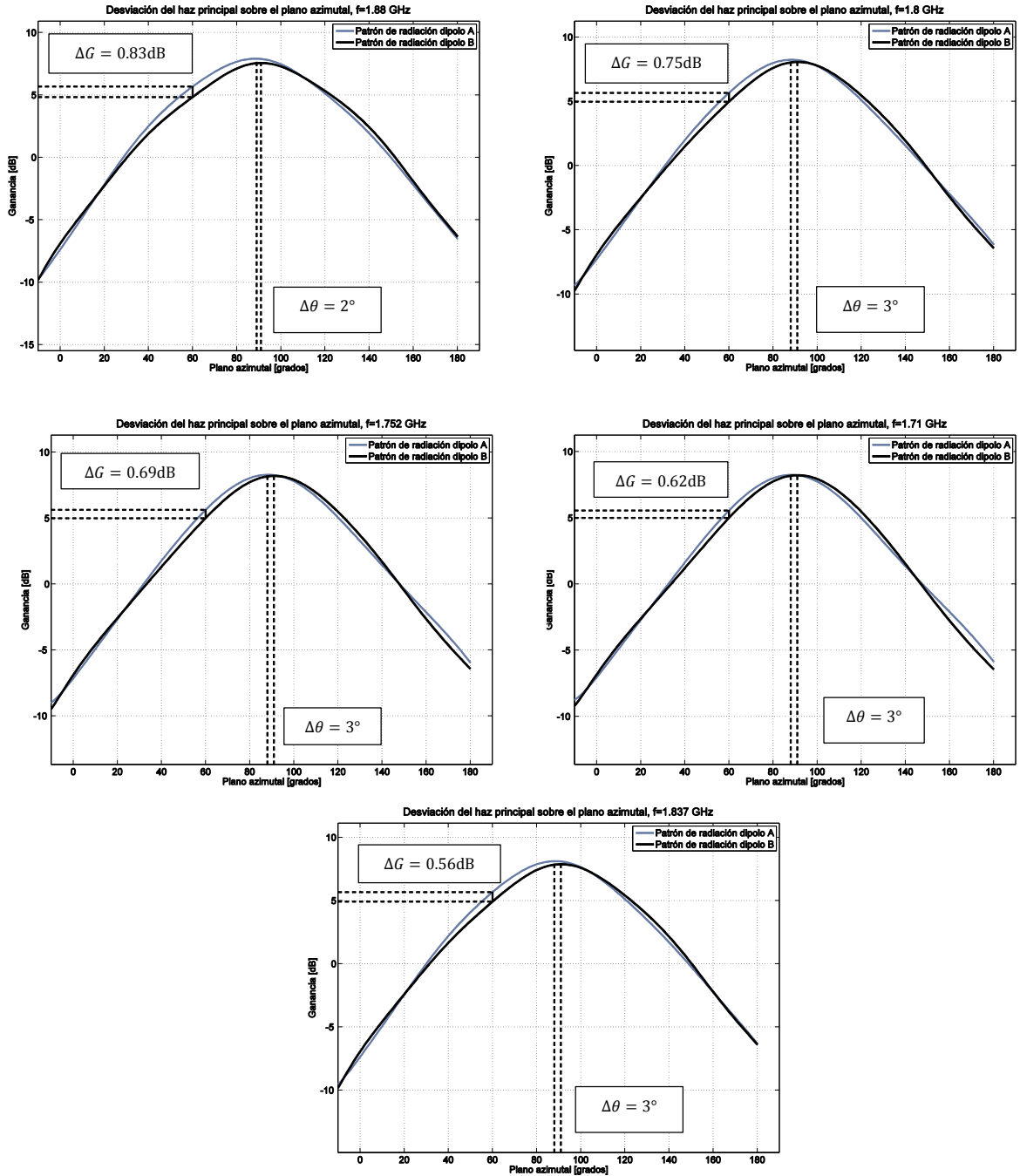


Figura 4. 55 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con forma en pendiente

cada patrón el cual se aproxima a 3° . El error de seguimiento está presente en todos los ángulos en el intervalo de la apertura a potencia media, sin embargo, existen un ángulo en donde el error de seguimiento presenta su valor máximo, el cual ocurre para todos los casos a 60° . El peor caso de error de seguimiento se presenta en la frecuencia de 1880 MHz con una diferencia de ganancia de 0.83 dB. De manera ideal, un radiador con doble polarización sin error de seguimiento es cuando la diferencia de ganancia corresponde a 0 dB.

Dipolos cruzados con brazos doblados.

El comportamiento del patrón de polarización cruzada en el plano azimutal de este radiador se presenta en las figuras 4.56 y 4.57, las cuales corresponden a los dipolos de polarización de 45° y -45° , respectivamente. El comportamiento de la figura 4.56 es similar al reportado en la figura 4.53, el aspecto a resaltar es que la polarización cruzada crece conforme la frecuencia aumenta, este efecto se visualiza en ángulos cercanos a la dirección máxima de los patrones copolares. En la figura se observa que el nivel de polarización cruzada no está completamente por debajo del nivel marcado dentro del ancho del lóbulo principal y únicamente en el intervalo $|\theta| < 20^\circ$ la polarización cruzada se encuentra por debajo del nivel. Para el intervalo de $20^\circ < |\theta| < 30^\circ$, la polarización cruzada es mayor al umbral. Como el comportamiento de la polarización cruzada es creciente en el intervalo $0^\circ < |\theta| < 60^\circ$, el ángulo con el nivel más alto de polarización cruzada dentro de la apertura del haz principal ocurre en $|\theta| = 30^\circ$.

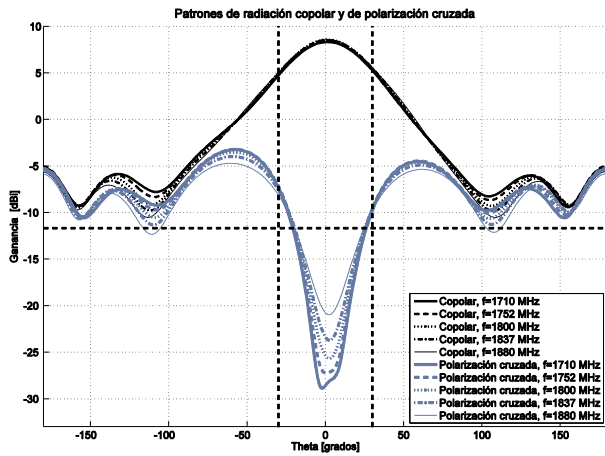


Figura 4. 56 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

En la tabla 4.19 se registran los valores de polarización cruzada en los ángulos de -30° y 30° , el umbral que se establece es a -11.67 dBi. En la tabla se marca la polarización cruzada más alta que es la que se aleja más del umbral, y corresponde al valor de -7.17 dBi que ocurre en la dirección de -30° en la frecuencia de 1752 MHz.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.34	-7.17	-7.29	-7.58	-8.12
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-9.73	-9.60	-9.57	-9.62	-9.76

Tabla 4. 19 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de 45°, umbral=-11.67 dBi

La figura 4.57 muestra la polarización cruzada para las frecuencias estudiadas para el dipolo a -45°. En la figura se observa que existe un intervalo donde la polarización cruzada se encuentra por debajo del nivel marcado, éste corresponde a $|\theta| < 20^\circ$, y para el intervalo de $20^\circ < |\theta| < 30^\circ$, la polarización cruzada es mayor a este nivel. Los intervalos anteriores son una aproximación, ya que cada curva presenta un ligero cambio comparado con otra. Los ángulos con los niveles de polarización cruzada más altos dentro del ancho del haz a potencia media ocurren en $|\theta| = 30^\circ$. En esta imagen no se puede afirmar que la polarización cruzada aumenta en relación a la frecuencia en todos los ángulos, pero se observa que si existen ligeros cambios.

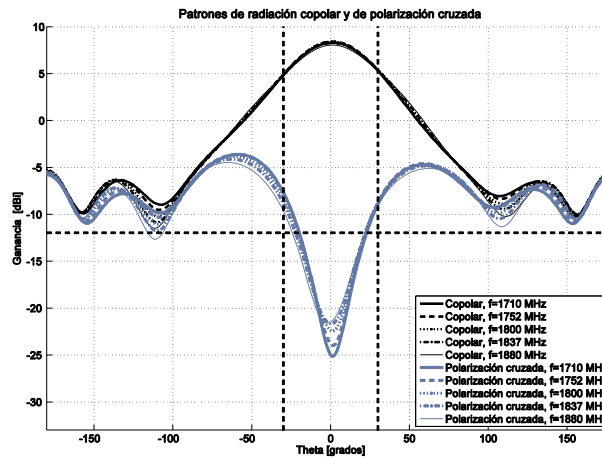


Figura 4. 57 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.62	-7.79	-8.26	-8.81	-9.62
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-8.92	-8.73	-8.69	-8.80	-9.05

Tabla 4. 20 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-11.95 dBi

Con base en la información de la figura 4.57, se registran en la tabla 4.20 los valores en donde la polarización cruzada es máxima dentro del ancho del haz. El umbral que se establece en esta figura está en el valor de -11.95 dBi. De la tabla 4.20 se encuentra que el valor que más se aleja del nivel

marcado se presenta en la dirección de -30° en la frecuencia de 1710 MHz y su valor correspondiente es de -7.62dBi

En la figura 4.58 se muestra las desviaciones angulares y el error de seguimiento de los patrones de radiación de los dipolos con polarización $\pm 45^\circ$ en el plano azimutal. La comparación se realiza en 5 valores equidistantes de frecuencia en la banda de 1710 MHz a 1880 MHz. En esta figura se marcan los puntos donde la diferencia de ganancia es máxima dentro del ancho del haz a potencia media. El máximo error de seguimiento se presenta en los límites del ancho del lóbulo principal, es decir, cuando el ángulo toma valores de $\pm 30^\circ$. El error de seguimiento para $\theta=0^\circ$ es pequeño debido a que en ese ángulo los valores de ganancia se aproximan. Conforme se aleja del eje de la dirección máxima

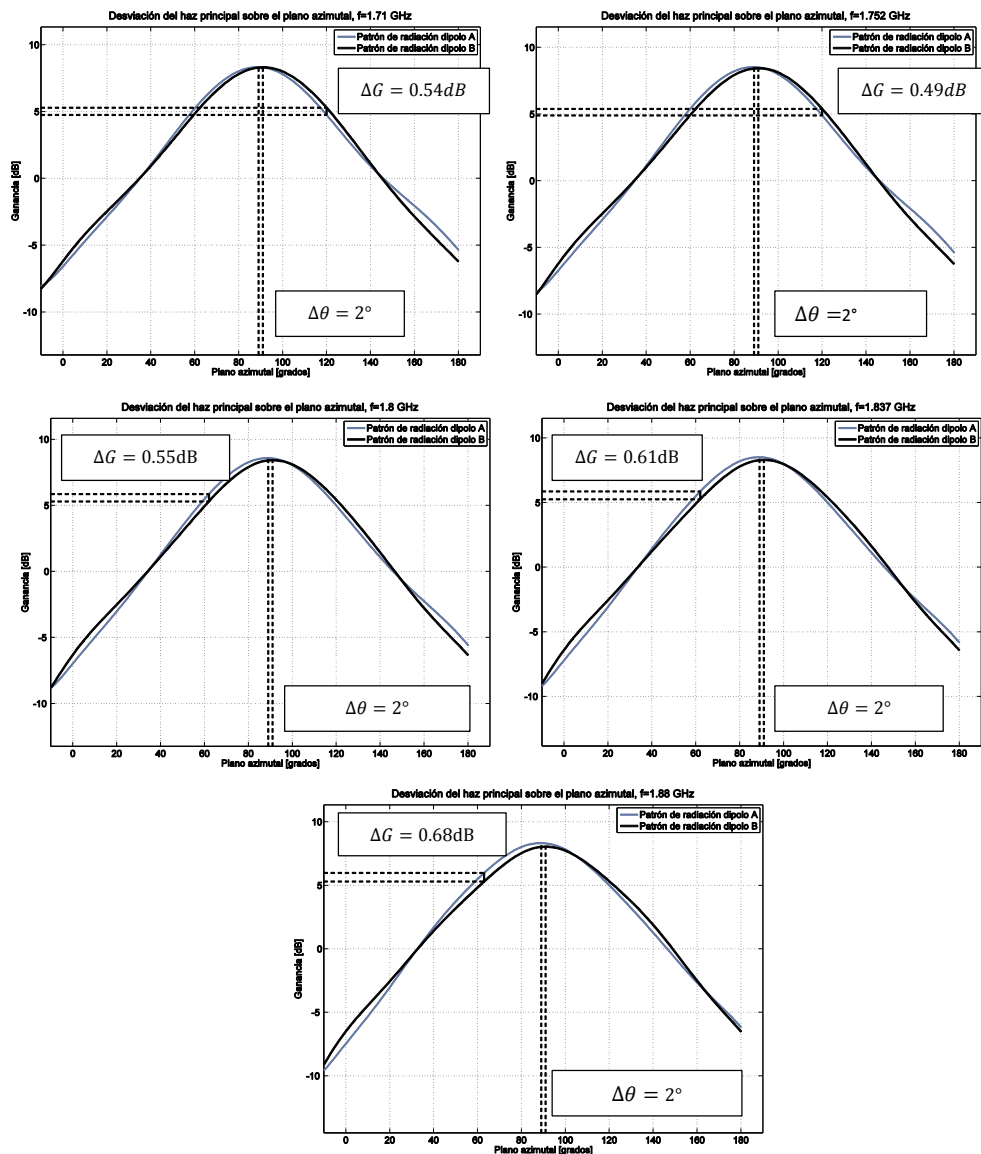


Figura 4. 58 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados

de ganancia, el error de seguimiento aumenta debido a que los anchos del lóbulo principal a potencia media de los patrones de radiación copolar y contrapolar son ligeramente diferentes. El peor caso de error de seguimiento ocurre en la frecuencia de 1880 MHz con un valor de 0.68 dB.

Con base en la desviación angular, los patrones de radiación copolar y contrapolar presenten una mayor simetría. Su desviación angular permanece constante a los cambios de frecuencia con el valor de 2° , un grado menor que para el radiador estudiado anteriormente.

Dipolos cruzados en forma de hélice.

En las figuras 4.59 y 4.60 se presentan las curvas de polarización cruzada y el patrón de radiación copolar a las frecuencias de 1710, 1752, 1800, 1837 y 1880 MHz para los dipolos con polarización 45° y -45° , respectivamente.

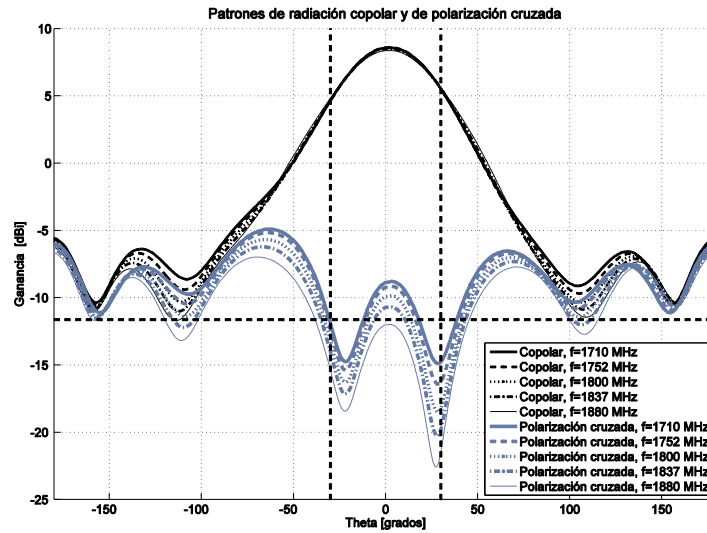


Figura 4. 59 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

A partir de la figura 4.59 se observa que el nivel de polarización cruzada disminuye conforme la frecuencia aumenta. A diferencia del comportamiento de los patrones de polarización cruzada de los elementos radiadores anteriormente estudiados, en la dirección de la ganancia máxima ($\theta=0^\circ$) de los patrones copolares se presenta un máximo de la polarización cruzada. Este máximo es el punto crítico que determina el umbral para la discriminación por polarización cruzada dentro de la apertura del lóbulo principal. Este comportamiento se debe a los dobleces ortogonales, que hacen que este radiador tome forma de hélice, radie campos con polarización ortogonal a la polarización nominal, produciendo una degradación en la pureza en la polarización nominal sobre el eje de la máxima radiación. A pesar de esta particularidad, el nivel de polarización cruzada de este dipolo se mantiene por debajo del umbral marcado para la mayor parte del ancho del haz. Con base en la figura 4.59 se establece la tabla 4.21, en donde el peor caso ocurre a la frecuencia de 1710 MHz en la dirección de

0° y el valor de polarización cruzada corresponde a -8.86 dBi. El umbral que se establece para este dipolo es en el valor de -11.63 dBi.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a 0° (dBi)	-8.86	-9.21	-9.91	-10.71	-12.01

Tabla 4. 21 Valor de la polarización cruzada en la dirección máxima de los patrones copolares del dipolo de 45°, umbral=-11.63 dBi

El efecto de los dobleces antes mencionado altera significativamente el funcionamiento del dipolo con polarización de -45°, como se muestra en la figura 4.60. En esta figura se observa que la polarización cruzada en las frecuencias de estudio está por encima del nivel marcado en los ángulos dentro del ancho del lóbulo principal. De estos resultados se puede concluir que el dipolo con polarización de -45° de este radiador presenta el peor caso comparado con los dipolos anteriormente analizados y los puntos críticos corresponden a los ángulos de 30° y -30°, los cuales se registran en la tabla 4.22. El punto crítico ocurre en la dirección de -30° a la frecuencia de 1710 MHz, y su valor correspondiente es de -4.27 dBi.

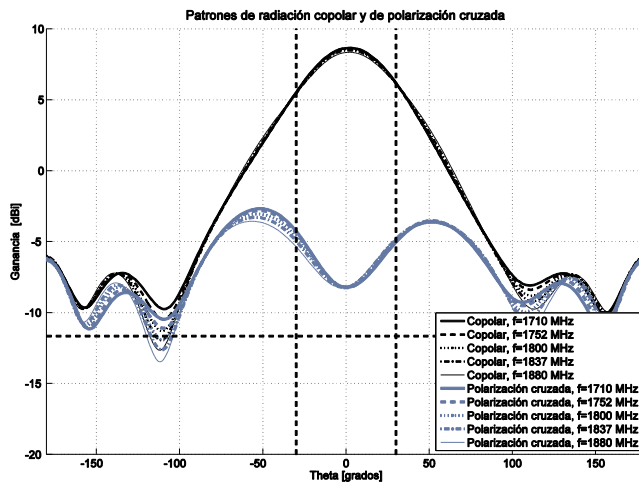


Figura 4. 60 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

En la figura 4.61 se muestra los resultados del error de seguimiento y la desviación angular. En este radiador los máximos errores de seguimiento se presentan a los 120°. Al realizar una comparación de los valores de error de seguimiento con los valores obtenidos en los radiadores anteriores se observa que éste presenta mayores errores de seguimiento, siendo el peor caso a la frecuencia de 1710 MHz el cual toma el valor de 1.37 dB. Por otra parte la desviación angular crece conforme la frecuencia disminuye y los patrones de radiación copolar y contrapolar se vuelven asimétricos.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dB)	-4.27	-4.39	-4.66	-4.94	-5.36
Polarización cruzada a 30° (dB)	-5.02	-4.91	-4.83	-4.81	-4.82

Tabla 4. 22 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-11.95 dBi

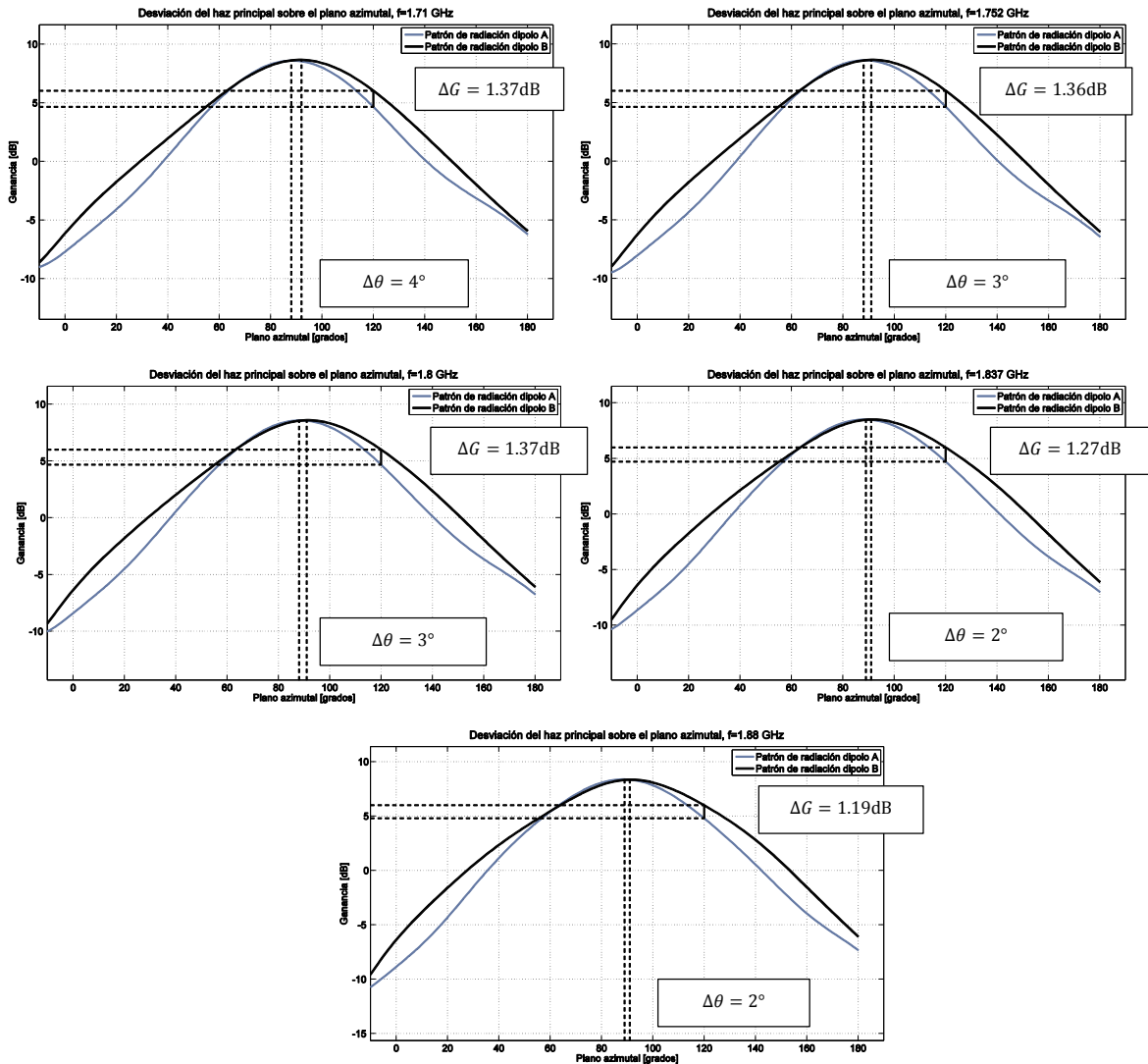


Figura 4. 61 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con forma de hélice

Al realizar una comparación general del nivel de polarización cruzada y error de seguimiento de los tres elementos radiadores de los resultados presentados se encuentra que el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados presenta las mejores características antes mencionadas.

El radiador de dipolos cruzado con brazos doblados tiene un umbral de polarización cruzada

más cercano a los -20 dB para ambos dipolos. El radiador de dipolos cruzados con forma de hélice presenta los peores escenarios de error de seguimiento, lo que genera una mayor asimetría de los patrones de radiación en el plano azimutal. A pesar de que tiene el más bajo nivel de polarización cruzada para uno de sus dipolos, también presenta el peor caso para el otro dipolo.

Una manera de reducir el nivel de polarización del dipolo con polarización de -45 del radiador de dipolos cruzados con forma de hélice, es invertir simétricamente un doblez que le da forma de hélice, de tal manera las contribuciones generadas por éstos no incrementen el nivel de polarización cruzada de algún dipolo. Esta modificación puede aumentar el acoplamiento mutuo entre puertos y el diseño del radiador cambia.

Finalmente, los criterios de selección para la construcción del elemento radiador apropiado se basan en los resultados de la tabla 4.23, que es el complemento de la tabla 4.8 presentado en la sección 4.1.2. En este caso la mayor parte de las mejores características las posee el radiador de dipolos cruzados con forma de hélice, por lo que se decide que es el radiador a construir de los tres radiadores investigados. Además se puede mejorar el diseño para reducir los niveles de discriminación por polarización cruzada, reduciendo las limitaciones que presenta dicho radiador.

Criterio de selección	Radiador 1	Radiador 2	Radiador 3
Estabilidad en la impedancia de entrada	X		X
Coeficiente de reflexión de potencia	X	X	X
Grado de acoplamiento entre puertos			X
Estabilidad del patrón de radiación	X	X	X
Ganancia			X
Error de seguimiento		X	
Nivel de polarización cruzada		X	

Tabla 4. 23 Comparación del desempeño de 3 radiadores de dipolos cruzados

4.4 Construcción del dipolo cruzado

En esta sección se describe el proceso de construcción del radiador elegido en la sección anterior. Antes de la construcción, se realiza un estudio por computadora de un modelo más elaborado al modelo inicial del radiador, en el cual se consideran todo un conjunto de factores que pueden afectar a las características eléctricas del dipolo, por ejemplo los separadores dieléctricos que alinean y sujetan al *balun* en cada dipolo.

Inicialmente, en el proceso de diseño y construcción, se incluyen en el modelo por computadora los elementos de alineación y sujeción indispensables para colocar el *balun* y la línea de alimentación, estos elementos suelen ser dieléctricos (idealmente con constante dieléctrica iguala a 1) para evitar algún contacto metálico no deseado. Se pretende que las características y los materiales en el modelo por computadora sean similares al radiador a construir, por esta razón la complejidad del modelo por computadora se incrementa.

Una vez que se tiene el modelo completo por computadora, se hace un ajuste de la sintonización para cada dipolo, la metodología de la resintonización es la misma que se presenta en la sección 4.3.2. Posteriormente se determinan las dimensiones óptimas para la construcción de los dipolos cruzados con su respectivo *balun* y del reflector. La etapa de construcción es la más importante en el desarrollo del radiador, en ella se seleccionan los materiales de fabricación cuyas características físicas y eléctricas deben ser muy parecidas al modelo por computadora. Por otra parte los dobleces y el corte del metal deben introducir el menor error posible para no afectar las características eléctricas y mecánicas de la antena.

4.4.1 Análisis por computadora de los efectos de construcción sobre el funcionamiento del dipolo cruzado

En la fabricación del dipolo elegido se consideran tres factores importantes principales que pueden afectar el acoplamiento y el corrimiento de la frecuencia de resonancia, los cuales son los siguientes:

- La integración de los separadores dieléctricos que mantienen la separación y la alineación del cada *balun* a su respectivo dipolo.
- La variación de la longitud de L_{ab} que se produce al doblar la lámina que contiene a los dipolos.
- Diámetro de la perforación del alineador dieléctrico.

Los modelos que se utilizaron para el estudio por computadora en los criterios de selección, son modelos iniciales que no incluyen los separadores dieléctricos que se utilizan para la alineación y separación del *balun* de cada dipolo. En el modelo inicial de la estructura por computadora los dipolos cruzados se colocan sobre el plano reflector, el *balun* se mantiene separado 1.27 mm del dipolo planar, cada estructura queda perfectamente alineada, esta separación se extiende sobre el reflector en donde el *balun* se conecta con la línea de alimentación la cual es una microcinta con el mismo ancho. Al mapear a la realidad el modelo por computadora, el *balun* debe alinearse y sujetarse del dipolo planar, esto trae consigo un nuevo rediseño del elemento radiador el cual debe considerar lo siguiente; evitar el contacto metálico entre el *balun* y el dipolo planar, mantener una separación constante de 1.27 mm entre el *balun*-dipolo y microcinta-reflector y lograr la alineación del *balun* con las cintas paralelas cortocircuitadas del dipolo planar. Ante estas consideraciones, el material que alinee y separe el *balun* del dipolo planar debe ser un dieléctrico con constante dieléctrica baja y de tamaño relativamente pequeño para evitar gradientes en la impedancia característica de la microcinta. La alineación de la microcinta y el *balun* se realiza con base en un punto de referencia, el cual se puede realizar con una perforación. La perforación en la microcinta llega a afectar la impedancia característica por lo que es indispensable que el diámetro sea pequeño.

En la figura 4.62 (a) y (b) se muestra la estructura del *balun* sobre las cintas coplanares en corto circuito y la extensión de la línea de alimentación sobre el reflector. Inicialmente el *balun* se mantiene separado de las cintas coplanares en corto circuito. Para lograr una separación constante se coloca el separador dieléctrico de espesor de 1.27 mm, el cual se sujeta con el alineador como se muestra en la figura 4.62 (b). La longitud de la microcinta que se conecta al *balun* se extiende sobre el plano reflector mediante un dobléz en forma de “L” manteniendo la misma separación, por lo cual se pueden añadir más separadores dieléctricos.

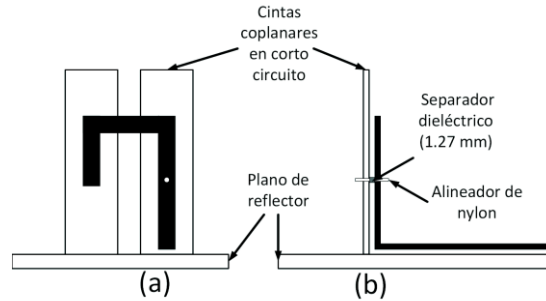


Figura 4. 62 Incorporación de la línea de alimentación con el plano reflector y las cintas coplanares en corto circuito, (a) vista frontal y (b) vista lateral

El alineador de la figura 4.62 (b) es un hilo de nylon con diámetros de 1 mm, el cual es un material rígido, no costoso y de baja constante dieléctrica. Para los separadores, se realizó el estudio de la estabilidad de la impedancia característica de una microcinta de tres separadores dieléctricos que fueron: *Rogers RT5880*, poliestireno expandido (unicel) y teflón. Para los primeros dos sustrato se emplearon pequeña láminas cuadradas de 5 mm de lado y 1.27 mm de altura, mientras que para el teflón se adaptó un cilindro de 3 mm de diámetro y 1.27 mm de altura. Los resultados de la estabilidad de la impedancia se muestran en la figura 4.63. La microcinta se diseña con una impedancia característica de 50Ω , a una frecuencia de 1800 MHz y su correspondiente ancho es de 6.2 mm, su longitud es de 100 mm donde se colocan los sustratos antes mencionados cada 33 mm.

A partir de la figura 4.63, la impedancia de la microcinta con los separadores dieléctricos *Rogers RT5880* y el poliestireno expandido adquiere un carácter inductivo lo que hace que no sea puramente real a 1800 MHz. El caso menos estable ocurre con en la microcinta con el dieléctrico *Rogers RT5880* en donde no solamente presenta el carácter inductivo sino que la parte real crece hasta 66Ω en la frecuencia de 1800 MHz. El mejor caso ocurre con la microcinta con

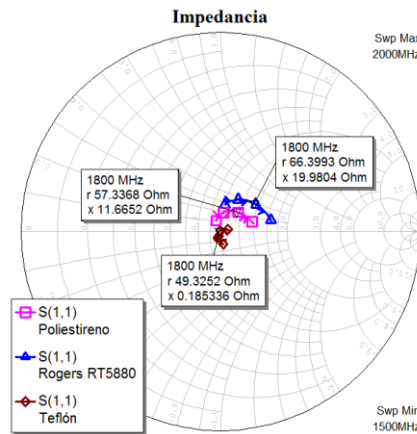


Figura 4. 63 Mediciones de la impedancia característica de una microcinta de tres dieléctricos separadores

separadores de teflón en donde a la frecuencia de 1800 MHz se tiene una parte real de 49.3Ω que es muy aproximado a 50Ω y la parte imaginaria es 0.18Ω que es muy cercana a cero. Lo anterior determina la elección del teflón para utilizarlos como dieléctricos separadores entre el *balun*-cintas coplanares y línea de alimentación-plano reflector, ya que no afecta considerablemente en la estabilidad de la impedancia de entrada de cada dipolo.

Ante la elección de teflón como dieléctrico para el separador, se propone el diseño de la figura

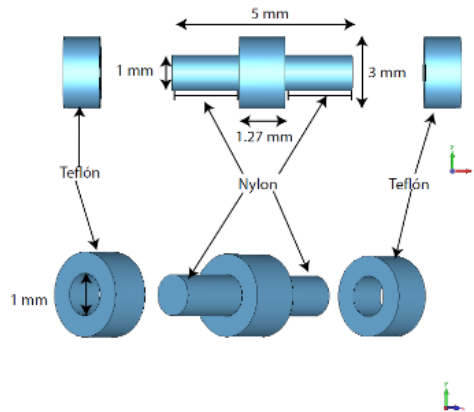


Figura 4. 64 Diseño y dimensiones del dieléctrico que alinea y separa las placas metálicas en la construcción del radiador

4.64 para sujetar y alinear el *balun*. El alineador de nylon con forma cilíndrica con diámetro de 1 mm que cruza a lo largo del separador de teflón de 3 mm de diámetro. En los extremos del eje de nylon se colocan separadores cuya función es hacer presión entre las placas metálicas y mantener su separación constante de 1.27 mm.

En la figura 4.65 (a) se muestra el modelo principal del radiador de dipolos cruzados, mientras que en la figura 4.65 (b) se muestra el modelo del radiador con los separadores incluidos entre las láminas metálicas. A pesar de que se realizó un

estudio de la estabilidad de la impedancia de entrada de una microcinta y se observó que el separador de teflón produce una baja inestabilidad; al incorporar varios separadores en puntos estratégicos para mantener la separación constante de 1.27 mm se produce un efecto sobre la frecuencia de resonancia en cada dipolo, haciendo que esta se recorra, por lo que es necesario realizar un nuevo proceso de resintonización.

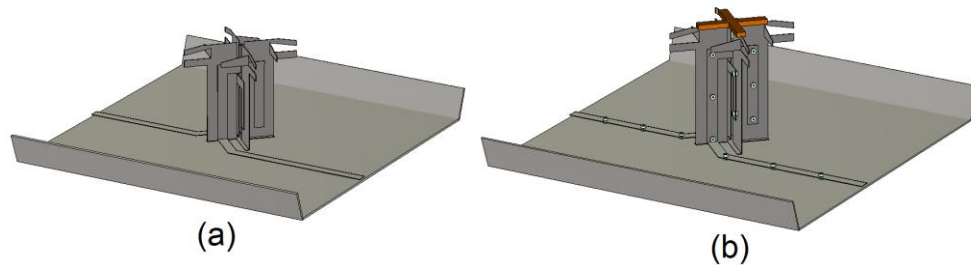


Figura 4. 65 (a) Modelo inicial por computadora del radiador, (b) modelo por computadora con separadores dieléctricos agregados al radiador

En la figura 4.66 se muestra el efecto sobre la frecuencia de resonancia para cada dipolo al agregar los separadores de teflón y el alineador de nylon. El efecto que se presenta al agregar los separadores de teflón y el alineador de nylon es el corrimiento de la frecuencia de resonancia un valor menor el cual es de aproximadamente de 1750 MHz, esto ocurre para los dos dipolos. El corrimiento

de la frecuencia de resonancia no afecta el acoplamiento del dipolo con polarización de 45° (S_{11} con separador integrado), pero si al dipolo con polarización de -45° , ya que en la banda superior el parámetro S_{22} con separador integrado es mayor a -15 dB. Ante este caso es necesario realizar una resintonización para ajustar los parámetros S_{11} y S_{22} a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz. El algoritmo para la resintonización es el mismo que se utilizó para acoplar los dipolos del modelo inicial.

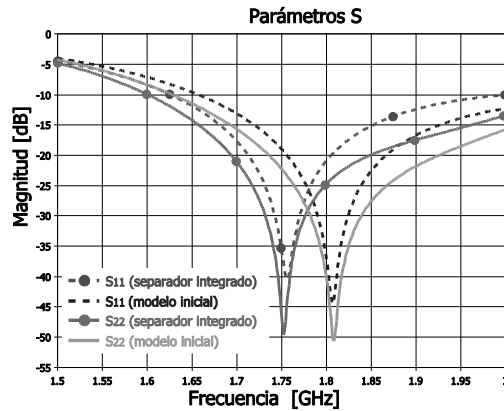


Figura 4. 66 Efectos de los separadores de teflón y el alineador de nylon sobre el coeficiente de reflexión de los dos dipolos del radiador a construir

El efecto de colocar separadores de teflón y alineadores de nylon es un proceso de estudio que se realiza antes de la construcción del radiador con el fin de predecir el desacoplamiento de cada dipolo. Los efectos posteriores están asociados a los errores en los dobleces del metal durante la construcción del radiador y de esta manera mapear el posible error a su estudio por computadora y predecir estas fuentes de error durante la construcción.

Para reducir la intermodulación pasiva, los dipolos cruzados se construyen en una sola pieza de metal diseñada de tal forma que al doblarse se formen la estructura de dipolos cruzados, el diseño se presenta en la figura 4.67(a) y (b). En el modelo de fabricación que se muestra en la figura

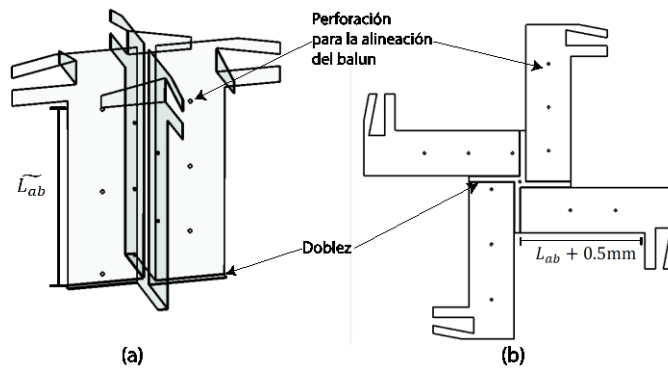


Figura 4. 67 Estructura en una sola pieza metálica de dos dipolos cruzados, (a) estructura doblada de dipolos doblados y (b) diseño del radiador sobre una lámina de metal troquelada

4.67 (b) se considera la longitud L_{ab} más la extensión del doblez el cual se consideró de 0.5 mm. Al realizar el doblez siempre se genera una inexactitud y al medir la longitud de las cintas coplanares se tenga un valor estimado \widetilde{L}_{ab} , el cual tiene un valor alrededor de L_{ab} .

Al realizar la resintonización se encuentra que el parámetro L_{ab} presenta el valor de 51.6 mm y las curvas del coeficiente de reflexión del dipolo con polarización de 45° y -45° se representan por la gráficas de línea continua en la figura 4.68(a) y 4.68 (b), respectivamente. En el estudio de la variación de L_{ab} se colocan dos casos para cada dipolo, los cuales son cuando se tiene un valor mayor a 51.6 mm, y cuando se tiene una valor menor. Si la variación es menor a 51.6 mm, la frecuencia de resonancia se recorre ligeramente hacia arriba, al recorrerse el coeficiente de reflexión sube de nivel para ambos dipolos. Cuando la variación es mayor a 51.6 mm la frecuencia de resonancia se mueve ligeramente hacia abajo y los desacoplamientos aparecen. Ante esta situación, para no afectar el ancho de banda, las variaciones de \widetilde{L}_{ab} deben ser muy próximas al valor óptimo de 51.6 mm. Se encontró que en la construcción se presente el siguiente intervalo $50.1 \text{ mm} \leq \widetilde{L}_{ab} \leq 53.1 \text{ mm}$, ya que para estos valores de \widetilde{L}_{ab} , el ancho de banda de cada dipolo se mantiene en el intervalo de 1710 MHz-1880 MHz.

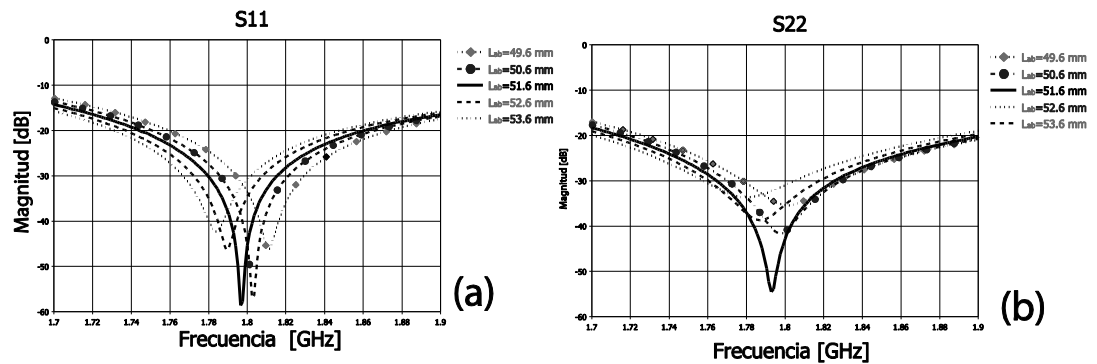


Figura 4. 68 Efecto de L_{ab} sobre los coeficientes de reflexión del radiador diseñado, (a) efecto de L_{ab} sobre el dipolo con polarización de 45° y (b) efecto de L_{ab} sobre el dipolo con polarización de -45°

El tercer efecto de importancia para la construcción del radiador es el diámetro de la perforación por la alineación del *balun*. De manera ideal esta perforación no debe existir, por lo tanto el diámetro de la perforación debe ser muy pequeño. Por otra parte, el hilo de nylon que se coloca como alineador pierde rigidez conforme su diámetro se reduce, esto implica que se pierda resistencia mecánica en el radiador. Al realizar el compromiso considerando la robustez mecánica se selecciona el hilo de nylon comercial con diámetro de 1 mm, el cual ofrece una resistencia adecuada con un diámetro pequeño. En el siguiente estudio por computadora se analiza el efecto de diferentes diámetros del alineador de nylon, los valores para este estudio son mayores a 1 mm y menor a 3 mm, que es el diámetro del separador de teflón. Ante este estudio se espera que exista una modificación en la impedancia característica de la línea de alimentación y del *balun*, afectando al coeficiente de reflexión de cada dipolo. En la figura 4.69 (a) y (b) se presenta el efecto que se tiene sobre el coeficiente de reflexión del dipolo con polarización de 45° y -45° , respectivamente. De la figura 4.69 se concluye que para ambos casos conforme incrementa el diámetro de la perforación, la frecuencia

de resonancia se recorre ligeramente hacia un valor menor, además el desacoplamiento aumenta. Para reducir este error es indispensable que el diámetro de las brocas sea preciso y evitar cualquier movimiento al momento de perforarlo.

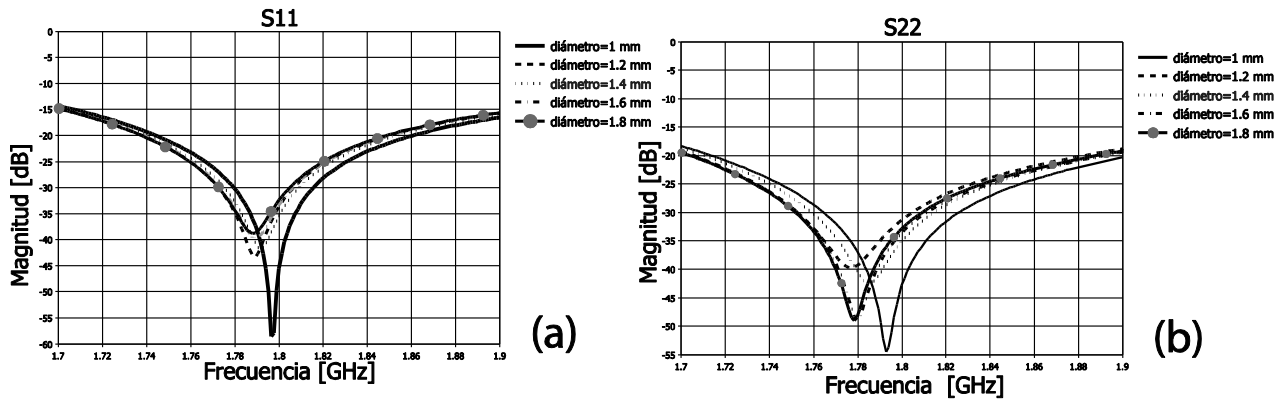


Figura 4. 69 Efecto del diámetro de perforación sobre los coeficientes de reflexión del radiador diseñado, (a) efecto sobre el dipolo con polarización de 45° y (b) efecto sobre el dipolo con polarización de -45°

4.4.2 Diseño y fabricación del dipolo cruzado con baja intermodulación pasiva

Una vez que se tiene el modelo final sintonizado del radiador, se registran las dimensiones para llevar a cabo su construcción. Como se mencionó anteriormente, el radiador de dipolos cruzados se diseña en una sola pieza metálica con el fin de disminuir el número de uniones metal-metal que son fuentes de intermodulación pasiva.

El radiador se fabricó en una lámina de calibre 30 de latón que es un material fácil de moldear y cortar. El proceso de construcción se realizó con base en las herramientas disponible en el laboratorio de radiocomunicaciones en la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV. El diseño del radiador que se muestra en la figura 4.70 (a) se marca en la lámina de latón con ayuda de un *plotter* (modelo *Proto Mat C30*), que es una herramienta para crear circuitos impresos sobre sustratos que emplea la técnica de devastado. El *plotter* es una gran herramienta de muy alta presión que permite reducir los errores y definir con una mayor exactitud las dimensiones del radiador, además es una buena herramienta para realizar las perforaciones para la sujeción del *balun* al dipolo planar.

En la figura 4.70 (a) se presenta un diseño en 2D de las dimensiones del radiador, este modelo se realiza en *CST*, del cual se exporta su archivo *gerber* que es un fichero que contiene la información necesaria para la fabricación de placas de circuito impreso, en nuestro caso, los trazos del modelo 2D del radiador. En la figura 4.70 (b) se presenta la lámina de latón cortada que contiene a los dos dipolos, en la lámina se marcan las ranuras realizadas por el *plotter* que determinan los cortes y dobleces necesarios para dar forma de dipolos cruzados a la pieza metálica.

Tras realizar los cortes presentes en la base de la estructura metálica que se presenta en la figura 4.70 (b), se realizan los dobleces respectivos para dar forma de dipolos cruzados a la pieza de metal,

los dobleces se hace en un mismo sentido formando un ángulo de 90° entre la base del radiador y el brazo a doblar. Al hacer esto para los cuatro brazos se obtiene la estructura completa del radiador de dipolos cruzados que se muestra en la figura 4.71. Es de importancia que los ángulos de los dobleces sean muy cercanos a 90° para que la altura de los brazos de cada dipolo sea idénticas, además de que la base del radiador tenga un buen asentamiento al colocarlo sobre el plano reflector. Volviendo a la figura 4.70 (b) se realizan los cortes presentes en los brazos de cada dipolo, este corte no se extrae del brazo, sólo se dobla 90° para darle la forma de hélice al radiador.

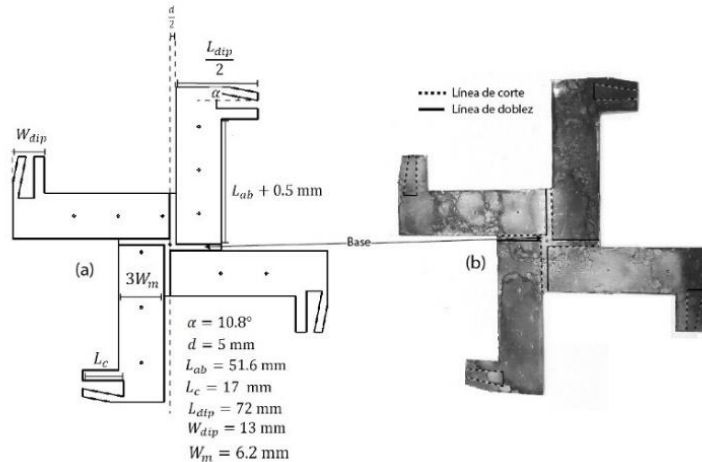


Figura 4. 70 Estructura y diseño del radiador en una sola pieza metálica, (a) dimensiones del modelo por computadora y (b) lámina de metal del radiador con marcas de cortes y dobleces

4.4.3 Fijación, fabricación de las líneas de alimentación del dipolo cruzado

Cada dipolo del radiador tiene su propia alimentación, la cual se constituye del *balun* y una microcinta que se conecta al *balun* extendiéndose hasta el borde del plano reflector en donde se conecta con una línea coaxial. En la construcción, el *balun* y la microcinta se fabrican sobre una sola pieza metálica, en la figura 4.72 se muestran las líneas de alimentación para los dipolos del radiador de la figura 4.71.

El *balun* del dipolo planar se diseña con microcintas considerando el circuito equivalente del *balun* propuesto por Roberts [29], por lo tanto, el *balun* y las cintas coplanares (que se comportan como trayectorias de retorno o “plano de tierra”) se separan una distancia de 1.27 mm de los dipolos y del plano de tierra, respectivamente. Como las cintas coplanares del radiador y el plano reflector son ortogonales y ambos actúan como trayectorias de retornos, se hace un doblez de 90° en la línea de alimentación en el punto donde se tiene la unión



Figura 4. 71 Estructura sobre lámina de latón del radiador de dipolos cruzados con forma de hélice

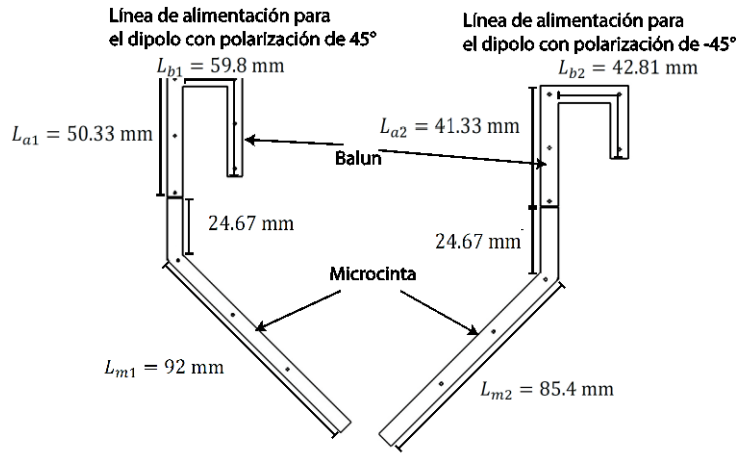


Figura 4. 72 Líneas de alimentación conformada por microcinta y balun en una sola estructura metálica

del balun y la microcinta. Al colocar el balun a su respectivo dipolo es necesario que el doblez en forma de “L” se coloque en la parte posterior de la pestaña que se genera al doblar los brazos en el radiador. Si el doblez en “L” se coloca sobre la pestaña, la distancia de separación justo antes de doblar entre la microcinta y el plano reflector se reduce lo que genera un cambio en la impedancia característica de la microcinta. En la figura 4.73 (a) se muestra la manera correcta de colocar la microcinta con el balun, mientras en la figura 4.73 (b) se muestra la manera incorrecta de realizar la colocación.

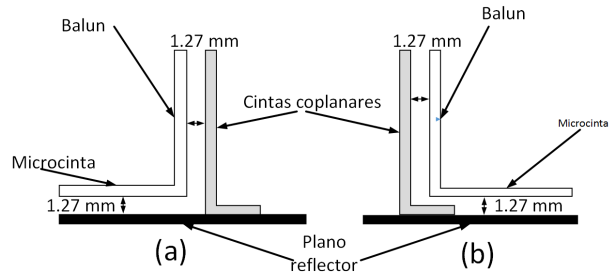


Figura 4. 73 Posibles colocaciones de la línea de alimentación al dipolo (a) forma correcta y (b) forma incorrecta

Para lograr la correcta colocación de las líneas de alimentación se deben ubicar los posibles puntos de la conexión entre la microcinta y el balun. En la figura 4.74 (a) se muestran los posibles puntos para ubicar el doblez en “L” y en la figura 4.74 (b) se muestran los puntos elegidos en los que se ubicaron las conexiones en “L”.

La separación de 1.27 mm se logró con la adaptación de cilindros de teflón cuya altura corresponde al valor de la separación y su diámetro es de 3 mm. El cilindro de teflón tiene una perforación con un diámetro interior de 0.8

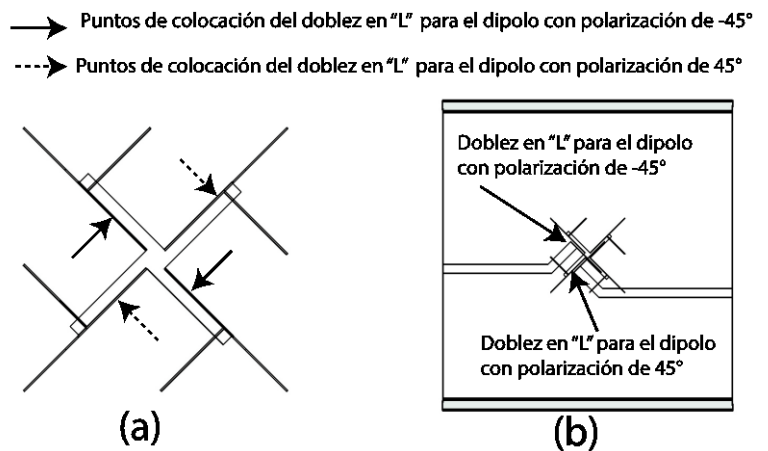


Figura 4. 74 Vista superior del radiador de dipolos cruzados, (a) puntos para la ubicación del doblez en "L" y (b) puntos elegidos en la simulación para la ubicación del doblez en "L"

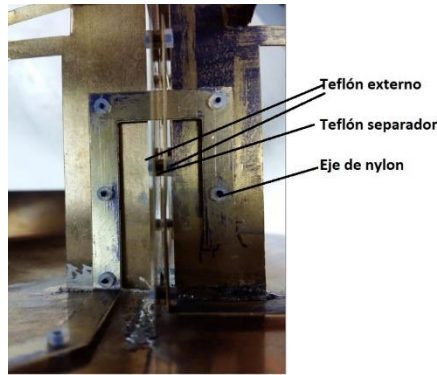


Figura 4.75 Presentación del balun separado de las cintas coplanares por medio de los cilindros de teflón

mm, que es menor al diámetro del hilo de nylon (1 mm) que alinea al *balun*. Un diámetro menor al del hilo de nylon proporciona un cierto grado de resistencia en la estructura, ya que el hilo de nylon se sujeta a presión evitando que se recorra. Para una mayor resistencia mecánica y mantener la separación constante de 1.27 mm se colocan en los extremos otros cilindros de teflón que presionan las dos placas metálicas como se muestra en la figura 4.75, esta técnica se emplea en varios puntos de la línea microcinta y del *balun* para mantener la separación requerida.

El modelo final del radiador se muestra en la figura 4.76, en este modelo los dipolos cruzados se colocan simétricamente en el centro del plano reflector. En el centro de la base de los dipolos cruzados se realiza una perforación para la colocación de un tornillo que atraviesa la base de los dipolos cruzados y el plano reflector, de esta manera unir las dos piezas metálicas. Para que el contacto metálico de la base de los dipolos cruzados y el plano reflector sea uniforme se sueldan los dobleces de los dipolos cruzados al plano reflector, al realizar esto se refuerza la rigidez mecánica entre la unión de los dipolos cruzados y el plano reflector. La colocación del *balun*-microcinta se realiza posteriormente a la fijación de los dipolos cruzados al plano reflector, se siguen las perforaciones de referencia que se realizan cuando se marcan las láminas en el *plotter*. Las distancias de las perforaciones se establecen en el diseño por computadora por lo que suelen coincidir con un error mínimo. En la parte superior de los dipolos cruzados se coloca una cruz dieléctrica con una ranura en el centro con el fin de mantener la ortogonalidad entre los dos dipolos.

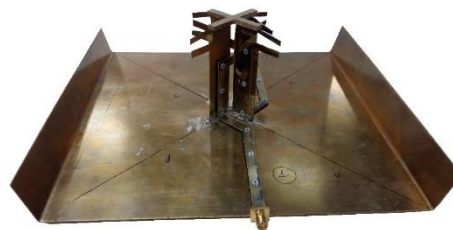


Figura 4.76 Estructura final del radiador sobre el plano reflector y las líneas de alimentación

Existe otra técnica de colocación del dipolo sobre el plano reflector que consiste en colocar un dieléctrico entre la base de los dipolos cruzados y el plano reflector como se muestra en la figura 4.77. El dieléctrico tiene la función de sujetar a los dipolos cruzados, de esta manera evitar la unión metal-metal y la soldadura, sin embargo esto puede afectar algunos parámetros del radiador, si no se emplea un dieléctrico con permitividad pequeña.

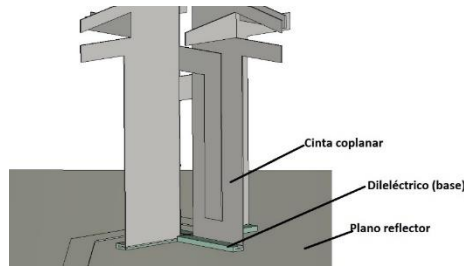


Figura 4. 77 Propuesta alterna de fijación del dipolo al plano reflector con una base no metálica

Considerando a la microcinta y el *balun* como una sola estructura se puede determinar que la trayectoria de retorno se constituye por el reflector y las cintas coplanares, cuando existe una unión metálica entre estas dos estructuras la trayectoria de retorno es continua para toda la microcinta. En una microcinta convencional, las líneas del campo eléctrico van de un potencial mayor a uno menor (de la microcinta a la trayectoria de retorno). Cuando se coloca el dieléctrico en la base se presenta una discontinuidad en el “plano de tierra” justo en el doblez que conecta al *balun* y la microcinta. Cuando el campo eléctrico pasa de un medio 1 a un medio 2 se presentan fenómenos de reflexión y refracción del campo eléctrico que pueden contribuir o cancelar al campo eléctrico total afectando directamente al patrón de radiación.

En la figura 4.78 (a) y (b) se muestran los diagramas de radiación en el plano azimutal a la frecuencia de 1800 MHz del dipolo de la figura 4.78 con polarización de 45° y -45°, respectivamente. El material *Rogers RT5880* se empleó como dieléctrico en la base. Para ambos casos se observa que se pierde la simetría del diagrama de radiación. Para cada dipolo se hace un estudio paramétrico de la altura de la base del dieléctrico con los valores de 0.5 mm, 2mm y 5mm, donde el primer valor presenta una discontinuidad pequeña en el “plano de tierra” y con el último valor, una discontinuidad

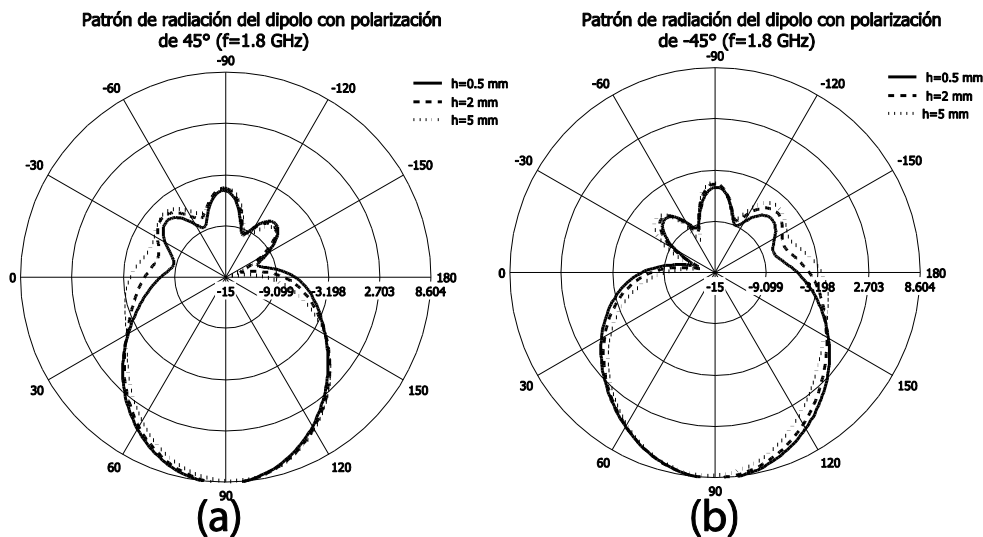


Figura 4. 78 Efecto de la base no metálica sobre el plano azimutal de cada dipolo

grande. En la figura 4.78 (a) se observa que conforme la base del dieléctrico aumenta hay una cancelación del campo eléctrico en la dirección de 200° (-160° en la figura 4.78 (a)) que aumenta conforme la altura de la base aumente, al mismo tiempo la simetría del patrón de radiación se pierde. El comportamiento es similar para el dipolo con polarización de -45° en donde la cancelación del campo eléctrico ocurre en el ángulo de 340° (-20° en la figura 4.78 (b)).

4.5 Caracterización y medición del dipolo cruzado

En esta sección se describe la manera en se caracterizó el radiador fabricado en la sección anterior. Para la caracterización se realizaron las mediciones de los parámetros que fueron considerados como criterios de selección de los radiadores propuestos. Las mediciones del patrón de radiación y ganancia se llevaron a cabo en laboratorio de compatibilidad electromagnética de ESIME unidad Zacatenco, los demás parámetros se realizaron con en el laboratorio de radiocomunicaciones en la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV.

4.5.1 Coeficiente de reflexión

La medición de los coeficientes de reflexión se llevó a cabo con el analizador de redes de 2 puertos, presente en el laboratorio de radiocomunicaciones del CINVESTAV. En la figura 4.79 se muestran los parámetros de dispersión, en la misma figura se hace una comparación con las curvas de los parámetros de dispersión que se obtuvieron mediante simulación. En la parte derecha de la gráfica se presenta los puntos de los parámetros medidos en las frecuencias de 1710 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

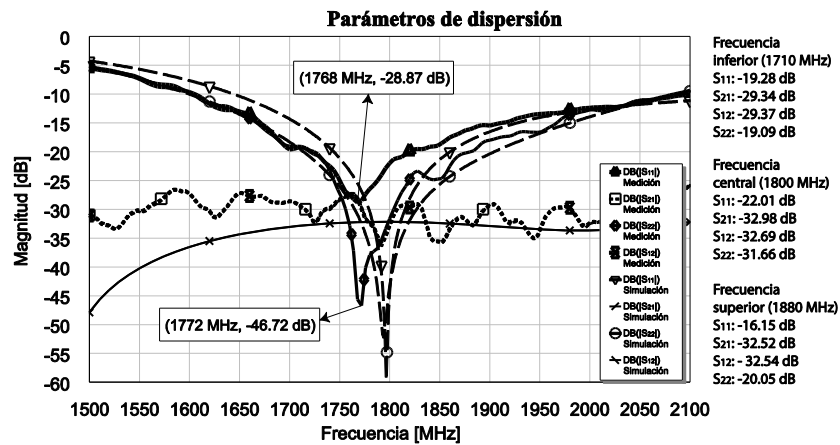


Figura 4. 79 Curvas medidas y simuladas de los parámetros de dispersión del radiador construido

Uno de los requisitos de los radiadores de estaciones base es que el coeficiente de reflexión tenga un valor menor a -15 dB dentro de la banda de operación, se observa en la figura 4.79 que se cumple con este requisito. Debido a los efectos de construcción, las curvas de los coeficientes de reflexión de ambos dipolos presentan valores menores a las curvas obtenidas por simulación.

Considerando el umbral de -15 dB, se determina que el dipolo con polarización de 45°, el cual se representa por la curva del parámetro S_{11} presenta un ancho de banda de 242 MHz (1671-1913 MHz); y para el dipolo con polarización de -45°, su ancho de banda correspondiente es de 300 MHz (1667-1967 MHz). La frecuencia de resonancia para el dipolo con polarización de 45° es de 1768 MHz y para el dipolo con polarización de -45° corresponde a 1772 MHz, ambas frecuencia de resonancia son valores cercanos y son aproximadamente 30 MHz menores a la frecuencia de resonancia a la cual se diseñaron ambos dipolos (1800 MHz).

El acoplamiento mutuo que presentan los dipolos que se construyeron es de aproximadamente -30 dB que es un valor cercano al resultado que se obtuvo por computadora. Para valores cercanos a la frecuencia de 1800 MHz el acoplamiento mutuo presenta los menores valores, los cuales son muy cercanos a -33 dB.

En la figura 4.80 se muestran las curvas medidas y simuladas de la matriz de impedancia del radiador en función de la frecuencia. En la parte derecha se registran valores de los coeficientes de la matriz de impedancia (medida) para las frecuencias de 1710 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

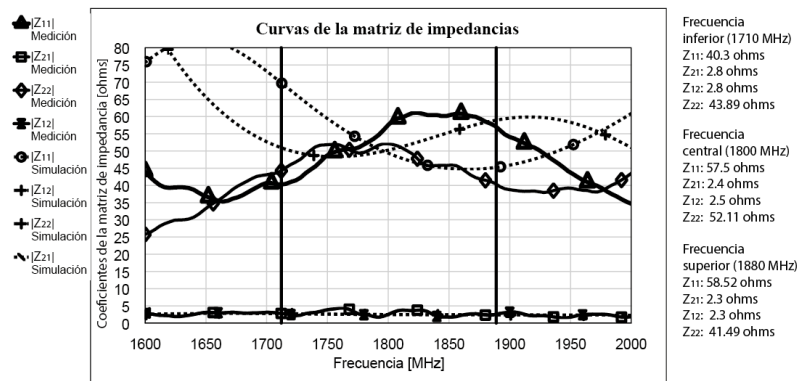


Figura 4. 80 Mediciones de la matriz de impedancia del radiador de dipolos cruzados

Haciendo referencia a las curvas medidas de la matriz de impedancias se observa que el comportamiento de la magnitud de la impedancia de entrada del dipolo con polarización de 45° (Z_{11}) es cóncava sobre la banda de operación, la cual se limitada por las líneas verticales. Ante este comportamiento el valor máximo ocurre en la frecuencia de 1824 MHz y toma el valor de 61.14 Ω y asocia una VSWR de 1.22:1. En valor mínimo de la impedancia de entrada es de 40.3 Ω y ocurre en la frecuencia de 1710 MHz, su VSWR correspondiente es de 1.24:1. En los valores anteriores, el valor de la VSWR es menor al solicitado el cual es de 1.5:1.

La impedancia de entrada correspondiente al dipolo con polarización de -45° (Z_{22}) presenta el mismo comportamiento sobre la banda de operación que en el dipolo con polarización ortogonal, sin embargo, se nota que en este caso los cambios al valor máximo y al valor mínimo son menores; por

lo que se tiene una mayor estabilidad en la impedancia sobre la banda de operación. El máximo valor es de 52.12Ω y ocurre en la frecuencia de 1796 MHz, el VSWR correspondiente es de 1.042:1. El valor mínimo se presenta en la frecuencia de 1880 MHz y este es de 41.49Ω , el VSWR correspondiente es de 1.2:1. Ambas VSWR están dentro del intervalo requerido, por lo tanto ambos dipolos se pueden acoplar a una línea coaxial con impedancia característica de 50Ω . A pesar de que ambos dipolos se acoplan a una línea coaxial de 50Ω , se aprecia que el dipolo con polarización de -45° presenta menores pérdidas por reflexión comparada con el dipolo ortogonal.

En la figura 4.81 se presentan el comportamiento de las impedancias de entrada para ambos dipolos sobre la carta de Smith, en donde se observa que en el dipolo con polarización de 45° (S_{11}) tiene mayores variaciones alrededor del eje real. Como se obtiene de esta figura, en la frecuencia de 1710 MHz, la parte real de la impedancia es de 40.2Ω y la reactancia es de -0.47Ω el cual es un valor cercano a cero. Conforme la frecuencia aumenta el carácter capacitivo de la reactancia disminuye y se vuelve inductivo, la transición ocurre en la frecuencia de 1712 MHz, casi en el valor del límite inferior de la banda de operación. A partir de 1712 MHz hasta 1815 MHz, el comportamiento de la reactancia es inductiva y su valor máximo ocurre en la frecuencia de 1744 MHz con un valor de 5.6Ω y la parte real correspondiente es de 46.66Ω . En la banda de 1815-1880 MHz, la reactancia de este dipolo es carácter de capacitivo, en donde el peor caso ocurre en el límite superior de la banda de operación, en esta frecuencia el valor de la magnitud de la reactancia es de 15.46Ω y la parte real asociada es de 56.49Ω .

En el dipolo con polarización de -45° , la reactancia se comporta de manera inductiva para la banda 1710-1794 MHz. El valor máximo ocurre en la frecuencia de 1794MHz con un valor de 8.32Ω , su parte real asociada es de 44.76Ω . A partir de una frecuencia mayor a 1794 MHz hasta 1880 MHz, el comportamiento de la reactancia es inductiva y en la frecuencia de 1823.4 MHz se presenta el peor caso porque la magnitud de la reactancia crece hasta 5.84Ω .

4.5.2 Patrón de radiación del dipolo cruzado

El ambiente de medición de los patrones de radiación se muestra en la figura 4.82, el cual se basa en un escenario que debe reunir tres características importantes: la antena bajo prueba y la antena de referencia deben estar separadas cierta distancia que garantice el campo lejano, el ambiente se

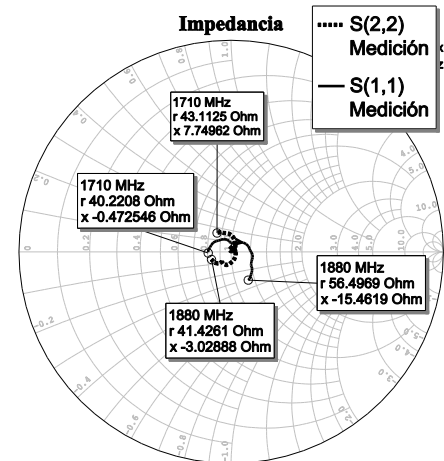


Figura 4. 81 Coeficientes de reflexión en el diagrama de Smith

debe aproximar al modelo de espacio libre para poder cuantificar con detalle las pérdidas involucradas y mantener a la antena bajo medición libre de las ondas reflejada y posibles interferencias.

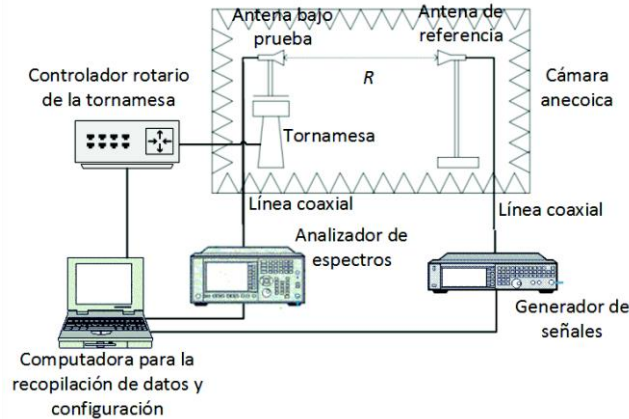


Figura 4. 82 Ambiente de medición para el patrón de radiación

La distancia que garantiza el campo lejano está dada por la siguiente desigualdad $R > 2D^2/\lambda$, donde D es la longitud más grande de la antena bajo prueba. Si se considera que la longitud más grande es de 280 mm, la cual corresponde a la diagonal de esquina a esquina del plano reflector y la longitud de onda es de 166 mm, la distancia R que garantice el campo lejano debe ser mayor a 0.96 m. En el ambiente de medición de la figura 4.82, la antena de referencia se separa de la antena bajo prueba una distancia de 1.33 m a una misma altura de 1.2 m. La antena de referencia se usa como antena transmisora y la antena bajo prueba se emplea como receptora. Ambas antenas se colocan dentro de la cámara anecoica la cual asegura la compatibilidad electromagnética del escenario de medición.

En el método de medición, la antena de referencia se mantiene fija y la antena bajo prueba se coloca sobre una tornamesa que rota sobre un plano, al rotar se registra la potencia captada por la antena bajo prueba para un ciclo de rotación de la tornamesa. El entorno de medición que se muestra en la figura 4.82, es automatizado y controlado, en donde externamente se controlan los incrementos constantes del ángulo de rotación de la tornamesa. El controlador rotatorio de la tornamesa es el actuador encargado de realizar la tarea descrita anteriormente, éste recopila el incremento del ángulo configurado previamente de una interfaz presente en una computadora. En éste también se configuran la potencia de transmisión y la frecuencia para la operación del generador de señales. Por parte de la recepción se tiene un sistema adquisición de datos, el cual recopila la potencia recibida por el analizador de espectros. Existen dos conexiones por medio de líneas coaxiales, la primera es entre la antena de referencia y el generador de señales y la segunda entre la antena bajo prueba y el analizador de espectros.

Los cortes del patrón de radiación a medir corresponden al plano azimutal para ambos dipolos

el cual da información de la proyección de éste sobre la celda. Los parámetros asignados para la medición de los patrones de radiación fueron los siguientes: la potencia de transmisión fue de 0 dBm, la lectura de la potencia de recepción fue con incrementos de ángulo de 5°, distancia de separación entre antenas fue de 1.33 m y las frecuencias de prueba son 1710 MHz, 1750 MHz, 1800 MHz, 1840 MHz y 1880 MHz.

Para el cálculo de la ganancia del radiador se utilizó la ecuación de Friis, la cual describe las pérdidas de propagación en función de la distancia de separación, la potencia de transmisión, la potencia de recepción, la frecuencia de operación, la ganancia de la antena de referencia (transmisora) y la ganancia de la antena bajo prueba (receptora). Este último es el parámetro desconocido. A este modelo también se le incluyen las pérdidas introducidas por las líneas coaxiales que conectan el equipo de operación a las antenas, la siguiente ecuación describe el modelo para el cálculo de la ganancia de la antena bajo prueba.

$$[G_r] = 32.44 + [P_r(\theta, \phi)] - [G_t] - [P_t] + 20 \log(r) + 20 \log(f) + [L_{adicionales}] \tag{4-26}$$

Donde

$[P_r(\theta, \phi)]$ = potencia de recepción (dBm)

$[G_t]$ = ganancia de la antena transmisora (dBi)

$[P_t]$ = potencia de transmisión (dBm)

r = distancia de separación (Km)

f = Frecuencia operación (MHz)

$[L_{adicionales}]$ = pérdidas adicionales (dB)

Las pérdidas adicionales que introducen las líneas coaxiales están en función de la frecuencia y estas fueron medidas, su valor se registran en la tabla 4.24.

Frecuencia [MHz]	1710	1750	1800	1840	1880
Pérdidas de la línea coaxial [dB]	12.32	12.6	12.7	12.76	13.11

Tabla 4. 24 Pérdidas introducidas por la línea coaxial

Como la antena de referencia se empleó una antena con doble polarización del fabricante ETS-Lidgren, la ventaja de este radiador es su doble polarización lo cual hace sencilla la medición de polarización cruzada, además de su alta pureza de polarización lineal. En la figura 4.83 se muestra la imagen de este radiador.



Figura 4. 83 Fotografía de la antena de referencia

En la figura 4.84 se presenta la respuesta de la ganancia en función de la frecuencia de la antena de referencia. Es importante resaltar que para la frecuencia de 1.8 GHz, el error es menor a 0.1 dB y el error máximo es del orden de 0.4 dB para una frecuencia de 4 GHz

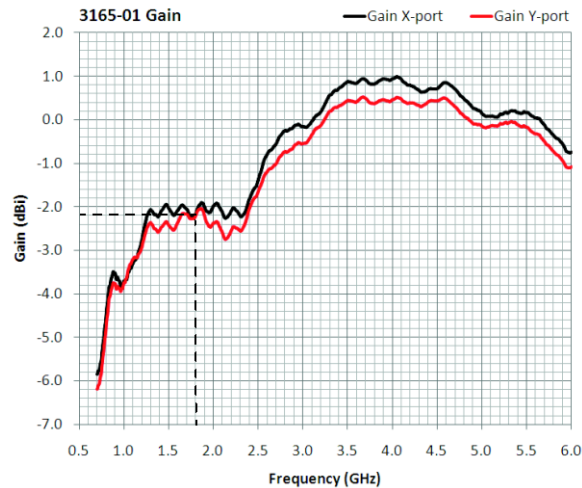


Figura 4. 84 Ganancia de la antena de referencia en función de la frecuencia, datos proporcionados por el fabricante

En las figuras 4.85 y 4.86 se muestran los diagramas de radiación en plano azimutal para el dipolo de polarización de 45° y -45°, respectivamente. Las mediciones se hicieron para la frecuencias que se registran anteriormente en la tabla 4.25. Al observar ambas figuras se nota una alta tendencia entre los patrones simulados y los medidos. En todos los patrones se observa una mejora en el lóbulo posterior, éste es menor al esperado por simulación, en el desarrollo de antenas para estación base se

sugiere que la relación de lóbulo principal a lóbulo posterior sea de al menos -20 dB.

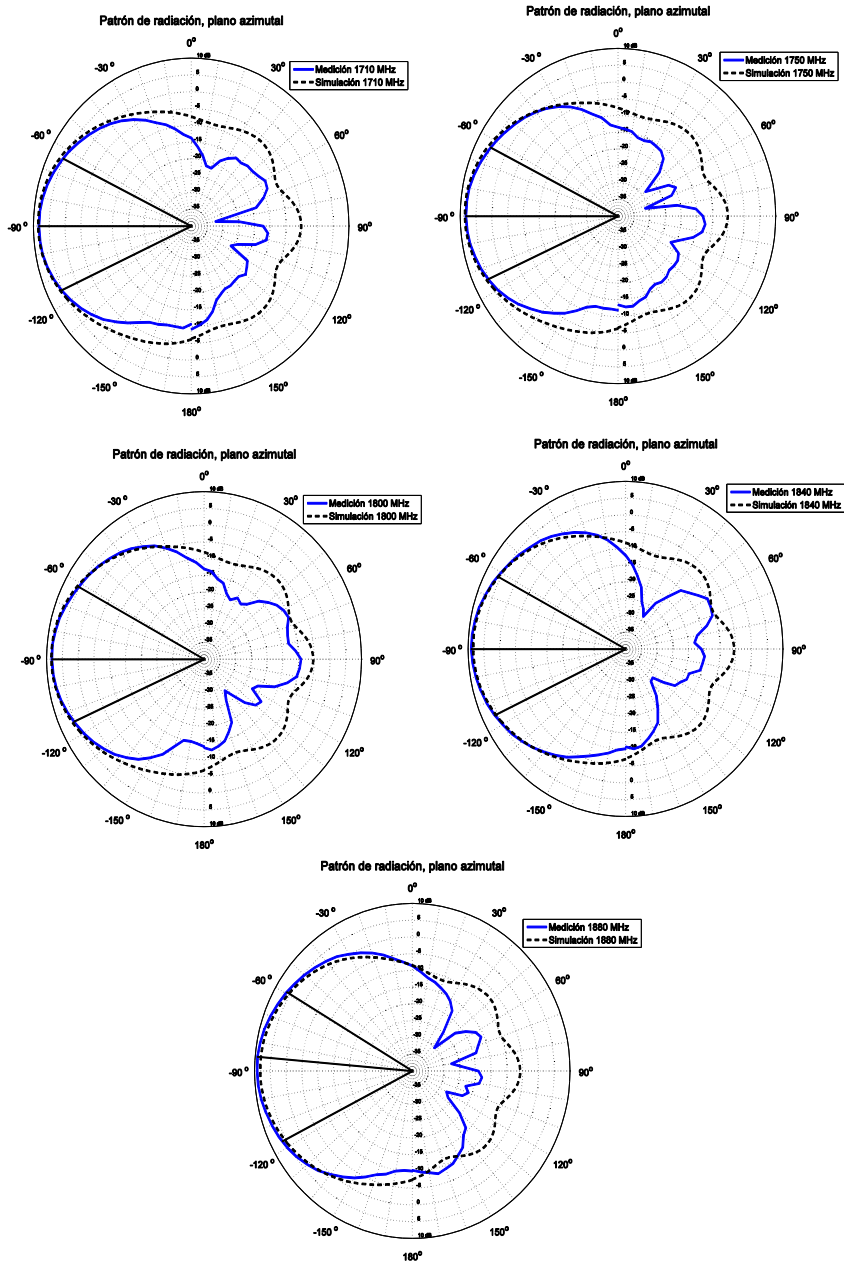


Figura 4. 85 Patrones de radiación medidos y simulados de distintos valores frecuencia del dipolo con polarización de 45°

Haciendo referencia a la figura 4.85 se encuentra que la ganancia máxima de los patrones de radiación medidos es aproximadamente igual a la ganancia que se obtiene por simulación. También el ancho del lóbulo principal es muy cercano al obtenido por computadora. Si se requiere ampliar el ancho del lóbulo, se puede hacer incrementando ligeramente la apertura del plano reflector, lo anterior no afecta de manera significativa al coeficiente de reflexión de ambos dipolos.

Dipolo	Frecuencia	Ganancia máxima	Dirección del lóbulo principal	Ancho a potencia media del lóbulo principal
Dipolo con polarización de 45°	1710 MHz	8.33 dBi	-89°	51.27°
	1750 MHz	8.24 dBi	-89°	51.48°
	1800 MHz	8.38 dBi	-89°	52.72°
	1840 MHz	9.03 dBi	-89°	53.44°
	1880 MHz	9.28 dBi	-84°	57.61°
Dipolo con polarización de -45°	1710 MHz	7.01 dBi	-91°	59.17°
	1750 MHz	6.85 dBi	-91	60.54°
	1800 MHz	6.69 dBi	-85°	66.03°
	1840 MHz	7.12 dBi	-90°	66.44°
	1880 MHz	7.08 dBi	-85°	70.89°

Tabla 4. 25 Registro de los valores de los parámetros asociados a la medición del patrón de radiación

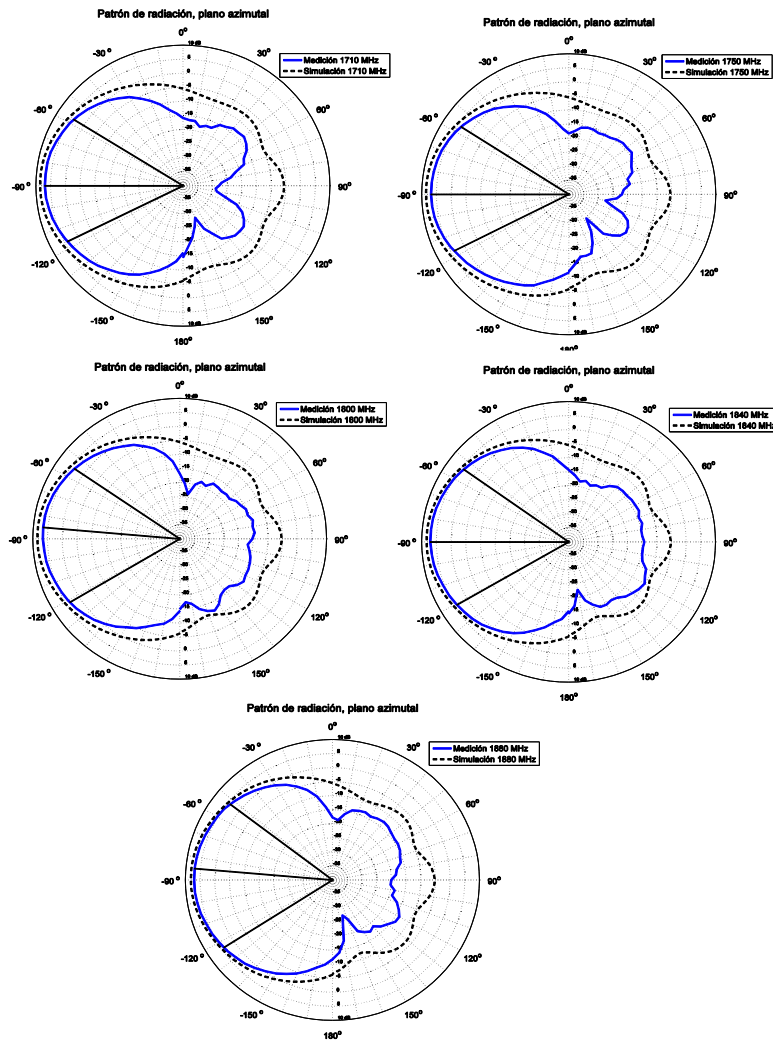


Figura 4. 86 Patrones de radiación medidos y simulados de distintos valores frecuencia del dipolo con polarización de -45°

En la figura 4.86 se observa que el valor de la ganancia máxima del segundo dipolo que también es muy próximo al obtenido mediante simulación. Los anchos de los lóbulos a potencia media son próximos a 60° . En la tabla 4.25 se registran los valores obtenidos en la medición del radiador. Los parámetros que se incluyen son: ganancia máxima, dirección del lóbulo principal y ancho del lóbulo principal. A partir esta tabla se nota que la ganancia máxima y el ancho del lóbulo principal son dependientes de la frecuencia para ambos dipolos. Los cambios de la ganancia máxima en función de la frecuencia son ligeramente menores y puede considerarse casi constantes. Para el caso del ancho del lóbulo principal las variaciones en función de la frecuencia son mayores y su comportamiento para ambos dipolos es una función creciente.

4.5.3 Error de seguimiento

En esta sección se realiza el estudio del error de seguimiento del radiador. En éste se hace una comparación de los patrones de radiación medidos de los dipolos sobre el plano azimutal. El error de seguimiento es un parámetro intrínseco para radiadores de doble polarización el cual tiene los siguientes efectos:

- La dirección del lóbulo principal de los patrones son diferentes y la diferencia angular de la dirección del valor máximo de ganancia de cada patrón de radiación se define como desviación angular.
- Los dos patrones tienen ganancias ligeramente diferentes en una dirección específica dentro del ancho del lóbulo principal

En la figura 4.87 se muestra la comparación de los patrones de radiación medidos en el plano azimutal para ambos dipolos, en la cual se presentan el error de seguimiento máximo dentro del ancho del haz a potencia media, así como el correspondiente ángulo en el que ocurre. En esta figura se observa que la ganancia en el ángulo de 90° del dipolo con polarización de 45° (dipolo A) es mayor que la del dipolo con polarización de -45° , la diferencia de ganancia corresponde al error de seguimiento. Éste también se presenta para los ángulos alrededor de la dirección máxima del lóbulo principal, sin embargo, el error de seguimiento es menor comparado con el que se visualiza en la dirección de 90° . Ante esta observación se determina el error de seguimiento máximo ocurre para ángulos cercanos a la dirección máxima del lóbulo principal, esto es muy notorio para los planos que corresponden a las frecuencias de 1750 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

En la figura 4.87 se encuentra que el lóbulo principal del dipolo con polarización de 45° tiene una ligera desviación del lóbulo principal hacia la derecha respecto al eje $\theta=90^\circ$, mientras que para el dipolo ortogonal la desviación es ligeramente a la izquierda. A pesar de que existe esta variación angular, estas son pequeñas y se puede considerar que las direcciones del haz de ambos dipolos son

casi idénticos. Una excepción ocurre a la frecuencia de 1800 MHz, en donde la desviación angular es de 4° .

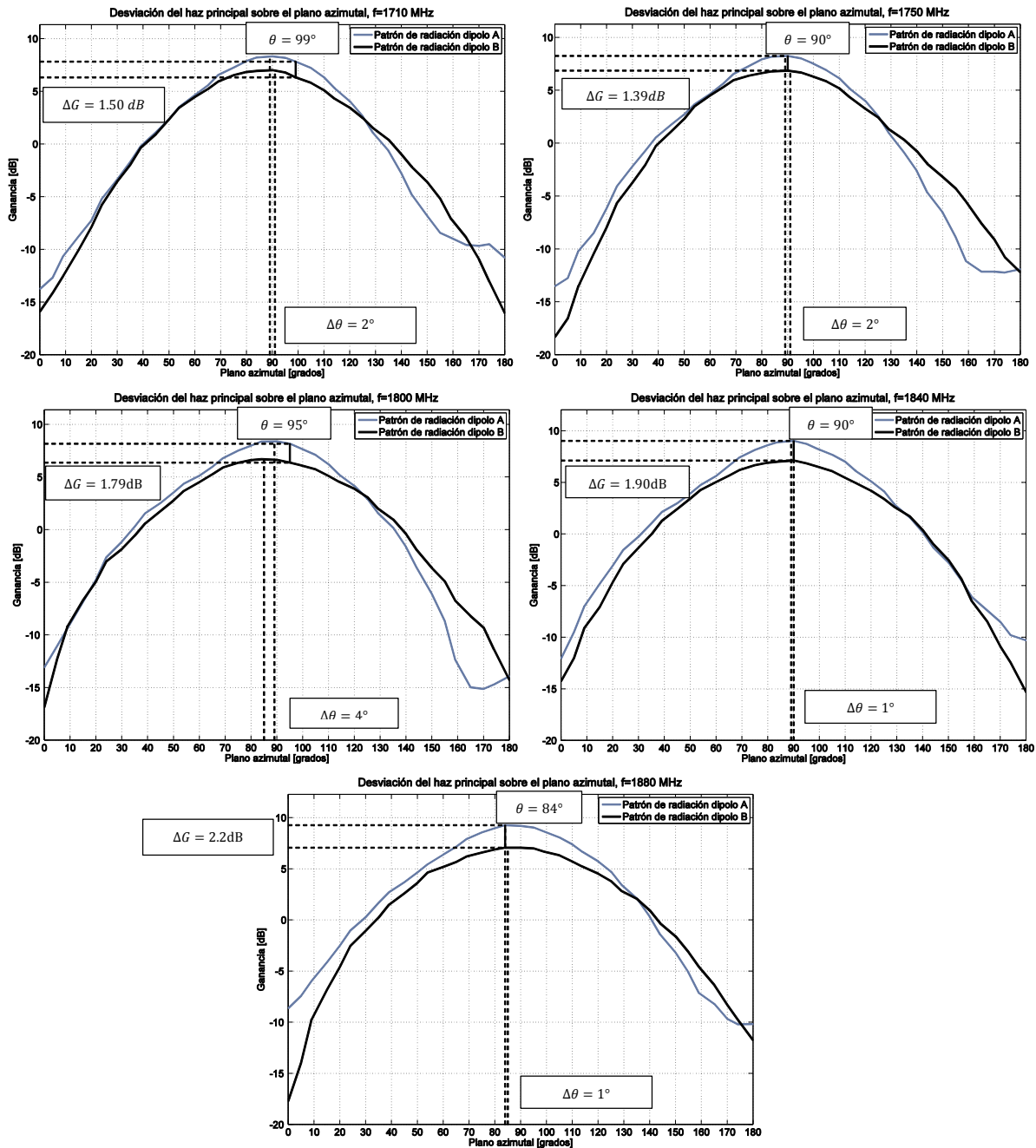


Figura 4. 87 Error de seguimiento para los patrones de radiación del radiador sobre la banda de operación

El error de seguimiento es una figura de mérito que cuantifica la semejanza de los patrones de radiación de dos radiadores con doble polarización en una dirección específica. En la figura 4.87, la mayor semejanza entre patrones ocurre en la frecuencia de 1710 MHz, donde el error de seguimiento

dentro del ancho del haz no es mayor a 1.5 dB. En la frecuencia de 1880 MHz se presenta el peor caso, donde el error de seguimiento máximo que puede ocurrir dentro del ancho del haz es de 2.2 dB. Es de importancia tener errores de seguimientos bajos, ya que este tiene efectos sobre los enlaces de subida y bajada.

4.5.4 Polarización cruzada

En esta sección se realiza una comparación de los patrones copolar y de polarización cruzada medidos con los patrones que se obtuvieron mediante el análisis por computadora.

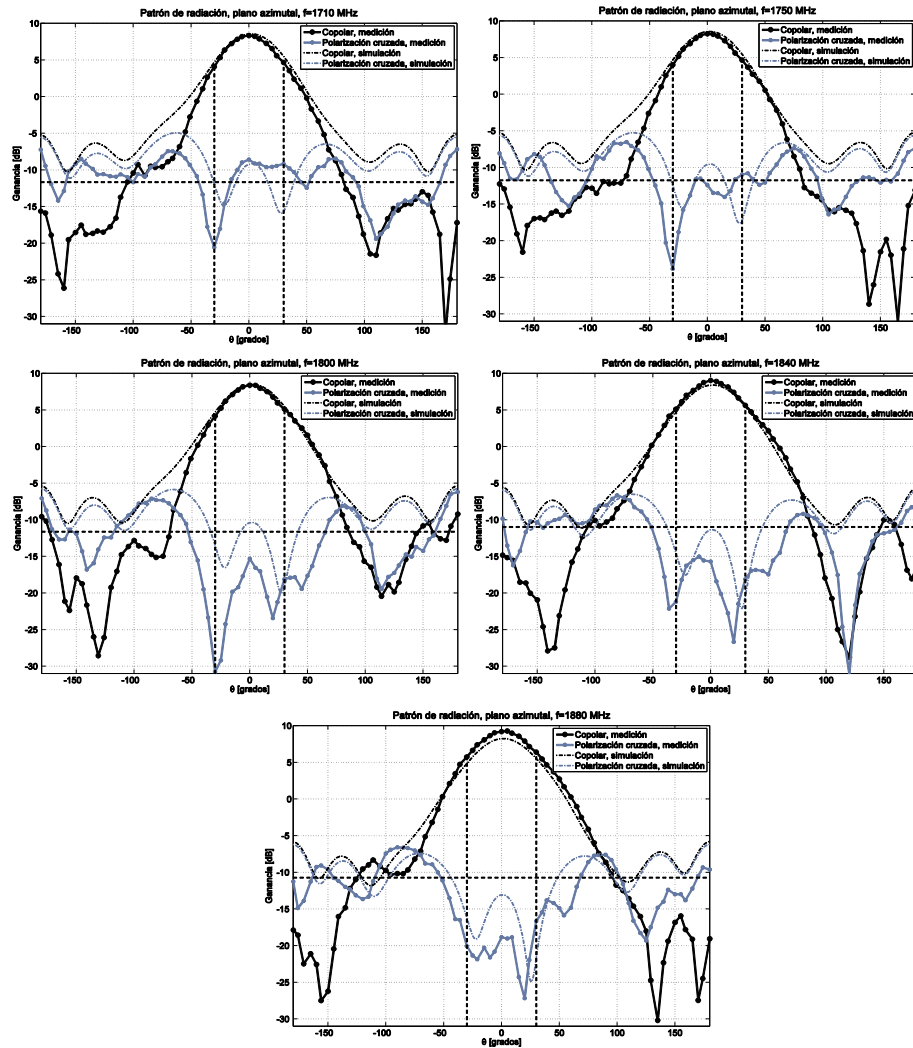


Figura 4. 88 Comparación de los patrones copolares y de polarización cruzada del dipolo con polarización de 45° sobre la banda de operación

En la figura 4.88 se presentan los patrones copolares y de polarización cruzada, los cuales se midieron en la frecuencia de 1710 MHz, 1750 MHz, 1800 MHz, 1840 MHz y 1880 MHz del dipolo con polarización de 45°. En la misma figura se hace una comparación con los patrones copolares y de polarización cruzada que se obtuvieron mediante el estudio por computadora. En la figura se marca

con una línea horizontal el umbral de polarización cruzada necesaria para un radiador de estación base, el cual corresponde a 20 dB menor al valor de la ganancia máxima del patrón de radiación copolar. Se observa que para este dipolo, los patrones de polarización cruzada presentan niveles por debajo del umbral dentro del ancho del haz a potencia media, con excepción de la frecuencia de 1710 MHz, en donde el nivel de polarización cruzada está por encima del umbral establecido.

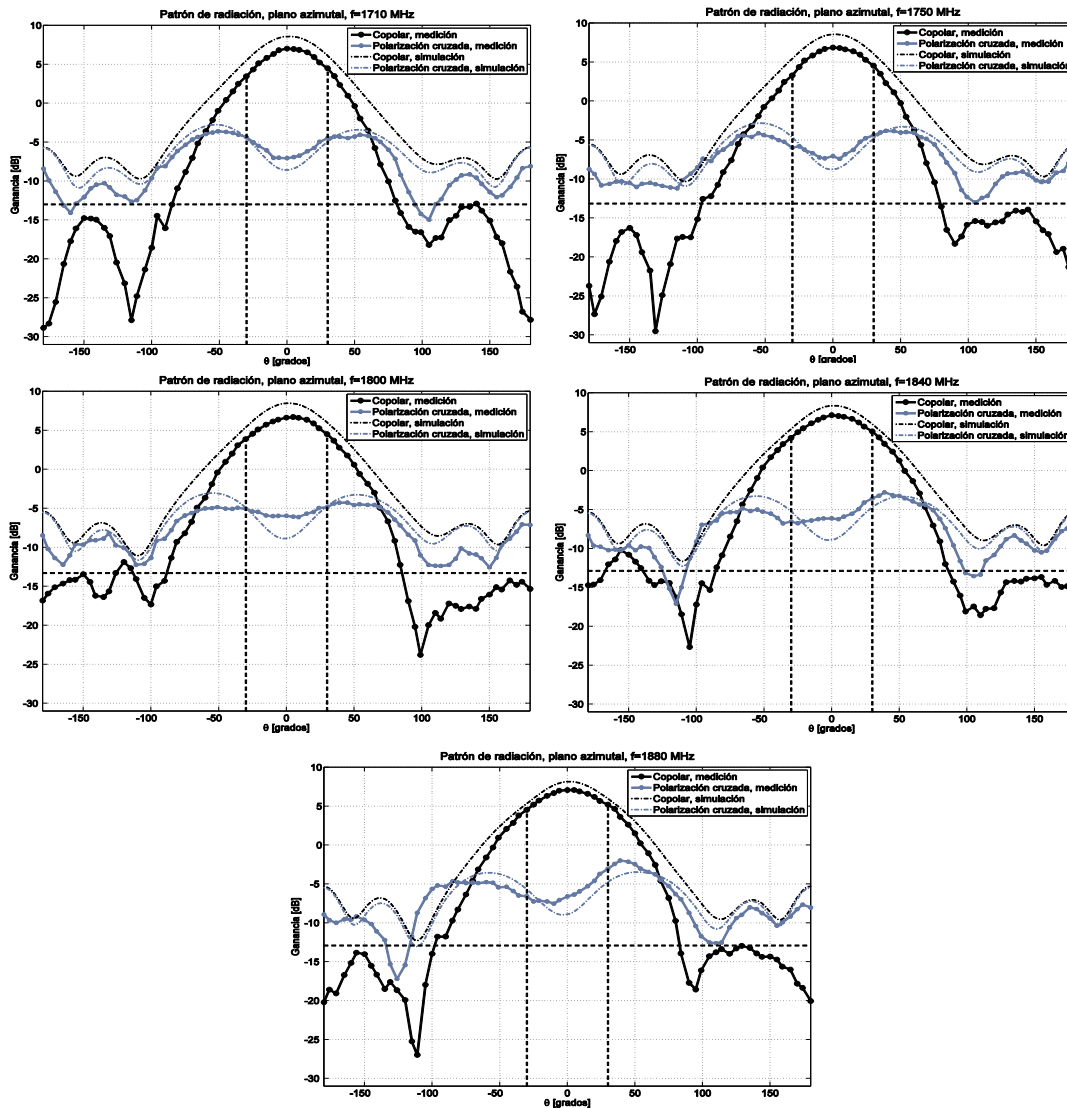


Figura 4. 89 Comparación de los patrones copolares y de polarización cruzada del dipolo con polarización de -45° sobre la banda de operación

En la figura 4.89 se presenta la comparación de la simulación y medición de los patrones copolares y de polarización cruzada del segundo dipolo, las frecuencias en las que se realiza el estudio se mencionaron anteriormente. En los patrones se observa que el nivel de polarización cruzada se encuentra por encima del nivel establecido para todos los diagramas medidos, a pesar de esto se observa que la tendencia del patrón de polarización cruzada medido se aproxima fuertemente al patrón

de polarización cruzada que se obtiene mediante simulación.

Los niveles de polarización cruzada de ambos dipolos dependen de los dobleces que dan forma de hélice del radiador, ya que éstos generan componentes de campo eléctrico que suman o cancelan las componentes de campo eléctrico del dipolo cruzado. En la figura 4.90 (a) se presentan las líneas de campo totales en el radiador para un semiciclo de la señal. El sentido de las líneas del campo eléctrico total se toman con base al sentido del campo eléctrico que se obtiene por simulación, las cuales se presentan en la figura 4.90 (b) y 4.90 (c) para los dipolos con polarización de 45° y -45° , respectivamente.

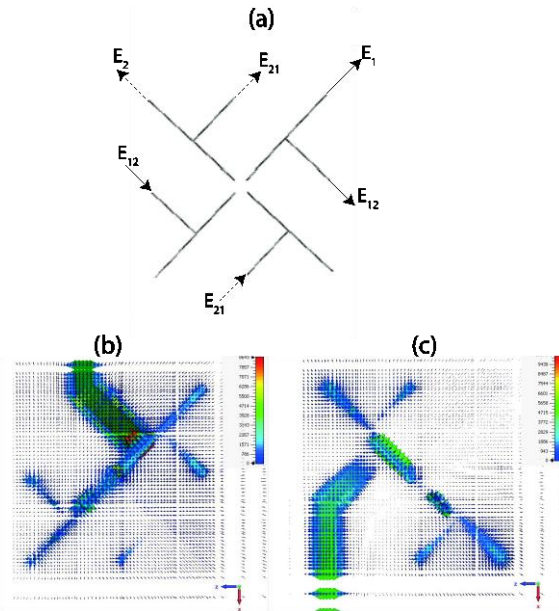


Figura 4. 90 Vista superior del radiador de dipolos cruzados, (a) dirección del campo eléctrico total encada brazo del dipolo, (b) líneas de campo eléctrico del dipolo con polarización de 45° y (c) líneas de campo eléctrico del dipolo con polarización de -45°

A partir de la figura 4.90 (a), E_1 representa a la componente de campo eléctrico con polarización de 45° , al mismo tiempo, los dobleces generan componente con polarización de -45° que corresponden a E_{12} . El mismo fenómeno ocurre para el dipolo con polarización de -45° , en donde E_2 representa su componente copolar y E_{21} las componentes de polarización cruzada generadas (45°), por lo tanto se observa que cada dipolo genera componentes de polarización cruzada. El campo eléctrico de polarización cruzada que genera el dipolo con polarización 45° (E_{12}) son de sentido contrario al campo eléctrico generado por el dipolo de -45° (E_2), lo que produce que exista una cancelación en las componentes de -45° produciendo niveles bajos de polarización cruzada para el dipolo con polarización de 45° , esto se observa en la figura 4.90. En el dipolo con polarización de -45° , las componentes de polarización ortogonal que se producen (E_{21}), tienen el mismo sentido que las componentes del campo eléctrico de E_1 , estas componentes con polarización de 45° se suman

incrementando el nivel de polarización cruzada para el dipolo con polarización de -45° .

Ante este efecto, se puede modificar el diseño en el dipolo y realizar los dobleces de tal manera que las componentes de polarización cruzada que generen no incrementen el nivel de polarización cruzada en cada dipolo, además de mantener un bajo aislamiento entre puertos, el cual es el objetivo del doblez.

Referencias del Capítulo 4

- [1] C. Qing-Xin, W. Lan y Z. Jing-ke, "A Novel Folded T-matched Dipole in Base Station," *International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology*, pp. 1-3, 2007.
- [2] L. C. Godara, *Handbook of antennas in wireless communication*, London New York: Boca Raton, 2002, p. 285.
- [3] N. C. Zhi y L. Kwai-Man, *Antennas for base stations in wireless communications*, USA: Mc Graw Hill, 2009, pp. 31-93.
- [4] J. Wilkerson, I. Kilgore, K. Gard y M. Steer, "Passive Intermodulation Distortion in Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n° 2, pp. 474-482, 2015.
- [5] C. Beckman y B. Lindmark, "The evolution of Base Station Antennas for Mobile Communications," *IEEE International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA*, pp. 85-92, 2007.
- [6] K. Fujimoto, *Mobile Antenna System Handbook*, Third ed., USA: Artech House, 2008, pp. 141-208.
- [7] L. R. Donald, "Dual Polarized Array Antenna with Central Polarization control". Patente US5966102 A, Octubre 1999.
- [8] A. C. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, n° 1, pp. 116-119, 1973.
- [9] D. Wu, Y. Yin, M. Guo y R. Shen, "Wideband dipole antenna for 3G base stations," *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, vol. 1, pp. 454-457, 2005.
- [10] J. R. Ippolito, H. Villegas y J. S. Wilson, "Base station antenna for dual polarization". Patente US 6072439 A, 1998.
- [11] E. T. Igor y K. Q. Chau, "Crossed dipole antenna element". Patente US 7053852 B2, Mayo 2004.
- [12] G. Ramesh, B. Prakash, B. Inder y I. Apisak, *Microstrip Antenna Design Handbook*, USA: Artech House Boston London, 2001, pp. 399-436.
- [13] M. Ström, "Design of a broadband antenna element for LTE base station antennas," *ERICSSON, Chalmers*, 2009.
- [14] A. Teillet y K. Le, "Antenna Array". Patente US 6717555 B2, Abril 2006.
- [15] Y. C. Chun, "Printed Dipole Antenna Design for Wireless Communications," Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University Montreal, Canada, 2005.
- [16] P. J. Wood, P. C. Strickland, F. Senglee y E. B. Timothy, "Crossed-drooping bent dipole antenna". Patente US 6211840 B1, Mayo 2004.
- [17] Q.-X. Chu, L. Wang y J.-k. Zhou, "A Novel Folded T-matched Dipole in Base Station," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1-3, 2007.
- [18] Computer Simulation Technology, "Applications," [En línea]. Available: <https://www.cst.com/>. [Último acceso: Abril 20115].
- [19] Z. Tu, G. Chen y G. Zhang, "The FDTD analysis of two ultra wide-band dipole antennas," *4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, pp. 46-49, 2004.
- [20] W. Jiangniu, Z. Zhiqin y N. Zaiping, "Design of a low profile printed dipole antenna with bandwidth enhancement," *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, pp. 249-252, 2013.

- [21] W. Garidi, N. Sahar y R. Teymourzadeh, "Planar dipole antenna design at 1800MHz Band using different feeding methods for GSM application," *10th IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, pp. 560-564, 2012.
- [22] J.-H. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Second ed., Singapore: Wiley, 2011, pp. 75-109.
- [23] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third ed., New York: Wiley, 2005, pp. 883-939.
- [24] Y. Huang y K. Boyle, *Antennas from theory and practice*, New Delhi: Wiley, 2008, pp. 131-132.
- [25] B. Edward y D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun," *Microwave Journal*, pp. 399-344, 1987.
- [26] P. M. Proudfoot, "A printed Circuit Folded Dipole with Integrated Balun," Air Force Systems Command Griffiss Air Force Base, Rome Air Development Center, AD-A225 561, 1989.
- [27] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Laskar y M. Tentzeris, "Equivalent-Circuit Analysis of a Broadband Printed Dipole With Adjusted Integrated Balun and an Array for Base Station Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 7, pp. 2180-2184, 2009.
- [28] H. Wheeler, "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, n° 2, pp. 172-185, 1965.
- [29] R. Willmar K., "A New Wide-Band Balun," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, n° 12, pp. 1628 - 1631, 1957.
- [30] E. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," *5th European Microwave Conference*, pp. 268-272, 1975.
- [31] Y. Ebine y M. Ito, "A dual beam base station antenna for land mobile communications-60° beam width in horizontal plane," *Ninth International Conference on Antennas and Propagation*, n° 407, p. 340 – 343, 1995.
- [32] IEEE, "IEEE standard definitions of terms antennas," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. AP.-17, pp. 262-269, 1969.
- [33] J. R. James y P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, UK: Peregrinus, 1989, pp. 1-40.
- [34] B. J. Bevan, J. K. y A. Anthony, "Ultra-wideband dual-band cellular base station antenna". Patente US 20140139387 A1, 22 Mayo 2014.
- [35] K. Le y L. J. Meyer, "Wideband dual polarized base station antenna offering optimized horizontal beam radiation patterns and variable vertical beam tilt". Patente US 6924776 B2, 02 Agosto 2005.
- [36] L. Ma, R. Edwards y W. Whittow, "A multi-band printed monopole antenna," *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 962-964, 2009.
- [37] H. Yusa, "Patch antenna with metal walls". Patente US 20100127939 A1, Mayo 2009.

1. *Ludwig-2*. En un sistema de coordenadas esféricas un vector tangente a la superficie de una esfera toma el sentido de la polarización de referencia y un vector ortogonal a éste y tangente a la superficie toma el sentido de la polarización ortogonal, su representación se muestra en la figura 4.41 (b). De manera particular, la dirección de polarización principal se elige de forma que coincida con uno de los vectores unitarios esféricos y la dirección de polarización cruzada se elige tal que coincida con otro vector unitario en coordenadas esféricas. Éstos se pueden determinar con las expresiones 4-19 y 4-20 [8], de estas expresiones se observa que cuando $\theta = \phi = 0$, el vector de la polarización de referencia es igual a $\hat{\phi}$ y el vector de polarización cruzada es igual a $\hat{\theta}$.

$$\hat{u}_{ref} = \frac{\text{sen } \phi \cos \theta \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi}} \quad (4-19)$$

$$\hat{u}_{cruz} = \frac{\cos \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \cos \theta \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi}} \quad (4-20)$$

2. *Ludwig-3*. En la tercera definición de *Ludwig*, las direcciones de la polarización de referencia y la de polarización cruzada se definen de acuerdo a la forma de medir la polarización de una antena [8]. Por ejemplo, se tiene un dipolo orientado verticalmente sobre el eje y y su polarización respectiva es vertical. Como el dipolo no presenta una pureza en la polarización, existirán componentes del campo eléctrico orientados sobre el eje x y el eje z con menor intensidad, ambos ejes son perpendiculares a y , y por lo tanto son componentes de polarización cruzada. Si se tiene un segundo dipolo con polarización horizontal, la componente de polarización cruzada que puede causar interferencia al dipolo horizontal es la componente del campo eléctrico que se encuentra sobre el eje x que produce el dipolo vertical. Esta idea se puede expandir a antenas con polarización elíptica y circular, su representación se muestra en la figura 4.41 (c). Las expresiones 4-21 y 4-22 determinan el sentido del vector del campo con la polarización de referencia y cruzada [8].

$$\hat{u}_{ref} = \text{sen } \phi \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi} \quad (4-21)$$

$$\hat{u}_{cruz} = \cos \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \hat{\phi} \quad (4-22)$$

En las definiciones *Ludwig-2* y *Ludwig-3*, el vector copolar y de polarización cruzada son tangentes a una esfera, por lo que son apropiados para calcular la polarización cruzada de un patrón de radiación ya establecido. El programa de simulación CST incluye en su configuración las definiciones de *Ludwig-2* y *Ludwig-3*, las cuales determinan el patrón de radiación copolar y de polarización cruzada, una vez que se obtiene el patrón de radiación de la antena. Existen dos

efectos que la polarización cruzada puede ocasionar: 1) se presenta un patrón de radiación secundario de una antena cuya polarización es ortogonal a la polarización de referencia, y 2) describe la distribución de campo eléctrico principal. Como ejemplo, ambos efectos se representan matemáticamente con las expresiones 4-23 y 4-24 para la definición de Ludwig-3, que son el resultado del producto punto de campo eléctrico total con los vectores unitarios copolar y polarización cruzada dadas por las expresiones 4-21 y 4-22.

$$R(\theta, \phi) = E_T(\theta, \phi) \cdot (\text{sen } \phi \hat{\theta} + \text{cos } \phi \hat{\phi}) \tag{4-23}$$

$$C(\theta, \phi) = E_T(\theta, \phi) \cdot (\text{cos } \phi \hat{\theta} - \text{sen } \phi \hat{\phi}) \tag{4-24}$$

Donde

$E_T(\theta, \phi)$ = campo eléctrico total

$R(\theta, \phi)$ = campo eléctrico asociado a la polarización de referencia

$C(\theta, \phi)$ = campo eléctrico asociado a la polarización cruzada

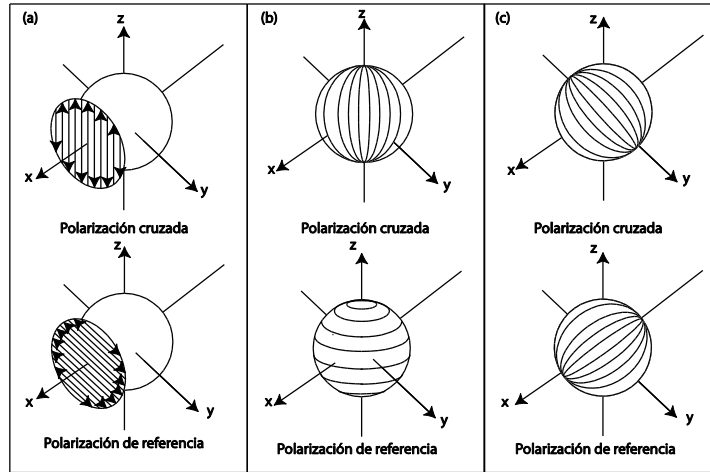


Figura 4. 41 Representación de las definiciones de polarización cruzada, (a) Ludwig-1, (b) Ludwig-2 y (c) Ludwig-3

Al aplicar las ecuaciones 4-23 y 4-24 se obtienen los patrones de radiación de polarización de referencia y de polarización cruzada (ver figura 4.42), comúnmente en el patrón de radiación de polarización cruzada se generan lóbulos secundarios y sus cruces por cero coinciden con la dirección máxima del lóbulo principal del patrón de radiación de interés. Estos lóbulos secundarios son los que causan interferencia al canal con polarización ortogonal en antenas de estación base. El patrón de radiación asociado a la

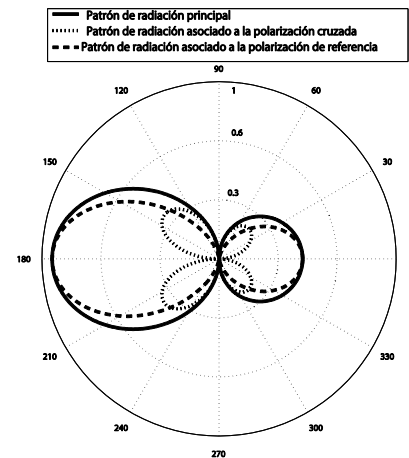


Figura 4. 42 Representación del patrón de radiación copolar y de polarización cruzada para una antena direccional

polarización cruzada se puede extender a un patrón de radiación en 3D, al aplicar la ecuación 4-24 para todos los cortes en el plano azimutal y de elevación.

El dipolo cruzado que se muestra en la figura 4.43 (a) es la estructura inicial de los 3 dipolos cruzados los cuales se estudiaron en la sección 4.1.2. En la siguiente sección se realiza un análisis comparativo de estos 3 radiadores, los parámetros de comparación que se emplean son: el error de seguimiento y su polarización cruzada. El dipolo cruzado de la figura 4.43 (a), con el fin de reducir la intermodulación pasiva se construye en una sola estructura metálica, la cual se muestra en la figura 4.43 (b). La figura 4.43 (b) muestra las líneas que indican los dobleces y las líneas de corte para dar forma a los dipolos cruzados.

4.3.2 Dipolos cruzados propuestos

En la sección 4.1.2 se introdujeron los tres dipolos propuestos para su investigación en esta tesis, en donde se analizaron los resultados que se obtuvieron por computadora acerca de los parámetros de impedancia, pérdidas por reflexión, estabilidad del patrón de radiación en el ancho de banda, ganancia y ancho del lóbulo principal.

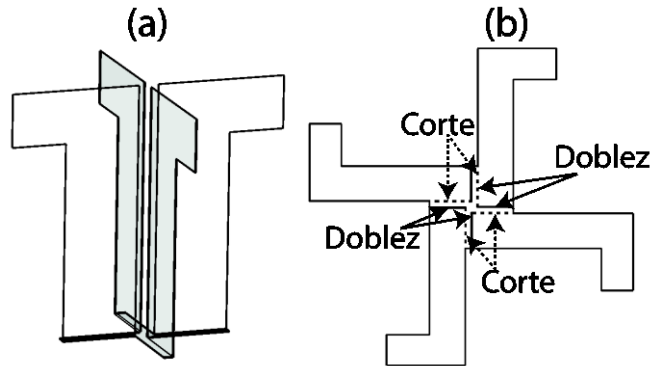


Figura 4. 43 Estructura en una sola pieza metálica de dos dipolos cruzados, (a) estructura terminada del diseño inicial de dipolos y (b) diseño del dipolo cruzado sobre una lámina de metal

Los dipolos cruzados se colocan sobre un plano reflector el cual tiene dobleces que le dan forma de canal, la estructura completa se presenta en la figura 4.44.

Se modelan tres dipolos con el fin de realizar el estudio comparativo de sus características físicas y eléctricas, en el análisis se engloba el proceso de sintonización para cada dipolo del radiador. Cada radiador estudiado presenta una apariencia diferente en la forma de los brazos de cada dipolo, por lo que cada radiador contiene parámetros propios los cuales influirán en el proceso de sintonización. Los parámetros de los tres radiadores propuestos se dividen en parámetros generales y parámetros propios, los cuales se definen a continuación:

- **Parámetros generales.** Éstas están presentes en los tres radiadores bajo estudio. Estos parámetros son: la longitud de las cintas coplanares L_{ab} , la longitud del dipolo l_{dip} , el ancho del

dipolo w_{dip} , la longitud L_{ai} de la microcinta con impedancia característica Z_{ai} y la longitud de la microcinta en circuito abierto L_{bi} . Estos últimos dos parámetros tienen la etiqueta i , la cual hace referencia a un dipolo del radiador, por lo tanto toma el valor de 1 o 2.

- **Parámetros propios.** Éstos resultan de la forma geométrica particular de los brazos del dipolo y tienen un efecto considerable sobre la frecuencia de resonancia, por lo que son los que posibilitan la sintonización del radiador.

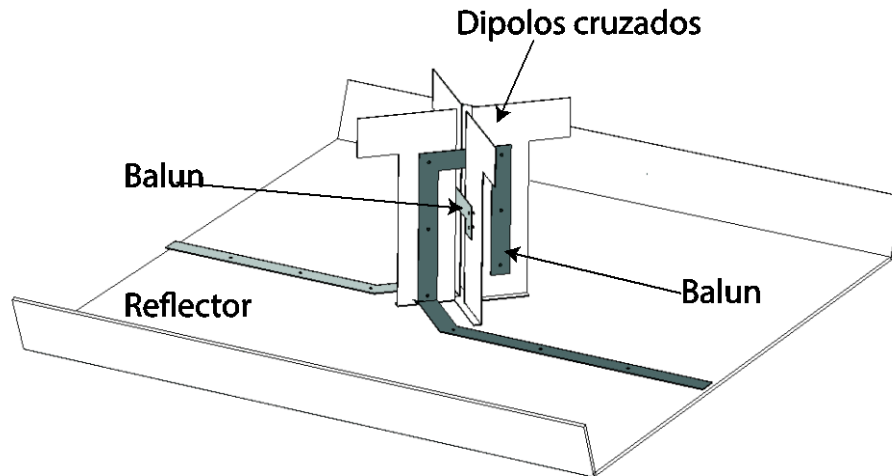


Figura 4. 44 Estructura del radiador inicial de doble polarización

De manera general, el proceso de sintonización se realiza de manera iterativa en donde se lleva a cabo un estudio por computadora de los parámetros de dispersión al modificar principalmente las longitudes físicas del *balun*. Al modificar las longitudes físicas de cada *balun* se puede acoplar su impedancia de salida a la impedancia del respectivo dipolo en la frecuencia de 1800 MHz. Este estudio se puede realizar analíticamente por medio del modelo de un dipolo impreso con *balun* integrado, presente en la referencia [27], sin embargo, el análisis resulta tedioso, y complicado y aproximado, por lo que un estudio por computadora resulta más adecuado.

Dipolos cruzados con corte en pendiente.

Este radiador se muestra en la figura 4.45. En la figura 4.45 (a) se presentan los dos dipolos cruzados diseñadas en una sola lámina de metal, cada dipolo se extiende hacia arriba mediante un doblez de 90° . Los brazos de cada dipolo presentan un corte en forma de pendiente, el ángulo de inclinación influye en la frecuencia de resonancia, la cual se recorre a un valor mayor conforme la pendiente se acerca a 90° . En la figura 4.45 (b) se muestra la vista frontal de uno de los dipolos que conforma el radiador, en esta imagen se presentan los parámetros de control que permiten la entonación de este dipolo. El parámetro propio de este radiador es el ángulo θ mostrado en la figura 4.45 (b) y (c). Después del análisis de las ecuaciones de diseño del dipolo y del *balun* y apoyándose de estudios preliminares por computadora del dipolo cruzado, se presenta en la tabla 4.13, los efectos

de los parámetros de control (generales y propios) sobre la frecuencia de resonancia.

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	θ	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	↑

Figura 4. 13 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados con corte en pendiente

En la figura 4.45 (c) se muestra la vista frontal del segundo dipolo, debido a la simetría del radiador, las dimensiones acerca de la longitud de las cintas coplanares, longitud y ancho de dipolo son las mismas al del dipolo de la figura 4.45 (b). La única diferencia se centra en la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a1} , la cual es de diferente tamaño con el fin de que se pueda manipular la colocación de cada balun al cruzar los dos dipolos.

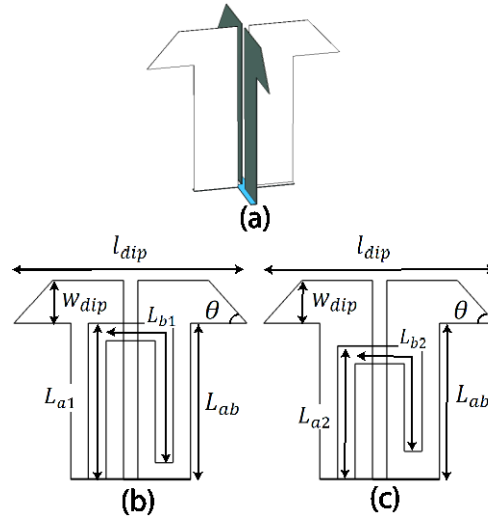


Figura 4. 45 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados con corte en pendiente, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Muchos factores de error se pueden sumar durante la construcción del dipolo, por lo que en el proceso de su entonación de cada dipolo se diseña con coeficientes de reflexión muy profundos en la frecuencia de resonancia. En el estudio por computadora es necesario obtener los valores óptimos para los cuales se tengan un valor de -40 dB a la frecuencia de 1800 MHz; este proceso de optimización se mostró anteriormente en la sección 4.2.4, en la que a partir de una familia de curvas del coeficiente de reflexión se selecciona la que muestra el mayor acoplamiento.

En la entonación del elemento radiador de dipolos cruzado se elige uno de los dos dipolos

indistintamente, el cual será el dipolo del puerto 1. El dipolo que se elige determina los valores de los parámetros generales para su sintonización, éstos son la longitud de las cintas coplanares, el ángulo del corte en pendiente del brazo del dipolo, la longitud y ancho del dipolo. En la sintonización del segundo dipolo estos parámetros ya son fijos con el fin de mantener la simetría en elemento radiador y los parámetros para su sintonización se reducen a L_{a2} y L_{b2} .

El método iterativo de sintonización del dipolo 1 se presenta en el diagrama de flujo de la figura 4.46, en el cual se determina con la curva del coeficiente de reflexión con el acoplamiento más profundo. Como primer paso se inicializan los valores de los parámetros generales y propios. Los generales (longitud y ancho del dipolo) tienen valores que se encuentran en un intervalo, los cuales se inicializan en un valor medio.

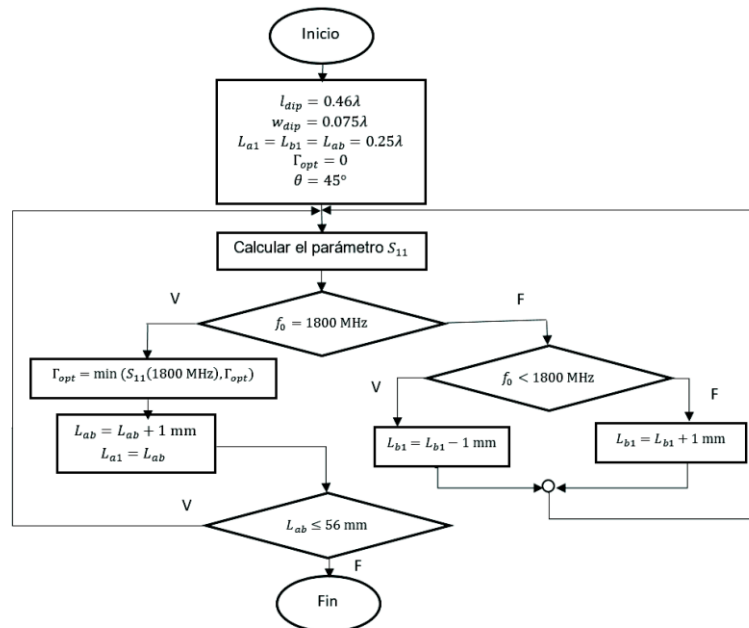


Figura 4. 46 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del primer dipolo en el primer radiador bajo investigación

Una vez que se calcula el parámetro S_{11} , se determina el valor de la frecuencia de resonancia y se compara con la frecuencia de 1800 MHz; si al comparar las frecuencias coinciden, entonces se realiza una comparación del coeficiente de reflexión calculado anteriormente con el actual y se toma el valor menor de los dos. En caso de ser la primera iteración, el coeficiente de reflexión anterior toma el valor de cero. En este punto, el diagrama de flujo permite cumplir el objetivo de entonar a la antena a la frecuencia de 1800 MHz para el valor actual de L_{ab} , el cual posteriormente se vuelve a incrementar 1 mm para establecer una nueva iteración. Cuando se sintoniza el primer dipolo, la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a1} es igual a la longitud de las cintas coplanares por lo que también se incrementa 1 mm.

Si la frecuencia de resonancia no coincide con 1800 MHz, se realiza un análisis comparativo y

determinar si es mayor o menor a 1800 MHz. Dependiendo del caso se toma una decisión para ajustarla a 1800 MHz. Al realizar el estudio paramétrico se observa que L_{b1} tiene un efecto sobre la frecuencia de resonancia (este estudio se registra en la tabla 4.12), si la frecuencia de resonancia actual es mayor a 1800 MHz la decisión que se toma es incrementar el valor de L_{b1} 1 mm, para tener un cambio suave de la frecuencia de resonancia, posteriormente se realiza el nuevo el cálculo del parámetro S_{11} . En un caso contrario, si la frecuencia de resonancia actual es menor a 1800 MHz, el valor de L_{b1} se decrementa 1 mm y se vuelve a realizar el cálculo del parámetro S_{11} .

La condición final se determina para la longitud máxima de L_{ab} de tal manera que no se aleje considerablemente del valor inicial que es de 41.6 mm (longitud eléctrica igual a 90°). El umbral que se establece es hasta cuando la longitud eléctrica es mayor a 120° , si esta condición se cumple se determinan los valores de los parámetros a los cuales se presentó el coeficiente de reflexión mínimo a la frecuencia de resonancia, el cual corresponde a la curva óptima del coeficiente de reflexión y termina proceso de sintonización.

Debido a que los incrementos de L_{ab} y L_{b1} se realizan de manera discreta, en la frecuencia de resonancia no necesariamente será idéntica a 1800 MHz pero si tomará valores próximos, para no tener que emplear una resolución de decimas de milímetros para las longitudes L_{ab} y L_{b1} , se decidió emplear como variables el ángulo de inclinación del corte en pendiente, la longitud y el ancho del dipolo.

Al sintonizar el segundo dipolo, el ángulo de corte del brazo del dipolo, la longitud de las cintas coplanares, la longitud y ancho del dipolo se mantienen constantes. Los únicos parámetros de control que destacan son la longitud de la microcinta con impedancia característica Z_{a2} y la longitud de la microcinta en circuito abierto, los cuales son L_{a2} y L_{b2} , respectivamente. En este caso, el parámetro L_{a2} del segundo dipolo puede tomar solamente el siguiente conjunto de valores $L_{ab} - W_m > L_{a2} > L_{ab} + W_m$, en donde W_m es el ancho de la microcinta y es igual a 6.2 mm; fuera de este intervalo se considera que la longitud L_{a1} está definida por el dipolo 1 y L_{a2} debe tomar un valor diferente.

El método iterativo que se utiliza para la entonación del segundo dipolo se describe el diagrama de flujo de la figura 4.47. Inicialmente se define a la longitud L_{a2} un valor menor que $L_{a1} - 7.2$ mm, esta consideración presenta 1 mm de tolerancia para evitar un posible contacto físico de entre cada *balun*; por otra parte el valor de L_{b2} se inicializa al valor de un cuarto de longitud de onda. Con los valores iniciales se calcula S_{22} .

En el caso cuando la frecuencia de resonancia es diferente de 1800 MHz se realiza una comparación para tomar la decisión y realizar el entonamiento para que sea igual a 1800 MHz. Los bloques de decisión para realizar el ajuste de sintonización en el diagrama de flujo son similares a los bloques que se utilizan para sintonizar el primer dipolo, esto se debe a que ambos parámetros L_{b1} y

L_{b2} tienen el mismo efecto en la frecuencia de resonancia de su respectivo dipolo. Al realizar el entonamiento se vuelve a calcular S_{22} hasta satisfacer la condición y salir del ciclo del diagrama de flujo.

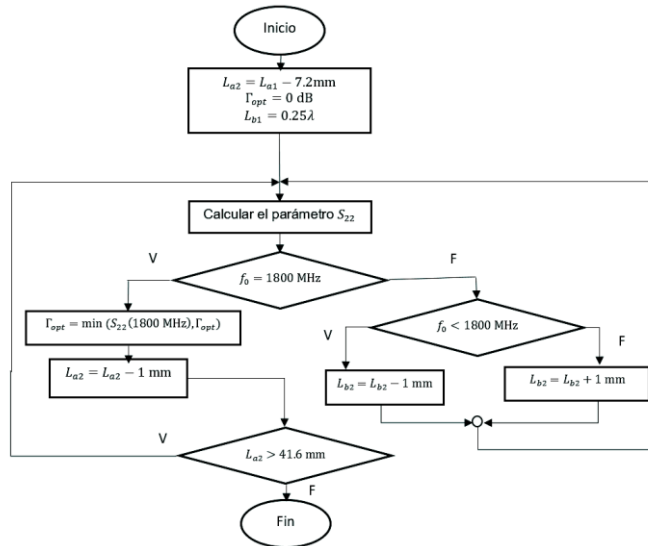


Figura 4. 47 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del segundo dipolo en el primer radiador bajo investigación

Si la frecuencia de resonancia evaluada con S_{22} actual es igual a 1800 MHz, el valor óptimo del coeficiente de reflexión es el valor mínimo entre el valor actual y el valor óptimo anterior. El último bloque de decisión se limita el parámetro L_{a2} al valor mínimo que puede tomar, este no debe ser menor a 0.25λ a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz. Lo anterior se sugiere para asegurar que cuando se decremente la longitud L_{b2} no haga contacto con el plano reflector o la base de las cintas coplanares. Cuando se cumple que $L_{a2} > 0.25\lambda$, se vuelve a calcular S_{22} con el nuevo valor de L_{a2} , el cual se decrementó en el bloque anterior cuando la frecuencia de resonancia fue igual a 1800 MHz. Si la condición es falsa, indica que el valor de L_{a2} tiene el valor mínimo permitido, finalmente con la información de Γ_{opt} actual se puede elegir la curva óptima de S_{22} .

Dipolos cruzados con brazos doblados.

El segundo radiador consiste de dos dipolos con los brazos doblados hacia el plano de tierra lo cual permite reducir el tamaño del elemento radiador. La figura 4.48 (a) muestra su estructura en una sola pieza metálica. El elemento radiador de la figura 4.48 (a) consiste de dos dipolos convencionales de 0.5λ , los brazos doblados hacia el plano reflector permiten reducir la longitud del eje aparente del radiador. El doblez no afecta la distribución de corriente en los brazos del dipolo ni la forma del patrón de radiación.

Las figuras 4.48 (b) y 4.48 (c) presentan las vista frontal de cada dipolo del radiador, en cada figura se muestran los parámetros que determinan la frecuencia de resonancia. Los parámetros

generales en el dipolo corresponden a la longitud de las cintas coplanares L_{ab} , la longitud del dipolo l_{dip} , el ancho del dipolo w_{dip} y los parámetros propios que describen la dimensiones físicas del doblado de los brazos, corresponden a w_2 , g y l .

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	g	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	↓

Tabla 4. 14 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados

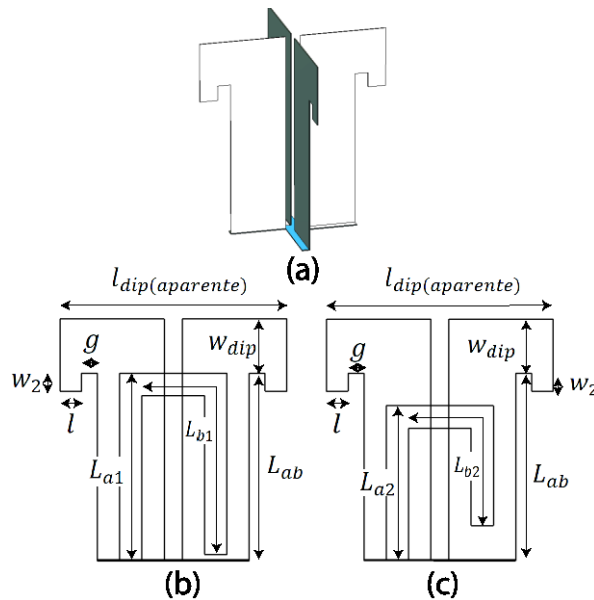


Figura 4. 48 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Al igual que el elemento radiador anterior, se pretende que longitud los parámetros L_{a1} y L_{a2} sean diferentes. A través del estudio de la impedancia de entrada de un dipolo planar con *balun* integrado, así como de un estudio por computadora se observó que se puede ajustar el dipolo a una frecuencia de resonancia de 1800 MHz mediante la variación de las longitudes físicas del *balun*. En la tabla 4.14 se reporta el estudio realizado por computadora del efecto de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia.

El proceso de sintonización del primer y segundo dipolo se realiza a través de los parámetros generales con el fin de tener un método de sintonización igual o similar para los tres elementos

radiadores bajo análisis. En este caso se consideran las longitudes físicas del *balun* que son parámetros generales, los parámetros propios se utilizan como medio para aumentar la profundidad del acoplamiento y como una sintonización fina de la frecuencia de resonancia (1800 MHz). En la figura 4.49 se presenta el diagrama de flujo para el estudio paramétrico del primer dipolo a entonar.

En el diagrama de flujo de la figura 4.49 se inicializan los parámetros generales a los valores propuestos en el diseño. El valor propio g se inicializa a $\frac{l_{dip(aparente)}}{2} - w_{dip}$, esto garantiza que el parámetro l sea igual a w_{dip} , manteniéndose constante el ancho del dipolo. El valor propio de w_2 se inicializa con base en la reducción de los brazos aparentes del dipolo, si se considera una longitud total de 0.46λ para el dipolo y se quiere reducir la longitud un 15%, entonces, la longitud aparente del dipolo es $l_{dip(aparente)} \approx 0.36\lambda$. La diferencia entre la longitud total y la longitud aparente será el valor al cual se inicialice el parámetros propio $w_2 = 0.1\lambda$.

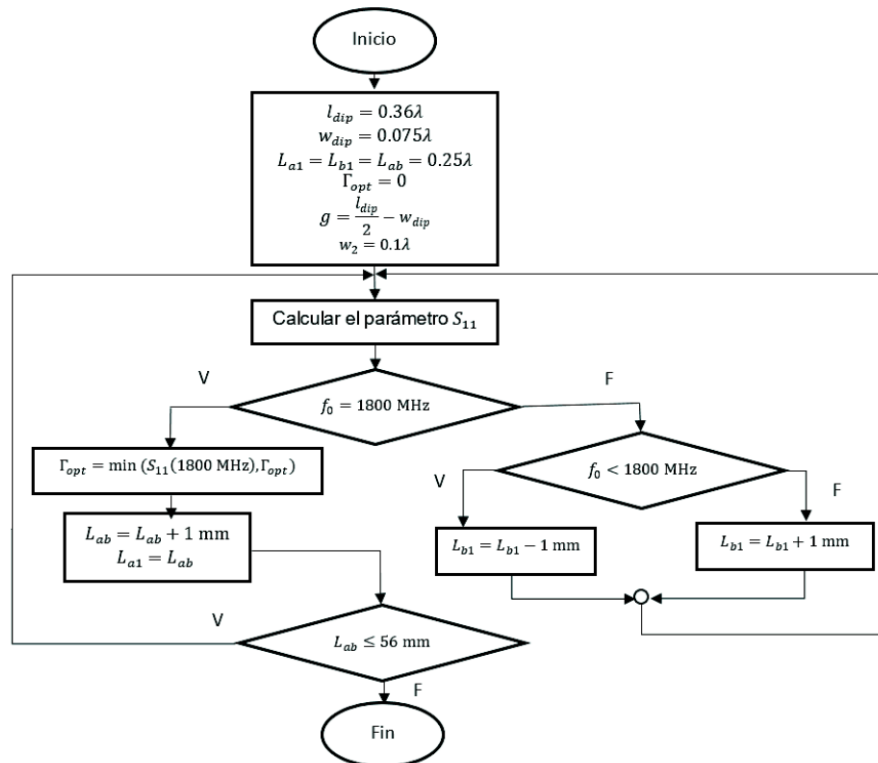


Figura 4. 49 Diagrama de flujo que describe la entonación del primer dipolo en el segundo radiador bajo investigación

Los bloques siguientes son similares a los del diagrama de flujo de la figura 4.46, en donde la sintonización se realiza mediante el ajuste de las dimensiones del *balun*. En el resultado final se pueden utilizar los parámetros propios para un entonamiento fino y así aumentar la profundidad del acoplamiento.

Para la entonación del segundo dipolo se utiliza el diagrama de flujo de la figura 4.47, éste se

va a extender para la entonación del segundo dipolo de los tres elementos radiadores. Lo anterior se debe a que en el proceso de entonación del segundo dipolo se realiza únicamente empleando los parámetros L_{a2} y L_{b2} , los cuales son parámetros generales, lo que hace que el diagrama de flujo adquiera un carácter general y no propio.

Dipolos cruzados en forma de hélice.

Este radiador de doble polarización tiene a dos dipolos impresos en una misma lámina troquelada, cada brazo presente un corte, el cual tiene forma de trapecio que se corta y dobla perpendicularmente al eje del dipolo. El campo eléctrico que genera este doblez presenta un desfase de 180° al campo eléctrico del brazo del dipolo cruzado que está en la dirección del doblez produciendo una cancelación de campos, este fenómeno mejora el aislamiento entre los dipolos. La estructura de este radiador se muestra en la figura 4.50 (a).

Las figuras 4.50 (b) y 4.50 (c) se presentan las vistas frontales de los dos dipolos de doble polarización en forma de hélice. El ancho del dipolo se divide en tres secciones, las cuales son porciones del ancho del dipolo con el fin de reducir la cantidad de parámetros propios que se investigó. El efecto de los parámetros propios y generales del radiador sobre la frecuencia de resonancia, se muestran en la tabla 4.15, los cuales se obtuvieron de un estudio por computadora.

Parámetros de entonación	L_{ai}	L_{bi}	L_{ab}	w_{dip}	l_{dip}	L_c	α	Efecto sobre f_0
Modificación	↓	—	—	—	—	—	—	↑
	—	↑	—	—	—	—	—	↓
	—	—	↑	—	—	—	—	↓
	—	—	—	↑	—	—	—	↓
	—	—	—	—	↑	—	—	↓
	—	—	—	—	—	↑	—	↓

Tabla 4. 15 Efectos de los parámetros generales y propios sobre la frecuencia de resonancia de elemento radiador de dipolos cruzados en forma de hélice

Al igual que los diagramas de flujo para la entonación del primer dipolo de los radiadores anteriores, se inicializan los parámetros generales y los parámetros propios. En este caso el parámetro L_c , que es la longitud del corte, se elige de tal manera que el plano del doblez en forma de trapecio coincida con la proyección del borde externo de las cintas coplanares. La longitud entre el origen y el borde externo de las cintas coplanares es de 15 mm, como se muestra en la figura 4.50 (b), por lo que el valor inicial corresponde a $L_c = 0.5l_{dip} - 15\text{mm}$. El parámetro propio α no influye sobre la frecuencia de resonancia, pero los resultados obtenidos por computadora mostraron que influye en la profundidad en el acoplamiento. Regresando a la figura 4.50 (b), se tiene que $\alpha = \text{atan}\left(\frac{w_{dip}}{4L_c}\right)$, al analizar el caso cuando $\alpha > \text{atan}\left(\frac{w_{dip}}{4L_c}\right)$, la forma del brazo adopta una forma diferente a la mostrada

en la figura 4.50 (b) y (c), entonces esta condición expresa el conjunto de valores no permitido para α . Lo anterior indica que el conjunto de valores permitidos para α debe estar en el intervalo $0 \leq \alpha \leq \text{atan}\left(\frac{W_{dip}}{4L_c}\right)$. Una vez que se inicializan los parámetros generales y los parámetros propios se continúa con el diagrama de flujo de la figura 4.51. La ventaja en el diseño de este elemento radiador es que, una vez que se obtiene la curva óptima del coeficiente de reflexión se realiza un estudio paramétrico sobre α para determinar si se puede aumentar la profundidad del acoplamiento.

Parámetros		Dipolos cruzados con corte en pendiente	Dipolos cruzados con brazos doblados	Dipolos cruzados con forma de hélice
Generales	l_{dip}	82 mm	63 mm	71.5 mm
	W_{dip}	15 mm	15 mm	13 mm
	L_{ab}	54.6 mm	51.6 mm	49.6 mm
	L_{a1}	54.6 mm	51.6 mm	49.6 mm
	L_{b1}	66.33 mm	67.6 mm	60.33 mm
	L_{a2}	45.64 mm	41.91 mm	40.64 mm
	L_{b2}	54.33 mm	50.6 mm	48.33 mm
Propios	θ	42°	----	----
	g	----	4.4 mm	----
	w_2	----	5 mm	----
	L_c	----	----	17 mm
	α	----	----	10.8°

Tabla 4. 16 Valores numéricos de las dimensiones de los tres radiadores propuestos

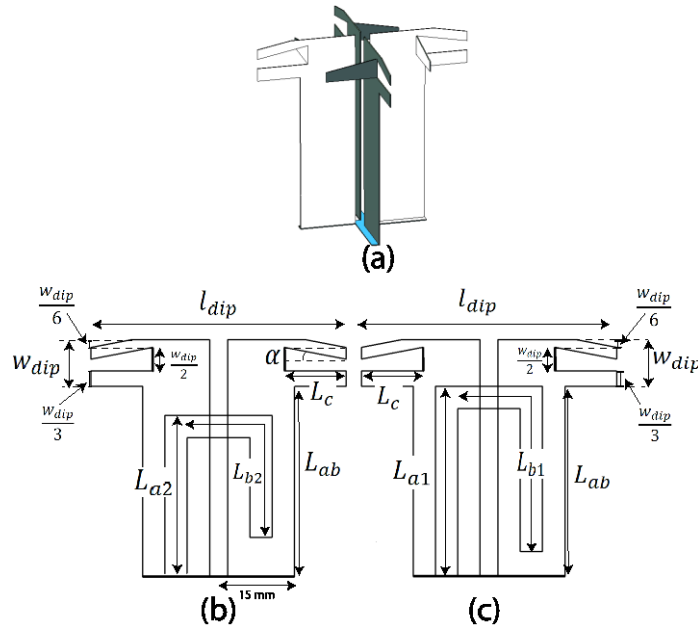


Figura 4. 50 Estructura y parámetros del elemento radiador de dipolos cruzados en forma de hélice, (a) estructura en una sola pieza metálica, (b) vista frontal del dipolo 1 y (c) vista frontal del dipolo 2

Para la entonación del segundo dipolo de este radiador se emplea el diagrama de flujo general que se presenta en la figura 4.47, en este caso los parámetros propios y generales se mantienen constantes con excepción de las longitudes físicas del *balun*. Para radiadores de doble polarización en antenas de estación base es requisito que el acoplamiento mutuo entre dipolos, en la banda de operación sea menor a -30 dB. El considerar este grado de desacoplamiento requiere que los dipolos sean casi independientes, por lo que al modificar las dimensiones del *balun* de un dipolo, no deber haber un efecto directo sobre la frecuencia de resonancia del dipolo ortogonal. Es por este motivo que se sigue el método de entonar un dipolo y posteriormente entonar el segundo dipolo.

Haciendo referencia a las figura 4.45, 4.48 y 4.50, en la tabla 4.16 se presentan los valores numéricos de los parámetros asociados a su respectivo dipolo. Los valores numéricos se obtuvieron mediante un estudio por computadora. Los resultados de la curva de coeficiente de reflexión de los dos dipolos, así como el acoplamiento mutuo se presentaron en la sección 4.1.2.

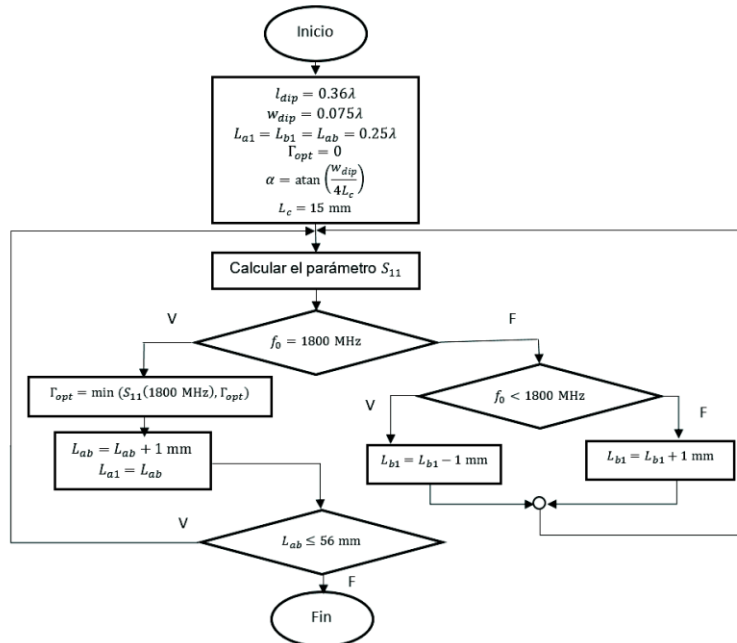


Figura 4. 51 Diagrama de flujo que describe la entonación óptima del primer dipolo en el tercer radiador propuesto

Las condiciones de simulación para la obtención de resultados fueron las siguientes: el número de celdas por longitud de onda fue de 15, este valor define el límite superior para el tamaño de celda respecto a la longitud de onda. Este ajuste influye fuertemente en la calidad de los resultados y el tiempo de cálculo, entre más grande sea este valor la calidad es mayor pero aumenta el tiempo de simulación. En los límites de frontera del campo lejano se pone como condición la longitud de onda de la frecuencia mínima de operación, la cual corresponde a 1700 que es un valor menor al límite

inferior de la banda de operación (1710 MHz). De manera ideal, el límite superior del campo lejano abarca hasta un punto que se encuentre en el infinito con respecto al elemento radiador, pero en el estudio por computadora, el análisis se realiza numéricamente, por lo que la expansión debe ser finita. Por esta razón, se requiere una buena aproximación numérica, y ésta puede obtenerse al considerar los límites de frontera del campo lejano cuya longitud de onda esté asociada a la frecuencia mínima de operación.

Un resultado importante es que el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados se pudo reducir 25% su tamaño comparado con un dipolo convencional de media longitud de onda a 1800 MHz. El dipolo que presenta mayor longitud en los brazos fue el elemento radiador con dipolos cruzado con corte en pendiente el cual la longitud de su eje es de 82 mm, este valor es un poco menor al tamaño de un dipolo de media longitud de onda a 1800 MHz, el cual corresponde a 83.3 mm.

4.3.3 Criterios de selección del dipolo con doble polarización lineal

El estudio por computadora final para llevar a cabos los criterios de selección de los radiadores bajo análisis corresponde al estudio comparativo de la polarización cruzada y el error de seguimiento. En la sección 4.3.1 se describieron las tres definiciones de polarización cruzada propuestas por *Ludwig*. En la tercera, la polarización cruzada se define como la polarización ortogonal que proviene de una fuente de *Huygens* a la polarización de referencia. Esta definición es consistente cuando se especifica la orientación de la polarización de referencia, lo cual la hace una definición más completa, y es la que se emplea.

De manera general, los tres radiadores se constituyen de dos dipolos cruzados puestos sobre un plano reflector, la orientación que toman los dos dipolos cruzados respecto a la horizontal es de 45° y -45° , respectivamente. Ambos ángulos representan la orientación de la polarización de referencia de cada dipolo. La tercera definición de *Ludwig* se puede ver como una transformación de las componentes θ y ϕ del campo eléctrico a coordenadas de *Ludwig-3* que se representan con los vectores unitarios copolar y de polarización cruzada. La transformación se calcula con la ecuación 4-25 [8].

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{ref} \\ \hat{u}_{cruz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sen } \phi & \text{cos } \phi \\ \frac{\partial \text{sen } \phi}{\partial \phi} & \frac{\partial \text{cos } \phi}{\partial \phi} \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

El patrón de radiación de polarización cruzada suele presentar una forma distinta que depende del tipo de polarización, del marco de referencia y del sistema de coordenadas que se tome (cartesianas, esféricas y *Ludwig-3*). La característica principal de la tercera definición de *Ludwig* es que, las direcciones de la componente principal y la de polarización cruzada deben definirse de acuerdo a la orientación específica del radiador. Para aplicar la tercera definición de *Ludwig* en CST,

el eje z se orienta en la dirección máxima del lóbulo principal y el eje x es el eje de la polarización de referencia. Estas referencias se pueden observar en la figura 4.52, en donde se muestran los patrones de polarización cruzada y copolar de un dipolo con polarización con pendiente de 45°.

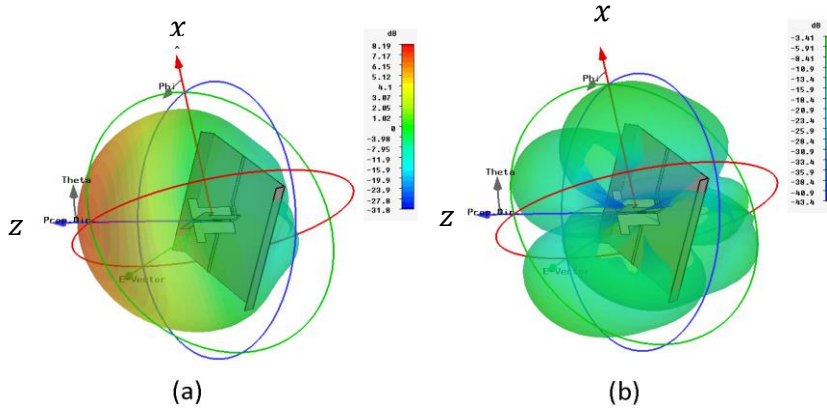


Figura 4. 52 (a) Patrón de radiación de radiación copolar y (b) patrón de radiación de polarización cruzada de un dipolo con polarización de 45°

Dipolos cruzados con corte en pendiente.

Los resultados por computadora de polarización cruzada de este radiador se muestran en la figura 4.53 para el dipolo con polarización de 45° y en la figura 4.54 para el dipolo con polarización de -45°. En ambos dipolos, se muestran los patrones de radiación de polarización cruzada en el plano azimutal para 5 valores de frecuencia equidistantes dentro del ancho de banda.

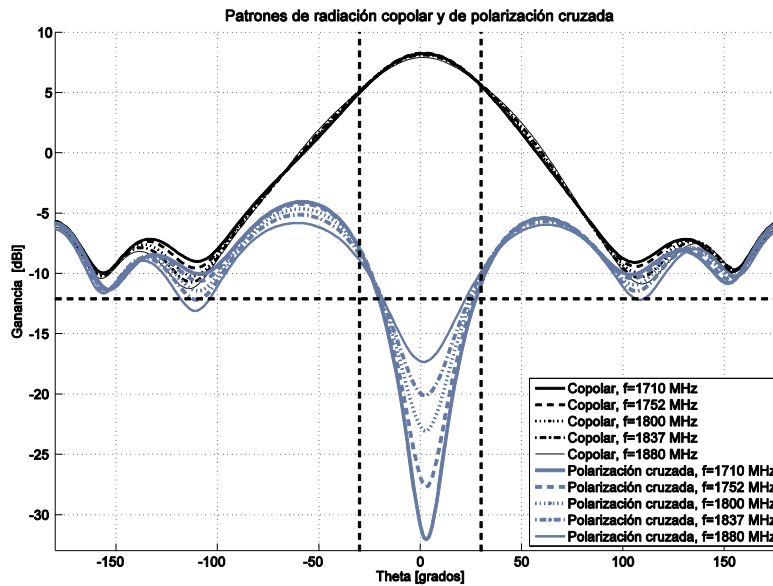


Figura 4. 53 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

En los resultados por computadora, se hace énfasis en el plano azimutal debido a que es el que se proyecta sobre la celda, por lo que determina el ancho del lóbulo de 60° para el patrón copolar y el grado de polarización cruzada que se tiene en esa misma dirección del lóbulo principal. Haciendo referencia a la figura 4.53, se presenta el umbral de relación de polarización cruzada, el cual se marca con una línea horizontal punteada, y corresponde a -20 dB del valor de la ganancia máxima copolar, el cual es cercana a 8 dBi. Las líneas verticales punteadas representan el ancho del lóbulo copolar a potencia media, en donde la diferencia angular es de 60° . Se observa que el nivel de polarización cruzada tiene el valor mínimo en $\theta = 0^\circ$, lo que indica que para este ángulo se presenta una mayor pureza en la polarización. No obstante de que en la dirección máxima se presenta el menor grado de polarización cruzada, se observa que este es dependiente de la frecuencia, y en este caso, conforme la frecuencia aumenta el grado de polarización cruzada crece, el peor caso es para la frecuencia del límite superior del ancho de banda (1880 MHz).

Volviendo a la figura 4.53, se observa que el nivel de polarización cruzada no se encuentra completamente debajo del nivel que se establece. Para ángulos cercanos a $\pm 30^\circ$ el nivel de polarización cruzada está sobre el nivel establecido por lo que se presentan los casos más críticos dentro del ancho del haz principal. En la tabla 4.17 se registra el nivel de polarización cruzada sobre los ángulos críticos que corresponden a $\pm 30^\circ$ sobre la banda de operación, estos datos son extraídos de la figura 4.53.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.94	-7.91	-8.1	-8.4	-8.8
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-10.84	-10.54	-10.23	-10.04	-9.85

Tabla 4. 17 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de 45° , umbral= -12.09 dBi

El umbral que se establece para este dipolo corresponde al valor de -12.09 dBi, por lo que el nivel de polarización cruzada que más se aleja del umbral corresponde en el ángulo $\theta=30^\circ$ en la frecuencia de 1752 MHz y se marca en la tabla 4.17.

En la figura 4.54 se presentan los patrones de polarización cruzada para el dipolo con polarización de -45° . En esta figura se observa que las curvas de polarización cruzada tienen un comportamiento más estable ante las variaciones de las frecuencias dentro del ancho de banda. El comportamiento es muy similar al dipolo con polarización de 45° , en donde el valor mínimo de todas las curvas se aproxima a 0° y los valores más altos corresponden a -30° y 30° , los cuales se registran en la tabla 4.18.

El umbral que se establece en la figura 4.54 corresponde al valor de -12.43 dBi, por lo que el valor que más se aleja del umbral es en la dirección de $\theta=30^\circ$ en la frecuencia de 1710 MHz y

corresponde a -8.92 dBi.

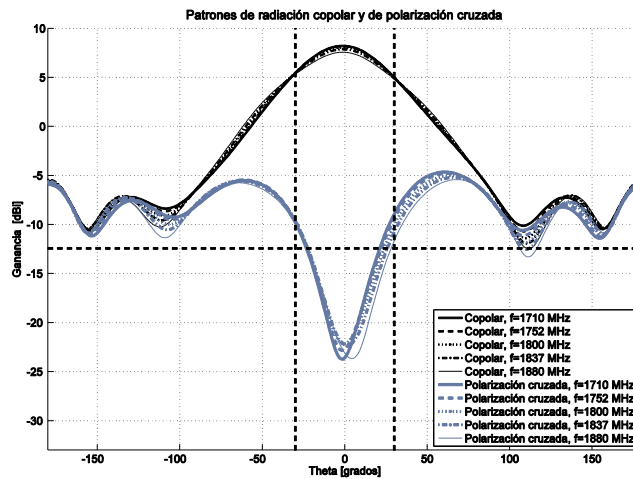


Figura 4. 54 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-9.79	-9.64	-9.60	-9.68	-9.87
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-8.92	-9.34	-10.05	-10.75	-11.67

Tabla 4. 18 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-12.43 dBi

Otro aspecto que se estudia y que es propio de los radiadores de doble polarización, es el error de seguimiento. El plano que se elige es el plano azimutal, en este plano cada patrón de radiación (copolar y contrapolar), presentan una ligera desviación del lóbulo principal respecto al eje de simetría del radiador que es perpendicular al plano reflector (en la figura 4.52 el eje de simetría corresponde al eje z), ante estas ligeras desviaciones de ángulo, los patrones copolar y contrapolar no coinciden haciéndose notorio el error de seguimiento.

En el estudio del error de seguimiento se toma la máxima diferencia de ganancia dentro de la apertura del lóbulo principal a potencia media. También se hace una comparación de la desviación angular que es la diferencia angular de la dirección del valor máximo de los lóbulos principales para la polarización de 45° y -45°.

En la figura 4.55 se muestran los lóbulos principales en el plano cartesiano para las 5 frecuencias estudiadas. El eje de simetría del radiador está orientada en el ángulo $\theta=90^\circ$, por lo que la orientación de los patrones de radiación se aproximan a este valor.

El ancho del lóbulo principal a potencia media es próximo a 60° y el intervalo correspondiente es de 60° a 120°. En la figura 4.55 se hace referencia al dipolo A como el dipolo con polarización de 45° y al dipolo B como el dipolo con polarización ortogonal. En cada una de la comparación de los

patrones copolar y de polarización cruzada se observa que existe una variación pequeña de ganancia para los distintos ángulos de orientación lo que produce que los patrones no sean perfectamente simétricos. Tomando en cuenta el eje de 90°, se observa que el patrón de radiación del dipolo con polarización de 45° queda ligeramente orientado a la derecha y viceversa para el dipolo con polarización ortogonal, estas pequeñas diferencias se toman para establecer la desviación angular de

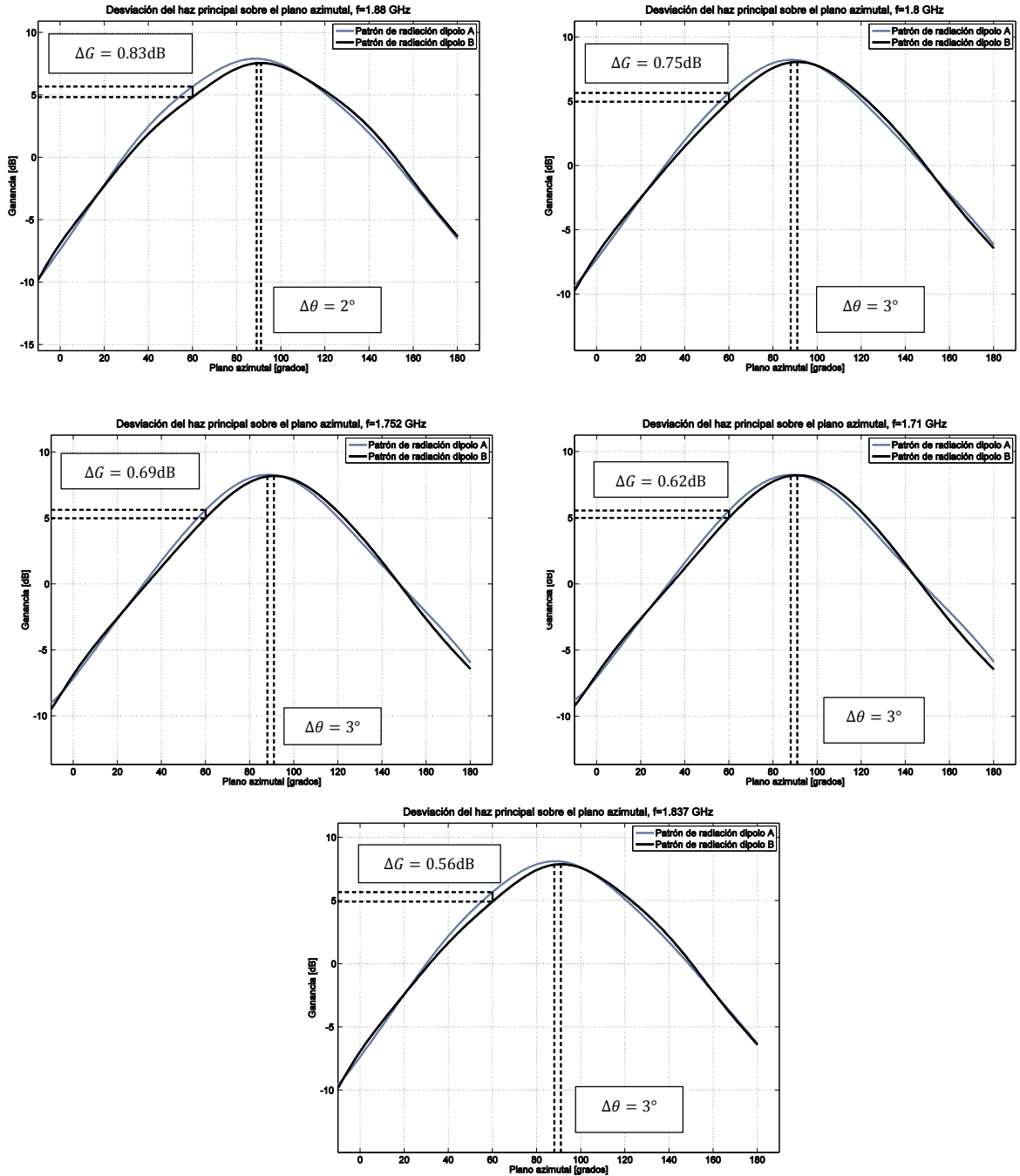


Figura 4. 55 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con forma en pendiente

cada patrón el cual se aproxima a 3° . El error de seguimiento está presente en todos los ángulos en el intervalo de la apertura a potencia media, sin embargo, existen un ángulo en donde el error de seguimiento presenta su valor máximo, el cual ocurre para todos los casos a 60° . El peor caso de error de seguimiento se presenta en la frecuencia de 1880 MHz con una diferencia de ganancia de 0.83 dB. De manera ideal, un radiador con doble polarización sin error de seguimiento es cuando la diferencia de ganancia corresponde a 0 dB.

Dipolos cruzados con brazos doblados.

El comportamiento del patrón de polarización cruzada en el plano azimutal de este radiador se presenta en las figuras 4.56 y 4.57, las cuales corresponden a los dipolos de polarización de 45° y -45° , respectivamente. El comportamiento de la figura 4.56 es similar al reportado en la figura 4.53, el aspecto a resaltar es que la polarización cruzada crece conforme la frecuencia aumenta, este efecto se visualiza en ángulos cercanos a la dirección máxima de los patrones copolares. En la figura se observa que el nivel de polarización cruzada no está completamente por debajo del nivel marcado dentro del ancho del lóbulo principal y únicamente en el intervalo $|\theta| < 20^\circ$ la polarización cruzada se encuentra por debajo del nivel. Para el intervalo de $20^\circ < |\theta| < 30^\circ$, la polarización cruzada es mayor al umbral. Como el comportamiento de la polarización cruzada es creciente en el intervalo $0^\circ < |\theta| < 60^\circ$, el ángulo con el nivel más alto de polarización cruzada dentro de la apertura del haz principal ocurre en $|\theta| = 30^\circ$.

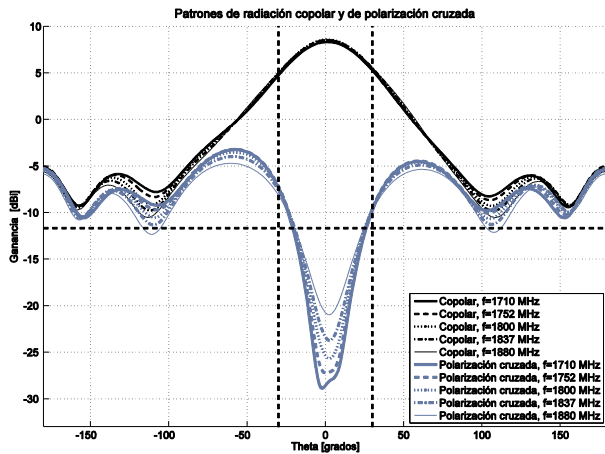


Figura 4. 56 Patrones de radiación de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

En la tabla 4.19 se registran los valores de polarización cruzada en los ángulos de -30° y 30° , el umbral que se establece es a -11.67 dBi. En la tabla se marca la polarización cruzada más alta que es la que se aleja más del umbral, y corresponde al valor de -7.17 dBi que ocurre en la dirección de -30° en la frecuencia de 1752 MHz.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.34	-7.17	-7.29	-7.58	-8.12
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-9.73	-9.60	-9.57	-9.62	-9.76

Tabla 4. 19 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de 45°, umbral=-11.67 dBi

La figura 4.57 muestra la polarización cruzada para las frecuencias estudiadas para el dipolo a -45°. En la figura se observa que existe un intervalo donde la polarización cruzada se encuentra por debajo del nivel marcado, éste corresponde a $|\theta| < 20^\circ$, y para el intervalo de $20^\circ < |\theta| < 30^\circ$, la polarización cruzada es mayor a este nivel. Los intervalos anteriores son una aproximación, ya que cada curva presenta un ligero cambio comparado con otra. Los ángulos con los niveles de polarización cruzada más altos dentro del ancho del haz a potencia media ocurren en $|\theta| = 30^\circ$. En esta imagen no se puede afirmar que la polarización cruzada aumenta en relación a la frecuencia en todos los ángulos, pero se observa que si existen ligeros cambios.

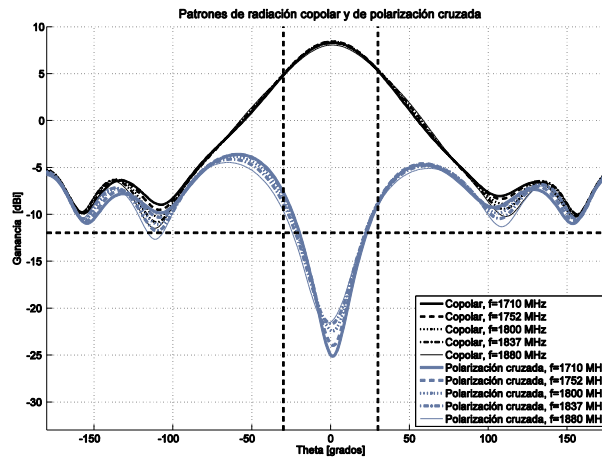


Figura 4. 57 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dBi)	-7.62	-7.79	-8.26	-8.81	-9.62
Polarización cruzada a 30° (dBi)	-8.92	-8.73	-8.69	-8.80	-9.05

Tabla 4. 20 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-11.95 dBi

Con base en la información de la figura 4.57, se registran en la tabla 4.20 los valores en donde la polarización cruzada es máxima dentro del ancho del haz. El umbral que se establece en esta figura está en el valor de -11.95 dBi. De la tabla 4.20 se encuentra que el valor que más se aleja del nivel

marcado se presenta en la dirección de -30° en la frecuencia de 1710 MHz y su valor correspondiente es de -7.62dBi

En la figura 4.58 se muestra las desviaciones angulares y el error de seguimiento de los patrones de radiación de los dipolos con polarización $\pm 45^\circ$ en el plano azimutal. La comparación se realiza en 5 valores equidistantes de frecuencia en la banda de 1710 MHz a 1880 MHz. En esta figura se marcan los puntos donde la diferencia de ganancia es máxima dentro del ancho del haz a potencia media. El máximo error de seguimiento se presenta en los límites del ancho del lóbulo principal, es decir, cuando el ángulo toma valores de $\pm 30^\circ$. El error de seguimiento para $\theta=0^\circ$ es pequeño debido a que en ese ángulo los valores de ganancia se aproximan. Conforme se aleja del eje de la dirección máxima

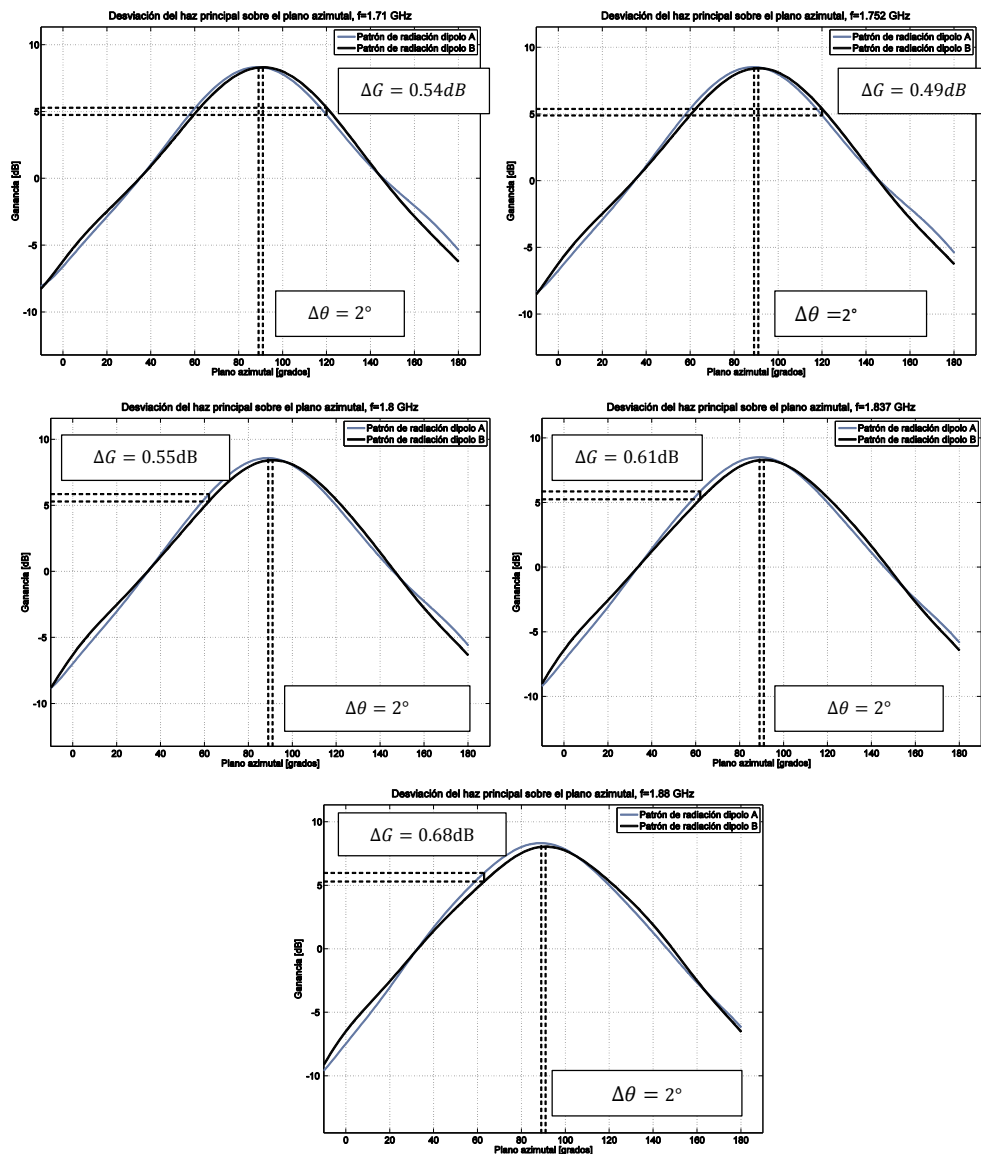


Figura 4. 58 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con brazos doblados

de ganancia, el error de seguimiento aumenta debido a que los anchos del lóbulo principal a potencia media de los patrones de radiación copolar y contrapolar son ligeramente diferentes. El peor caso de error de seguimiento ocurre en la frecuencia de 1880 MHz con un valor de 0.68 dB.

Con base en la desviación angular, los patrones de radiación copolar y contrapolar presenten una mayor simetría. Su desviación angular permanece constante a los cambios de frecuencia con el valor de 2° , un grado menor que para el radiador estudiado anteriormente.

Dipolos cruzados en forma de hélice.

En las figuras 4.59 y 4.60 se presentan las curvas de polarización cruzada y el patrón de radiación copolar a las frecuencias de 1710, 1752, 1800, 1837 y 1880 MHz para los dipolos con polarización 45° y -45° , respectivamente.

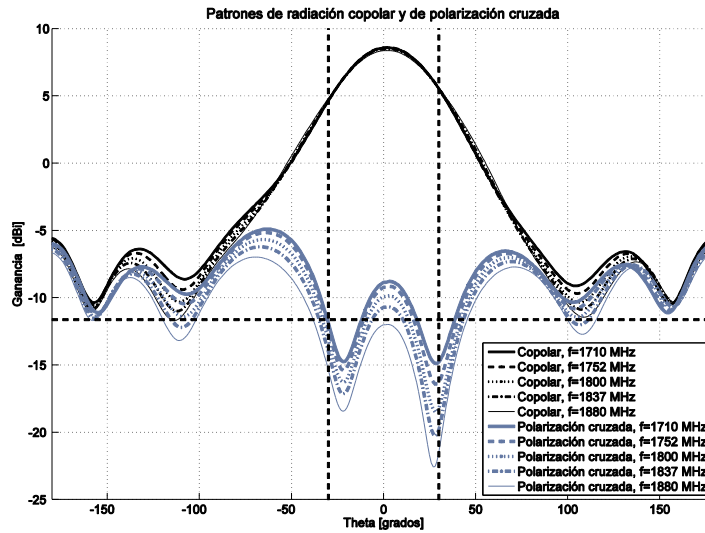


Figura 4. 59 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización 45° (dipolo A)

A partir de la figura 4.59 se observa que el nivel de polarización cruzada disminuye conforme la frecuencia aumenta. A diferencia del comportamiento de los patrones de polarización cruzada de los elementos radiadores anteriormente estudiados, en la dirección de la ganancia máxima ($\theta=0^\circ$) de los patrones copolares se presenta un máximo de la polarización cruzada. Este máximo es el punto crítico que determina el umbral para la discriminación por polarización cruzada dentro de la apertura del lóbulo principal. Este comportamiento se debe a los dobleces ortogonales, que hacen que este radiador tome forma de hélice, radie campos con polarización ortogonal a la polarización nominal, produciendo una degradación en la pureza en la polarización nominal sobre el eje de la máxima radiación. A pesar de esta particularidad, el nivel de polarización cruzada de este dipolo se mantiene por debajo del umbral marcado para la mayor parte del ancho del haz. Con base en la figura 4.59 se establece la tabla 4.21, en donde el peor caso ocurre a la frecuencia de 1710 MHz en la dirección de

0° y el valor de polarización cruzada corresponde a -8.86 dBi. El umbral que se establece para este dipolo es en el valor de -11.63 dBi.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a 0° (dBi)	-8.86	-9.21	-9.91	-10.71	-12.01

Tabla 4. 21 Valor de la polarización cruzada en la dirección máxima de los patrones copolares del dipolo de 45°, umbral=-11.63 dBi

El efecto de los dobleces antes mencionado altera significativamente el funcionamiento del dipolo con polarización de -45°, como se muestra en la figura 4.60. En esta figura se observa que la polarización cruzada en las frecuencias de estudio está por encima del nivel marcado en los ángulos dentro del ancho del lóbulo principal. De estos resultados se puede concluir que el dipolo con polarización de -45° de este radiador presenta el peor caso comparado con los dipolos anteriormente analizados y los puntos críticos corresponden a los ángulos de 30° y -30°, los cuales se registran en la tabla 4.22. El punto crítico ocurre en la dirección de -30° a la frecuencia de 1710 MHz, y su valor correspondiente es de -4.27 dBi.

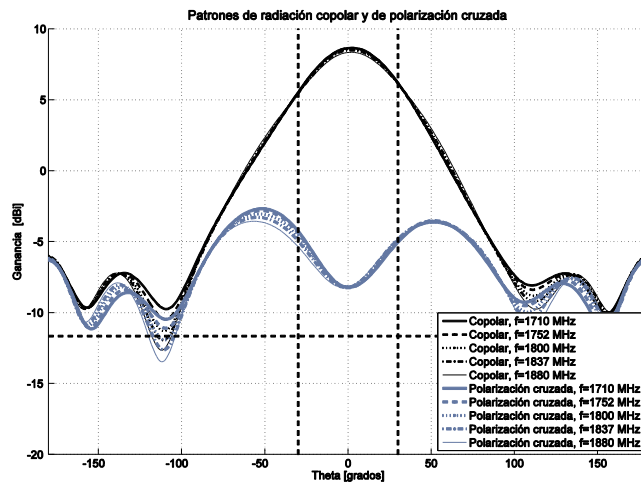


Figura 4. 60 Patrones de radiación normalizados de polarización cruzada y copolar en el plano azimutal del dipolo con polarización -45° (dipolo B)

En la figura 4.61 se muestra los resultados del error de seguimiento y la desviación angular. En este radiador los máximos errores de seguimiento se presentan a los 120°. Al realizar una comparación de los valores de error de seguimiento con los valores obtenidos en los radiadores anteriores se observa que éste presenta mayores errores de seguimiento, siendo el peor caso a la frecuencia de 1710 MHz el cual toma el valor de 1.37 dB. Por otra parte la desviación angular crece conforme la frecuencia disminuye y los patrones de radiación copolar y contrapolar se vuelven asimétricos.

Frecuencia (MHz)	1710	1752	1800	1837	1880
Polarización cruzada a -30° (dB)	-4.27	-4.39	-4.66	-4.94	-5.36
Polarización cruzada a 30° (dB)	-5.02	-4.91	-4.83	-4.81	-4.82

Tabla 4. 22 Valor de la polarización cruzada en los límites de la apertura a potencia media del dipolo con polarización de -45°, umbral=-11.95 dBi

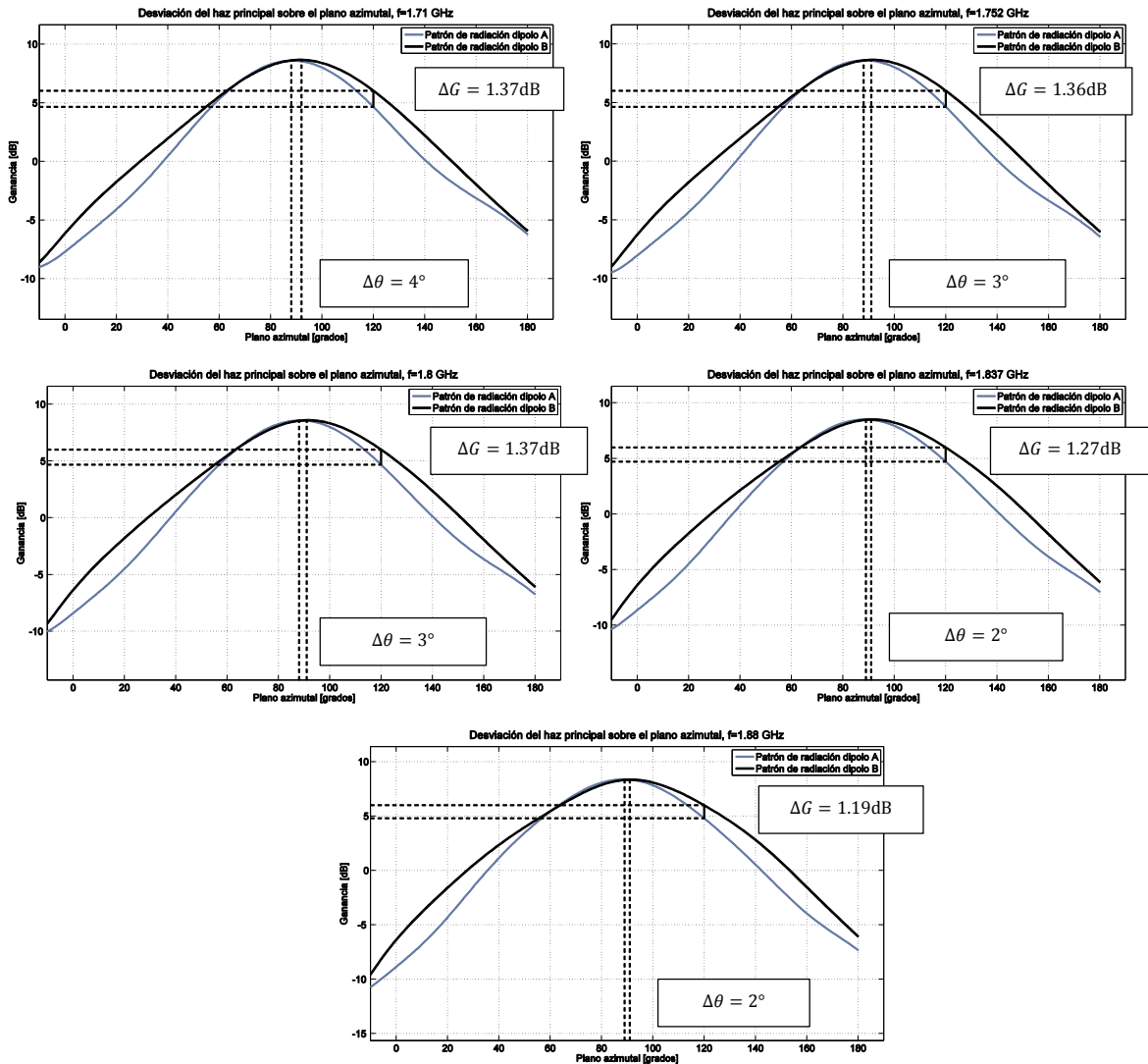


Figura 4. 61 Error de seguimiento y desviación angular para las frecuencias de estudio del elemento radiador de dipolos cruzados con forma de hélice

Al realizar una comparación general del nivel de polarización cruzada y error de seguimiento de los tres elementos radiadores de los resultados presentados se encuentra que el radiador de dipolos cruzados con brazos doblados presenta las mejores características antes mencionadas.

El radiador de dipolos cruzado con brazos doblados tiene un umbral de polarización cruzada

más cercano a los -20 dB para ambos dipolos. El radiador de dipolos cruzados con forma de hélice presenta los peores escenarios de error de seguimiento, lo que genera una mayor asimetría de los patrones de radiación en el plano azimutal. A pesar de que tiene el más bajo nivel de polarización cruzada para uno de sus dipolos, también presenta el peor caso para el otro dipolo.

Una manera de reducir el nivel de polarización del dipolo con polarización de -45 del radiador de dipolos cruzados con forma de hélice, es invertir simétricamente un doblez que le da forma de hélice, de tal manera las contribuciones generadas por éstos no incrementen el nivel de polarización cruzada de algún dipolo. Esta modificación puede aumentar el acoplamiento mutuo entre puertos y el diseño del radiador cambia.

Finalmente, los criterios de selección para la construcción del elemento radiador apropiado se basan en los resultados de la tabla 4.23, que es el complemento de la tabla 4.8 presentado en la sección 4.1.2. En este caso la mayor parte de las mejores características las posee el radiador de dipolos cruzados con forma de hélice, por lo que se decide que es el radiador a construir de los tres radiadores investigados. Además se puede mejorar el diseño para reducir los niveles de discriminación por polarización cruzada, reduciendo las limitaciones que presenta dicho radiador.

Criterio de selección	Radiador 1	Radiador 2	Radiador 3
Estabilidad en la impedancia de entrada	X		X
Coeficiente de reflexión de potencia	X	X	X
Grado de acoplamiento entre puertos			X
Estabilidad del patrón de radiación	X	X	X
Ganancia			X
Error de seguimiento		X	
Nivel de polarización cruzada		X	

Tabla 4. 23 Comparación del desempeño de 3 radiadores de dipolos cruzados

4.4 Construcción del dipolo cruzado

En esta sección se describe el proceso de construcción del radiador elegido en la sección anterior. Antes de la construcción, se realiza un estudio por computadora de un modelo más elaborado al modelo inicial del radiador, en el cual se consideran todo un conjunto de factores que pueden afectar a las características eléctricas del dipolo, por ejemplo los separadores dieléctricos que alinean y sujetan al *balun* en cada dipolo.

Inicialmente, en el proceso de diseño y construcción, se incluyen en el modelo por computadora los elementos de alineación y sujeción indispensables para colocar el *balun* y la línea de alimentación, estos elementos suelen ser dieléctricos (idealmente con constante dieléctrica iguala a 1) para evitar algún contacto metálico no deseado. Se pretende que las características y los materiales en el modelo por computadora sean similares al radiador a construir, por esta razón la complejidad del modelo por computadora se incrementa.

Una vez que se tiene el modelo completo por computadora, se hace un ajuste de la sintonización para cada dipolo, la metodología de la resintonización es la misma que se presenta en la sección 4.3.2. Posteriormente se determinan las dimensiones óptimas para la construcción de los dipolos cruzados con su respectivo *balun* y del reflector. La etapa de construcción es la más importante en el desarrollo del radiador, en ella se seleccionan los materiales de fabricación cuyas características físicas y eléctricas deben ser muy parecidas al modelo por computadora. Por otra parte los dobleces y el corte del metal deben introducir el menor error posible para no afectar las características eléctricas y mecánicas de la antena.

4.4.1 Análisis por computadora de los efectos de construcción sobre el funcionamiento del dipolo cruzado

En la fabricación del dipolo elegido se consideran tres factores importantes principales que pueden afectar el acoplamiento y el corrimiento de la frecuencia de resonancia, los cuales son los siguientes:

- La integración de los separadores dieléctricos que mantienen la separación y la alineación del cada *balun* a su respectivo dipolo.
- La variación de la longitud de L_{ab} que se produce al doblar la lámina que contiene a los dipolos.
- Diámetro de la perforación del alineador dieléctrico.

Los modelos que se utilizaron para el estudio por computadora en los criterios de selección, son modelos iniciales que no incluyen los separadores dieléctricos que se utilizan para la alineación y separación del *balun* de cada dipolo. En el modelo inicial de la estructura por computadora los dipolos cruzados se colocan sobre el plano reflector, el *balun* se mantiene separado 1.27 mm del dipolo planar, cada estructura queda perfectamente alineada, esta separación se extiende sobre el reflector en donde el *balun* se conecta con la línea de alimentación la cual es una microcinta con el mismo ancho. Al mapear a la realidad el modelo por computadora, el *balun* debe alinearse y sujetarse del dipolo planar, esto trae consigo un nuevo rediseño del elemento radiador el cual debe considerar lo siguiente; evitar el contacto metálico entre el *balun* y el dipolo planar, mantener una separación constante de 1.27 mm entre el *balun*-dipolo y microcinta-reflector y lograr la alineación del *balun* con las cintas paralelas cortocircuitadas del dipolo planar. Ante estas consideraciones, el material que alinee y separe el *balun* del dipolo planar debe ser un dieléctrico con constante dieléctrica baja y de tamaño relativamente pequeño para evitar gradientes en la impedancia característica de la microcinta. La alineación de la microcinta y el *balun* se realiza con base en un punto de referencia, el cual se puede realizar con una perforación. La perforación en la microcinta llega a afectar la impedancia característica por lo que es indispensable que el diámetro sea pequeño.

En la figura 4.62 (a) y (b) se muestra la estructura del *balun* sobre las cintas coplanares en corto circuito y la extensión de la línea de alimentación sobre el reflector. Inicialmente el *balun* se mantiene separado de las cintas coplanares en corto circuito. Para lograr una separación constante se coloca el separador dieléctrico de espesor de 1.27 mm, el cual se sujeta con el alineador como se muestra en la figura 4.62 (b). La longitud de la microcinta que se conecta al *balun* se extiende sobre el plano reflector mediante un doblado en forma de “L” manteniendo la misma separación, por lo cual se pueden añadir más separadores dieléctricos.

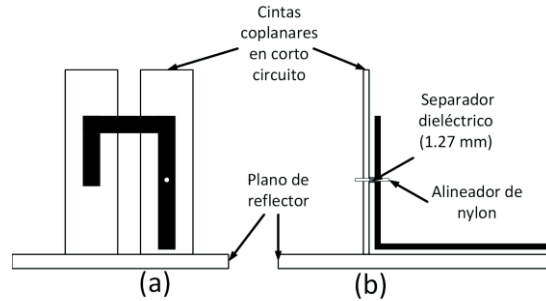


Figura 4. 62 Incorporación de la línea de alimentación con el plano reflector y las cintas coplanares en corto circuito, (a) vista frontal y (b) vista lateral

El alineador de la figura 4.62 (b) es un hilo de nylon con diámetros de 1 mm, el cual es un material rígido, no costoso y de baja constante dieléctrica. Para los separadores, se realizó el estudio de la estabilidad de la impedancia característica de una microcinta de tres separadores dieléctricos que fueron: *Rogers RT5880*, poliestireno expandido (unicel) y teflón. Para los primeros dos sustratos se emplearon pequeñas láminas cuadradas de 5 mm de lado y 1.27 mm de altura, mientras que para el teflón se adaptó un cilindro de 3 mm de diámetro y 1.27 mm de altura. Los resultados de la estabilidad de la impedancia se muestran en la figura 4.63. La microcinta se diseña con una impedancia característica de 50 Ω, a una frecuencia de 1800 MHz y su correspondiente ancho es de 6.2 mm, su longitud es de 100 mm donde se colocan los sustratos antes mencionados cada 33 mm.

A partir de la figura 4.63, la impedancia de la microcinta con los separadores dieléctricos *Rogers RT5880* y el poliestireno expandido adquiere un carácter inductivo lo que hace que no sea puramente real a 1800 MHz. El caso menos estable ocurre con en la microcinta con el dieléctrico *Rogers RT5880* en donde no solamente presenta el carácter inductivo sino que la parte real crece hasta 66 Ω en la frecuencia de 1800 MHz. El mejor caso ocurre con la microcinta con

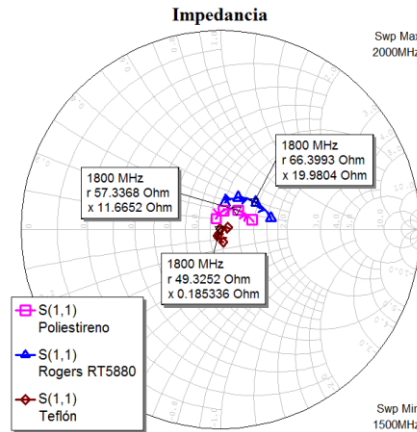


Figura 4. 63 Mediciones de la impedancia característica de una microcinta de tres dieléctricos separadores

separadores de teflón en donde a la frecuencia de 1800 MHz se tiene una parte real de 49.3Ω que es muy aproximado a 50Ω y la parte imaginaria es 0.18Ω que es muy cercana a cero. Lo anterior determina la elección del teflón para utilizarlos como dieléctricos separadores entre el *balun*-cintas coplanares y línea de alimentación-plano reflector, ya que no afecta considerablemente en la estabilidad de la impedancia de entrada de cada dipolo.

Ante la elección de teflón como dieléctrico para el separador, se propone el diseño de la figura

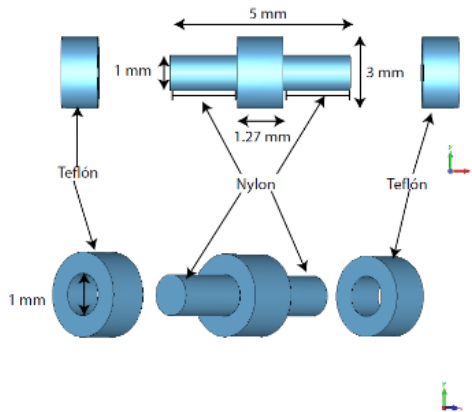


Figura 4. 64 Diseño y dimensiones del dieléctrico que alinea y separa las placas metálicas en la construcción del radiador

4.64 para sujetar y alinear el *balun*. El alineador de nylon con forma cilíndrica con diámetro de 1 mm que cruza a lo largo del separador de teflón de 3 mm de diámetro. En los extremos del eje de nylon se colocan separadores cuya función es hacer presión entre las placas metálicas y mantener su separación constante de 1.27 mm.

En la figura 4.65 (a) se muestra el modelo principal del radiador de dipolos cruzados, mientras que en la figura 4.65 (b) se muestra el modelo del radiador con los separadores incluidos entre las láminas metálicas. A pesar de que se realizó un

estudio de la estabilidad de la impedancia de entrada de una microcinta y se observó que el separador de teflón produce una baja inestabilidad; al incorporar varios separadores en puntos estratégicos para mantener la separación constante de 1.27 mm se produce un efecto sobre la frecuencia de resonancia en cada dipolo, haciendo que esta se recorra, por lo que es necesario realizar un nuevo proceso de resintonización.

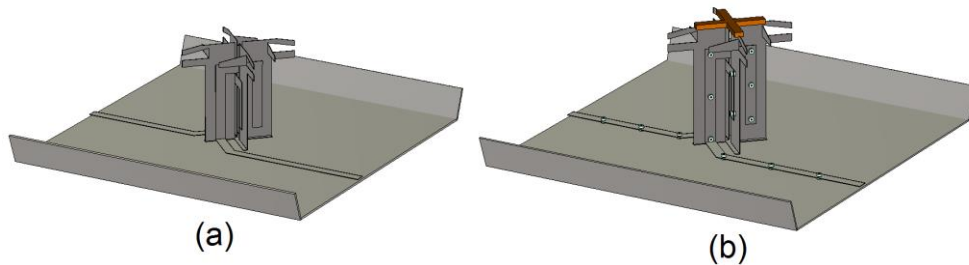


Figura 4. 65 (a) Modelo inicial por computadora del radiador, (b) modelo por computadora con separadores dieléctricos agregados al radiador

En la figura 4.66 se muestra el efecto sobre la frecuencia de resonancia para cada dipolo al agregar los separadores de teflón y el alineador de nylon. El efecto que se presenta al agregar los separadores de teflón y el alineador de nylon es el corrimiento de la frecuencia de resonancia un valor menor el cual es de aproximadamente de 1750 MHz, esto ocurre para los dos dipolos. El corrimiento

de la frecuencia de resonancia no afecta el acoplamiento del dipolo con polarización de 45° (S_{11} con separador integrado), pero si al dipolo con polarización de -45° , ya que en la banda superior el parámetro S_{22} con separador integrado es mayor a -15 dB. Ante este caso es necesario realizar una resintonización para ajustar los parámetros S_{11} y S_{22} a la frecuencia de resonancia de 1800 MHz. El algoritmo para la resintonización es el mismo que se utilizó para acoplar los dipolos del modelo inicial.

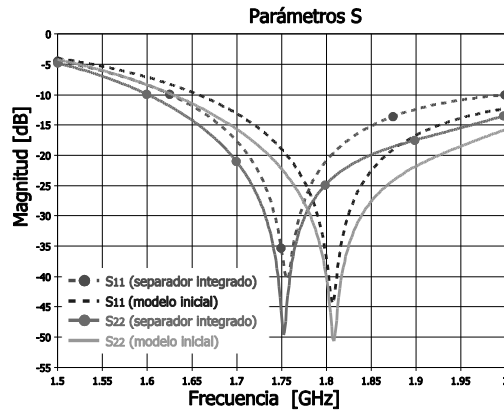


Figura 4. 66 Efectos de los separadores de teflón y el alineador de nylon sobre el coeficiente de reflexión de los dos dipolos del radiador a construir

El efecto de colocar separadores de teflón y alineadores de nylon es un proceso de estudio que se realiza antes de la construcción del radiador con el fin de predecir el desacoplamiento de cada dipolo. Los efectos posteriores están asociados a los errores en los dobleces del metal durante la construcción del radiador y de esta manera mapear el posible error a su estudio por computadora y predecir estas fuentes de error durante la construcción.

Para reducir la intermodulación pasiva, los dipolos cruzados se construyen en una sola pieza de metal diseñada de tal forma que al doblarse se formen la estructura de dipolos cruzados, el diseño se presenta en la figura 4.67(a) y (b). En el modelo de fabricación que se muestra en la figura

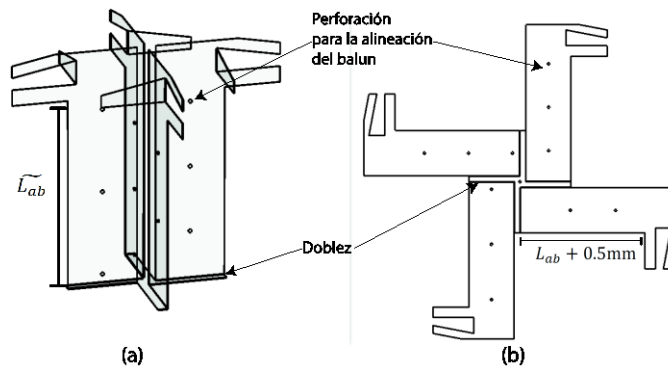


Figura 4. 67 Estructura en una sola pieza metálica de dos dipolos cruzados, (a) estructura doblada de dipolos doblados y (b) diseño del radiador sobre una lámina de metal troquelada

4.67 (b) se considera la longitud L_{ab} más la extensión del doblez el cual se consideró de 0.5 mm. Al realizar el doblez siempre se genera una inexactitud y al medir la longitud de las cintas coplanares se tenga un valor estimado \widetilde{L}_{ab} , el cual tiene un valor alrededor de L_{ab} .

Al realizar la resintonización se encuentra que el parámetro L_{ab} presenta el valor de 51.6 mm y las curvas del coeficiente de reflexión del dipolo con polarización de 45° y -45° se representan por la gráficas de línea continua en la figura 4.68(a) y 4.68 (b), respectivamente. En el estudio de la variación de L_{ab} se colocan dos casos para cada dipolo, los cuales son cuando se tiene un valor mayor a 51.6 mm, y cuando se tiene una valor menor. Si la variación es menor a 51.6 mm, la frecuencia de resonancia se recorre ligeramente hacia arriba, al recorrerse el coeficiente de reflexión sube de nivel para ambos dipolos. Cuando la variación es mayor a 51.6 mm la frecuencia de resonancia se mueve ligeramente hacia abajo y los desacoplamientos aparecen. Ante esta situación, para no afectar el ancho de banda, las variaciones de \widetilde{L}_{ab} deben ser muy próximas al valor óptimo de 51.6 mm. Se encontró que en la construcción se presente el siguiente intervalo $50.1 \text{ mm} \leq \widetilde{L}_{ab} \leq 53.1 \text{ mm}$, ya que para estos valores de \widetilde{L}_{ab} , el ancho de banda de cada dipolo se mantiene en el intervalo de 1710 MHz-1880 MHz.

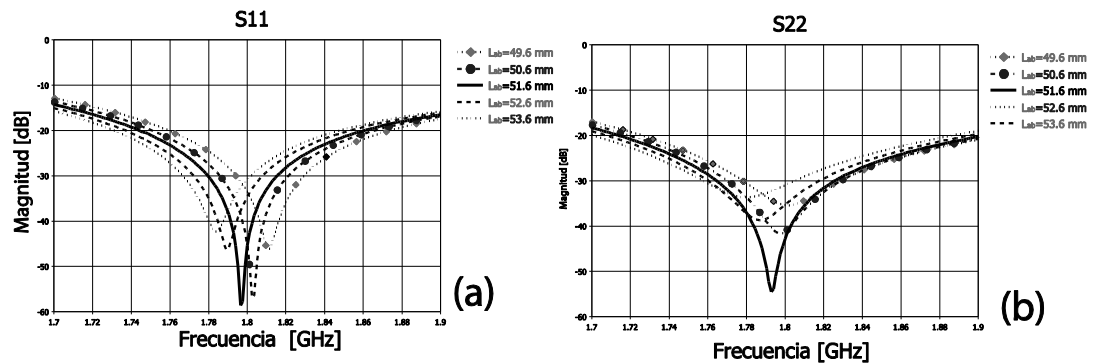


Figura 4. 68 Efecto de L_{ab} sobre los coeficientes de reflexión del radiador diseñado, (a) efecto de L_{ab} sobre el dipolo con polarización de 45° y (b) efecto de L_{ab} sobre el dipolo con polarización de -45°

El tercer efecto de importancia para la construcción del radiador es el diámetro de la perforación por la alineación del *balun*. De manera ideal esta perforación no debe existir, por lo tanto el diámetro de la perforación debe ser muy pequeño. Por otra parte, el hilo de nylon que se coloca como alineador pierde rigidez conforme su diámetro se reduce, esto implica que se pierda resistencia mecánica en el radiador. Al realizar el compromiso considerando la robustez mecánica se selecciona el hilo de nylon comercial con diámetro de 1 mm, el cual ofrece una resistencia adecuada con un diámetro pequeño. En el siguiente estudio por computadora se analiza el efecto de diferentes diámetros del alineador de nylon, los valores para este estudio son mayores a 1 mm y menor a 3 mm, que es el diámetro del separador de teflón. Ante este estudio se espera que exista una modificación en la impedancia característica de la línea de alimentación y del *balun*, afectando al coeficiente de reflexión de cada dipolo. En la figura 4.69 (a) y (b) se presenta el efecto que se tiene sobre el coeficiente de reflexión del dipolo con polarización de 45° y -45° , respectivamente. De la figura 4.69 se concluye que para ambos casos conforme incrementa el diámetro de la perforación, la frecuencia

de resonancia se recorre ligeramente hacia un valor menor, además el desacoplamiento aumenta. Para reducir este error es indispensable que el diámetro de las brocas sea preciso y evitar cualquier movimiento al momento de perforarlo.

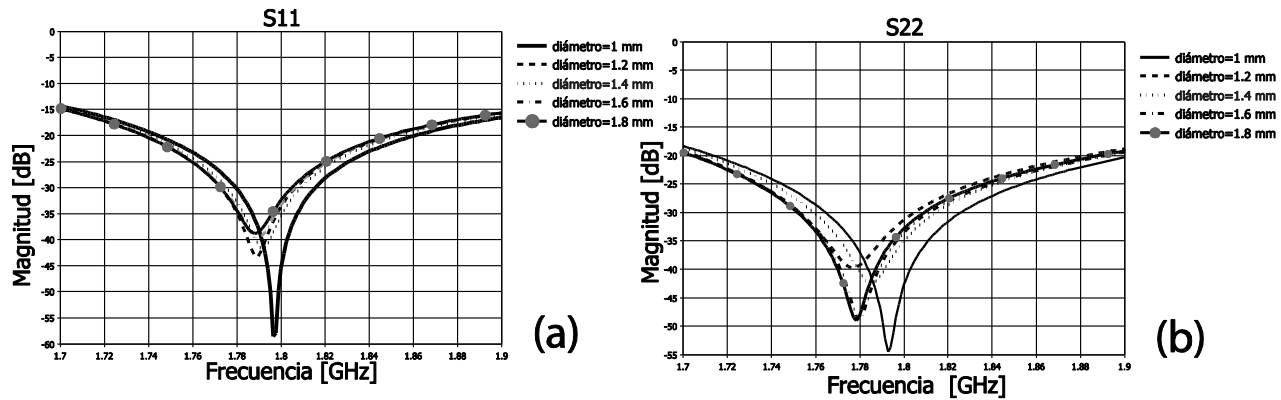


Figura 4. 69 Efecto del diámetro de perforación sobre los coeficientes de reflexión del radiador diseñado, (a) efecto sobre el dipolo con polarización de 45° y (b) efecto sobre el dipolo con polarización de -45°

4.4.2 Diseño y fabricación del dipolo cruzado con baja intermodulación pasiva

Una vez que se tiene el modelo final sintonizado del radiador, se registran las dimensiones para llevar a cabo su construcción. Como se mencionó anteriormente, el radiador de dipolos cruzados se diseña en una sola pieza metálica con el fin de disminuir el número de uniones metal-metal que son fuentes de intermodulación pasiva.

El radiador se fabricó en una lámina de calibre 30 de latón que es un material fácil de moldear y cortar. El proceso de construcción se realizó con base en las herramientas disponible en el laboratorio de radiocomunicaciones en la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV. El diseño del radiador que se muestra en la figura 4.70 (a) se marca en la lámina de latón con ayuda de un *plotter* (modelo *Proto Mat C30*), que es una herramienta para crear circuitos impresos sobre sustratos que emplea la técnica de devastado. El *plotter* es una gran herramienta de muy alta presión que permite reducir los errores y definir con una mayor exactitud las dimensiones del radiador, además es una buena herramienta para realizar las perforaciones para la sujeción del *balun* al dipolo planar.

En la figura 4.70 (a) se presenta un diseño en 2D de las dimensiones del radiador, este modelo se realiza en *CST*, del cual se exporta su archivo *gerber* que es un fichero que contiene la información necesaria para la fabricación de placas de circuito impreso, en nuestro caso, los trazos del modelo 2D del radiador. En la figura 4.70 (b) se presenta la lámina de latón cortada que contiene a los dos dipolos, en la lámina se marcan las ranuras realizadas por el *plotter* que determinan los cortes y dobleces necesarios para dar forma de dipolos cruzados a la pieza metálica.

Tras realizar los cortes presentes en la base de la estructura metálica que se presenta en la figura 4.70 (b), se realizan los dobleces respectivos para dar forma de dipolos cruzados a la pieza de metal,

los dobleces se hace en un mismo sentido formando un ángulo de 90° entre la base del radiador y el brazo a doblar. Al hacer esto para los cuatro brazos se obtiene la estructura completa del radiador de dipolos cruzados que se muestra en la figura 4.71. Es de importancia que los ángulos de los dobleces sean muy cercanos a 90° para que la altura de los brazos de cada dipolo sea idénticas, además de que la base del radiador tenga un buen asentamiento al colocarlo sobre el plano reflector. Volviendo a la figura 4.70 (b) se realizan los cortes presentes en los brazos de cada dipolo, este corte no se extrae del brazo, sólo se dobla 90° para darle la forma de hélice al radiador.

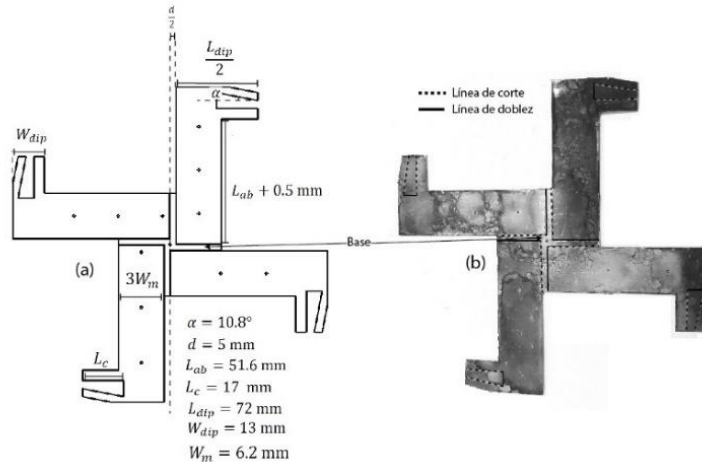


Figura 4. 70 Estructura y diseño del radiador en una sola pieza metálica, (a) dimensiones del modelo por computadora y (b) lámina de metal del radiador con marcas de cortes y dobleces

4.4.3 Fijación, fabricación de las líneas de alimentación del dipolo cruzado

Cada dipolo del radiador tiene su propia alimentación, la cual se constituye del balun y una microcinta que se conecta al balun extendiéndose hasta el borde del plano reflector en donde se conecta con una línea coaxial. En la construcción, el balun y la microcinta se fabrican sobre una sola pieza metálica, en la figura 4.72 se muestran las líneas de alimentación para los dipolos del radiador de la figura 4.71.

El balun del dipolo planar se diseña con microcintas considerando el circuito equivalente del balun propuesto por Roberts [29], por lo tanto, el balun y las cintas coplanares (que se comportan como trayectorias de retorno o “plano de tierra”) se separan una distancia de 1.27 mm de los dipolos y del plano de tierra, respectivamente. Como las cintas coplanares del radiador y el plano reflector son ortogonales y ambos actúan como trayectorias de retornos, se hace un doblez de 90° en la línea de alimentación en el punto donde se tiene la unión



Figura 4. 71 Estructura sobre lámina de latón del radiador de dipolos cruzados con forma de hélice

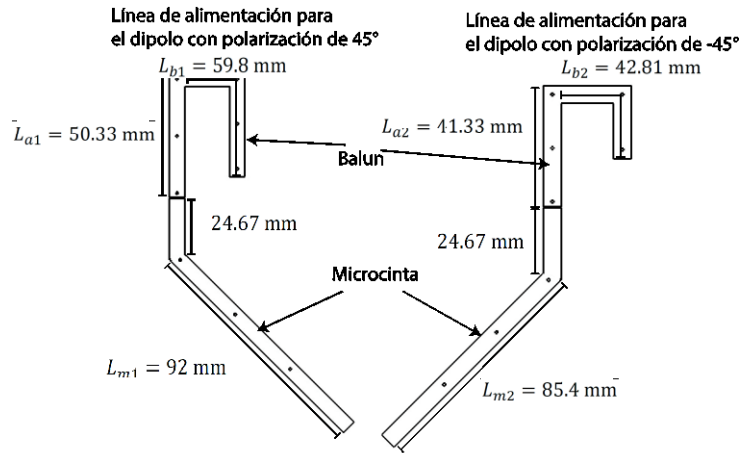


Figura 4. 72 Líneas de alimentación conformada por microcinta y balun en una sola estructura metálica

del balun y la microcinta. Al colocar el balun a su respectivo dipolo es necesario que el dobléz en forma de “L” se coloque en la parte posterior de la pestaña que se genera al doblar los brazos en el radiador. Si el dobléz en “L” se coloca sobre la pestaña, la distancia de separación justo antes de dobléz entre la microcinta y el plano reflector se reduce lo que genera un cambio en la impedancia característica de la microcinta. En la figura 4.73 (a) se muestra la manera correcta de colocar la microcinta con el balun, mientras en la figura 4.73 (b) se muestra la manera incorrecta de realizar la colocación.

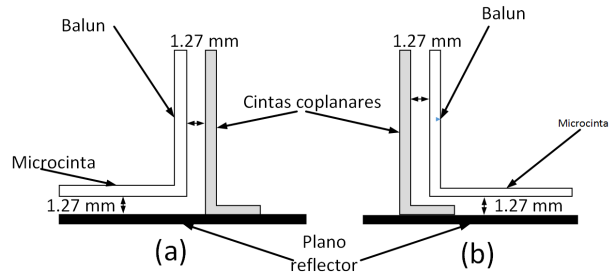


Figura 4. 73 Posibles colocaciones de la línea de alimentación al dipolo (a) forma correcta y (b) forma incorrecta

Para lograr la correcta colocación de las líneas de alimentación se deben ubicar los posibles puntos de la conexión entre la microcinta y el balun. En la figura 4.74 (a) se muestran los posibles puntos para ubicar el dobléz en “L” y en la figura 4.74 (b) se muestran los puntos elegidos en los que se ubicaron las conexiones en “L”.

- Puntos de colocación del dobléz en “L” para el dipolo con polarización de -45°
- Puntos de colocación del dobléz en “L” para el dipolo con polarización de 45°

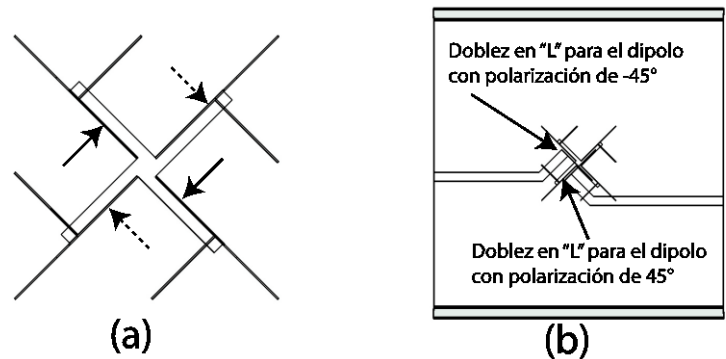


Figura 4. 74 Vista superior del radiador de dipolos cruzados, (a) puntos para la ubicación del dobléz en “L” y (b) puntos elegidos en la simulación para la ubicación del dobléz en “L”

La separación de 1.27 mm se logró con la adaptación de cilindros de teflón cuya altura corresponde al valor de la separación y su diámetro es de 3 mm. El cilindro de teflón tiene una perforación con un diámetro interior de 0.8

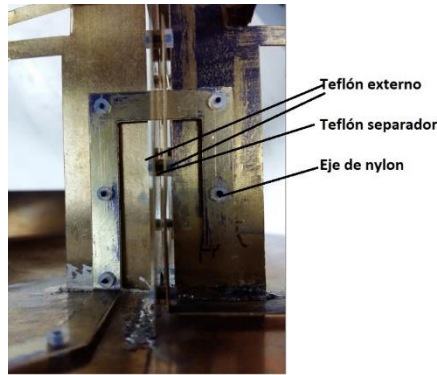


Figura 4.75 Presentación del balun separado de las cintas coplanares por medio de los cilindros de teflón

mm, que es menor al diámetro del hilo de nylon (1 mm) que alinea al *balun*. Un diámetro menor al del hilo de nylon proporciona un cierto grado de resistencia en la estructura, ya que el hilo de nylon se sujeta a presión evitando que se recorra. Para una mayor resistencia mecánica y mantener la separación constante de 1.27 mm se colocan en los extremos otros cilindros de teflón que presionan las dos placas metálicas como se muestra en la figura 4.75, esta técnica se emplea en varios puntos de la línea microcinta y del *balun* para mantener la separación requerida.

El modelo final del radiador se muestra en la figura 4.76, en este modelo los dipolos cruzados se colocan simétricamente en el centro del plano reflector. En el centro de la base de los dipolos cruzados se realiza una perforación para la colocación de un tornillo que atraviesa la base de los dipolos cruzados y el plano reflector, de esta manera unir las dos piezas metálicas. Para que el contacto metálico de la base de los dipolos cruzados y el plano reflector sea uniforme se sueldan los dobleces de los dipolos cruzados al plano reflector, al realizar esto se refuerza la rigidez mecánica entre la unión de los dipolos cruzados y el plano reflector. La colocación del *balun*-microcinta se realiza posteriormente a la fijación de los dipolos cruzados al plano reflector, se siguen las perforaciones de referencia que se realizan cuando se marcan las láminas en el *plotter*. Las distancias de las perforaciones se establecen en el diseño por computadora por lo que suelen coincidir con un error mínimo. En la parte superior de los dipolos cruzados se coloca una cruz dieléctrica con una ranura en el centro con el fin de mantener la ortogonalidad entre los dos dipolos.

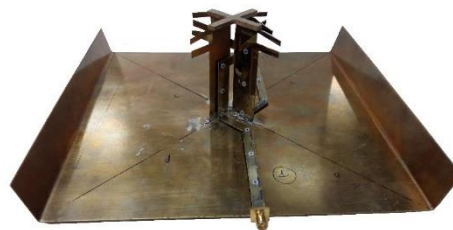


Figura 4.76 Estructura final del radiador sobre el plano reflector y las líneas de alimentación

Existe otra técnica de colocación del dipolo sobre el plano reflector que consiste en colocar un dieléctrico entre la base de los dipolos cruzados y el plano reflector como se muestra en la figura 4.77. El dieléctrico tiene la función de sujetar a los dipolos cruzados, de esta manera evitar la unión metal-metal y la soldadura, sin embargo esto puede afectar algunos parámetros del radiador, si no se emplea un dieléctrico con permitividad pequeña.

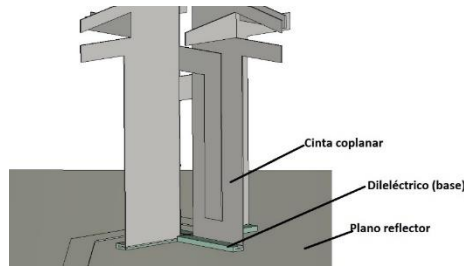


Figura 4. 77 Propuesta alterna de fijación del dipolo al plano reflector con una base no metálica

Considerando a la microcinta y el *balun* como una sola estructura se puede determinar que la trayectoria de retorno se constituye por el reflector y las cintas coplanares, cuando existe una unión metálica entre estas dos estructuras la trayectoria de retorno es continua para toda la microcinta. En una microcinta convencional, las líneas del campo eléctrico van de un potencial mayor a uno menor (de la microcinta a la trayectoria de retorno). Cuando se coloca el dieléctrico en la base se presenta una discontinuidad en el “plano de tierra” justo en el doblez que conecta al *balun* y la microcinta. Cuando el campo eléctrico pasa de un medio 1 a un medio 2 se presentan fenómenos de reflexión y refracción del campo eléctrico que pueden contribuir o cancelar al campo eléctrico total afectando directamente al patrón de radiación.

En la figura 4.78 (a) y (b) se muestran los diagramas de radiación en el plano azimutal a la frecuencia de 1800 MHz del dipolo de la figura 4.78 con polarización de 45° y -45°, respectivamente. El material *Rogers RT5880* se empleó como dieléctrico en la base. Para ambos casos se observa que se pierde la simetría del diagrama de radiación. Para cada dipolo se hace un estudio paramétrico de la altura de la base del dieléctrico con los valores de 0.5 mm, 2mm y 5mm, donde el primer valor presenta una discontinuidad pequeña en el “plano de tierra” y con el último valor, una discontinuidad

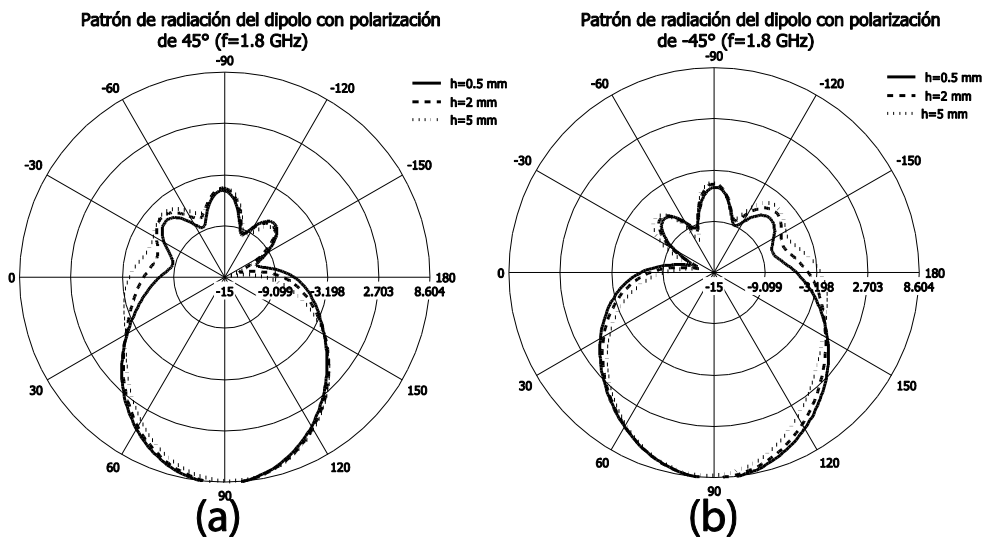


Figura 4. 78 Efecto de la base no metálica sobre el plano azimutal de cada dipolo

grande. En la figura 4.78 (a) se observa que conforme la base del dieléctrico aumenta hay una cancelación del campo eléctrico en la dirección de 200° (-160° en la figura 4.78 (a)) que aumenta conforme la altura de la base aumente, al mismo tiempo la simetría del patrón de radiación se pierde. El comportamiento es similar para el dipolo con polarización de -45° en donde la cancelación del campo eléctrico ocurre en el ángulo de 340° (-20° en la figura 4.78 (b)).

4.5 Caracterización y medición del dipolo cruzado

En esta sección se describe la manera en se caracterizó el radiador fabricado en la sección anterior. Para la caracterización se realizaron las mediciones de los parámetros que fueron considerados como criterios de selección de los radiadores propuestos. Las mediciones del patrón de radiación y ganancia se llevaron a cabo en laboratorio de compatibilidad electromagnética de ESIME unidad Zacatenco, los demás parámetros se realizaron con en el laboratorio de radiocomunicaciones en la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV.

4.5.1 Coeficiente de reflexión

La medición de los coeficientes de reflexión se llevó a cabo con el analizador de redes de 2 puertos, presente en el laboratorio de radiocomunicaciones del CINVESTAV. En la figura 4.79 se muestran los parámetros de dispersión, en la misma figura se hace una comparación con las curvas de los parámetros de dispersión que se obtuvieron mediante simulación. En la parte derecha de la gráfica se presenta los puntos de los parámetros medidos en las frecuencias de 1710 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

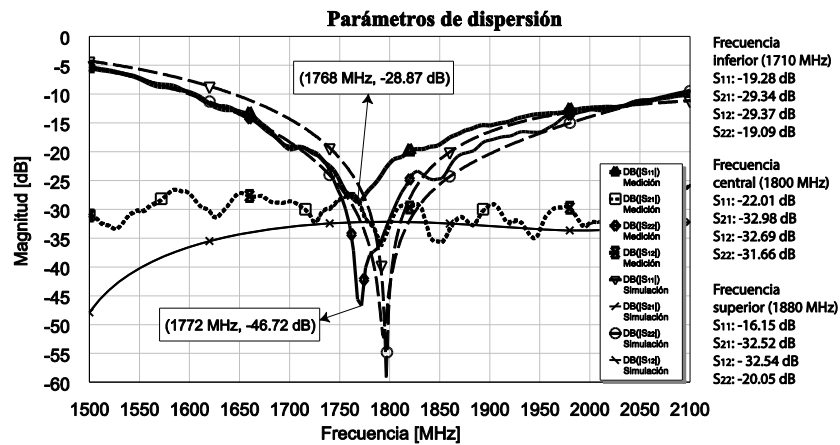


Figura 4. 79 Curvas medidas y simuladas de los parámetros de dispersión del radiador construido

Uno de los requisitos de los radiadores de estaciones base es que el coeficiente de reflexión tenga un valor menor a -15 dB dentro de la banda de operación, se observa en la figura 4.79 que se cumple con este requisito. Debido a los efectos de construcción, las curvas de los coeficientes de reflexión de ambos dipolos presentan valores menores a las curvas obtenidas por simulación.

Considerando el umbral de -15 dB, se determina que el dipolo con polarización de 45°, el cual se representa por la curva del parámetro S_{11} presenta un ancho de banda de 242 MHz (1671-1913 MHz); y para el dipolo con polarización de -45°, su ancho de banda correspondiente es de 300 MHz (1667-1967 MHz). La frecuencia de resonancia para el dipolo con polarización de 45° es de 1768 MHz y para el dipolo con polarización de -45° corresponde a 1772 MHz, ambas frecuencia de resonancia son valores cercanos y son aproximadamente 30 MHz menores a la frecuencia de resonancia a la cual se diseñaron ambos dipolos (1800 MHz).

El acoplamiento mutuo que presentan los dipolos que se construyeron es de aproximadamente -30 dB que es un valor cercano al resultado que se obtuvo por computadora. Para valores cercanos a la frecuencia de 1800 MHz el acoplamiento mutuo presenta los menores valores, los cuales son muy cercanos a -33 dB.

En la figura 4.80 se muestran las curvas medidas y simuladas de la matriz de impedancia del radiador en función de la frecuencia. En la parte derecha se registran valores de los coeficientes de la matriz de impedancia (medida) para las frecuencias de 1710 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

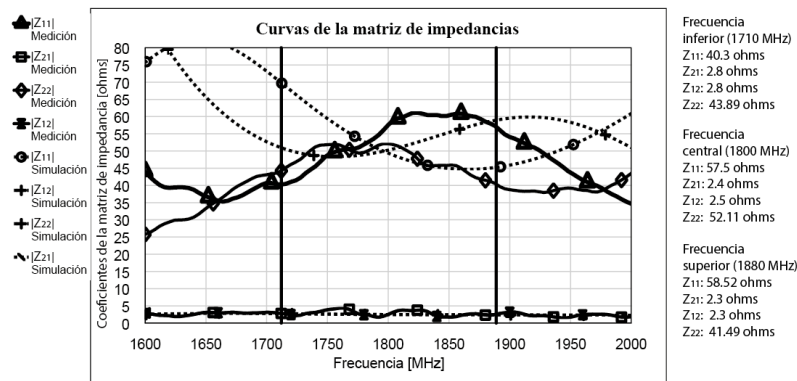


Figura 4. 80 Mediciones de la matriz de impedancia del radiador de dipolos cruzados

Haciendo referencia a las curvas medidas de la matriz de impedancias se observa que el comportamiento de la magnitud de la impedancia de entrada del dipolo con polarización de 45° (Z_{11}) es cóncava sobre la banda de operación, la cual se limitada por las líneas verticales. Ante este comportamiento el valor máximo ocurre en la frecuencia de 1824 MHz y toma el valor de 61.14 Ω y asocia una VSWR de 1.22:1. En valor mínimo de la impedancia de entrada es de 40.3 Ω y ocurre en la frecuencia de 1710 MHz, su VSWR correspondiente es de 1.24:1. En los valores anteriores, el valor de la VSWR es menor al solicitado el cual es de 1.5:1.

La impedancia de entrada correspondiente al dipolo con polarización de -45° (Z_{22}) presenta el mismo comportamiento sobre la banda de operación que en el dipolo con polarización ortogonal, sin embargo, se nota que en este caso los cambios al valor máximo y al valor mínimo son menores; por

lo que se tiene una mayor estabilidad en la impedancia sobre la banda de operación. El máximo valor es de 52.12Ω y ocurre en la frecuencia de 1796 MHz, el VSWR correspondiente es de 1.042:1. El valor mínimo se presenta en la frecuencia de 1880 MHz y este es de 41.49Ω , el VSWR correspondiente es de 1.2:1. Ambas VSWR están dentro del intervalo requerido, por lo tanto ambos dipolos se pueden acoplar a una línea coaxial con impedancia característica de 50Ω . A pesar de que ambos dipolos se acoplan a una línea coaxial de 50Ω , se aprecia que el dipolo con polarización de -45° presenta menores pérdidas por reflexión comparada con el dipolo ortogonal.

En la figura 4.81 se presentan el comportamiento de las impedancias de entrada para ambos dipolos sobre la carta de Smith, en donde se observa que en el dipolo con polarización de 45° (S_{11}) tiene mayores variaciones alrededor del eje real. Como se obtiene de esta figura, en la frecuencia de 1710 MHz, la parte real de la impedancia es de 40.2Ω y la reactancia es de -0.47Ω el cual es un valor cercano a cero. Conforme la frecuencia aumenta el carácter capacitivo de la reactancia disminuye y se vuelve inductivo, la transición ocurre en la frecuencia de 1712 MHz, casi en el valor del límite inferior de la banda de operación. A partir de 1712 MHz hasta 1815 MHz, el comportamiento de la reactancia es inductiva y su valor máximo ocurre en la frecuencia de 1744 MHz con un valor de 5.6Ω y la parte real correspondiente es de 46.66Ω . En la banda de 1815-1880 MHz, la reactancia de este dipolo es carácter de capacitivo, en donde el peor caso ocurre en el límite superior de la banda de operación, en esta frecuencia el valor de la magnitud de la reactancia es de 15.46Ω y la parte real asociada es de 56.49Ω .

En el dipolo con polarización de -45° , la reactancia se comporta de manera inductiva para la banda 1710-1794 MHz. El valor máximo ocurre en la frecuencia de 1794MHz con un valor de 8.32Ω , su parte real asociada es de 44.76Ω . A partir de una frecuencia mayor a 1794 MHz hasta 1880 MHz, el comportamiento de la reactancia es inductiva y en la frecuencia de 1823.4 MHz se presenta el peor caso porque la magnitud de la reactancia crece hasta 5.84Ω .

4.5.2 Patrón de radiación del dipolo cruzado

El ambiente de medición de los patrones de radiación se muestra en la figura 4.82, el cual se basa en un escenario que debe reunir tres características importantes: la antena bajo prueba y la antena de referencia deben estar separadas cierta distancia que garantice el campo lejano, el ambiente se

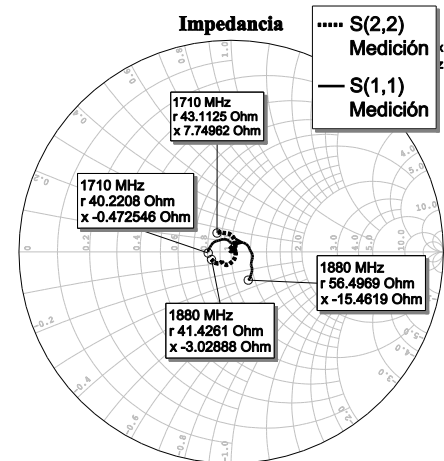


Figura 4. 81 Coeficientes de reflexión en el diagrama de Smith

debe aproximar al modelo de espacio libre para poder cuantificar con detalle las pérdidas involucradas y mantener a la antena bajo medición libre de las ondas reflejada y posibles interferencias.

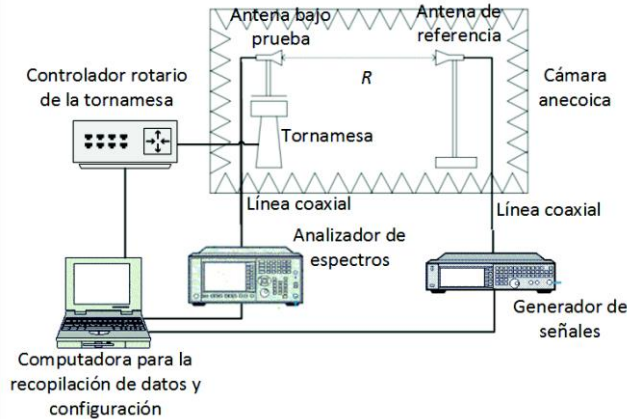


Figura 4. 82 Ambiente de medición para el patrón de radiación

La distancia que garantiza el campo lejano está dada por la siguiente desigualdad $R > 2D^2/\lambda$, donde D es la longitud más grande de la antena bajo prueba. Si se considera que la longitud más grande es de 280 mm, la cual corresponde a la diagonal de esquina a esquina del plano reflector y la longitud de onda es de 166 mm, la distancia R que garantice el campo lejano debe ser mayor a 0.96 m. En el ambiente de medición de la figura 4.82, la antena de referencia se separa de la antena bajo prueba una distancia de 1.33 m a una misma altura de 1.2 m. La antena de referencia se usa como antena transmisora y la antena bajo prueba se emplea como receptora. Ambas antenas se colocan dentro de la cámara anecoica la cual asegura la compatibilidad electromagnética del escenario de medición.

En el método de medición, la antena de referencia se mantiene fija y la antena bajo prueba se coloca sobre una tornamesa que rota sobre un plano, al rotar se registra la potencia captada por la antena bajo prueba para un ciclo de rotación de la tornamesa. El entorno de medición que se muestra en la figura 4.82, es automatizado y controlado, en donde externamente se controlan los incrementos constantes del ángulo de rotación de la tornamesa. El controlador rotatorio de la tornamesa es el actuador encargado de realizar la tarea descrita anteriormente, éste recopila el incremento del ángulo configurado previamente de una interfaz presente en una computadora. En éste también se configuran la potencia de transmisión y la frecuencia para la operación del generador de señales. Por parte de la recepción se tiene un sistema adquisición de datos, el cual recopila la potencia recibida por el analizador de espectros. Existen dos conexiones por medio de líneas coaxiales, la primera es entre la antena de referencia y el generador de señales y la segunda entre la antena bajo prueba y el analizador de espectros.

Los cortes del patrón de radiación a medir corresponden al plano azimutal para ambos dipolos

el cual da información de la proyección de éste sobre la celda. Los parámetros asignados para la medición de los patrones de radiación fueron los siguientes: la potencia de transmisión fue de 0 dBm, la lectura de la potencia de recepción fue con incrementos de ángulo de 5°, distancia de separación entre antenas fue de 1.33 m y las frecuencias de prueba son 1710 MHz, 1750 MHz, 1800 MHz, 1840 MHz y 1880 MHz.

Para el cálculo de la ganancia del radiador se utilizó la ecuación de Friis, la cual describe las pérdidas de propagación en función de la distancia de separación, la potencia de transmisión, la potencia de recepción, la frecuencia de operación, la ganancia de la antena de referencia (transmisora) y la ganancia de la antena bajo prueba (receptora). Este último es el parámetro desconocido. A este modelo también se le incluyen las pérdidas introducidas por las líneas coaxiales que conectan el equipo de operación a las antenas, la siguiente ecuación describe el modelo para el cálculo de la ganancia de la antena bajo prueba.

$$[G_r] = 32.44 + [P_r(\theta, \phi)] - [G_t] - [P_t] + 20 \log(r) + 20 \log(f) + [L_{adicionales}] \tag{4-26}$$

Donde

$[P_r(\theta, \phi)]$ = potencia de recepción (dBm)

$[G_t]$ = ganancia de la antena transmisora (dBi)

$[P_t]$ = potencia de transmisión (dBm)

r = distancia de separación (Km)

f = Frecuencia operación (MHz)

$[L_{adicionales}]$ = pérdidas adicionales (dB)

Las pérdidas adicionales que introducen las líneas coaxiales están en función de la frecuencia y estas fueron medidas, su valor se registran en la tabla 4.24.

Frecuencia [MHz]	1710	1750	1800	1840	1880
Pérdidas de la línea coaxial [dB]	12.32	12.6	12.7	12.76	13.11

Tabla 4. 24 Pérdidas introducidas por la línea coaxial

Como la antena de referencia se empleó una antena con doble polarización del fabricante ETS-Lidgren, la ventaja de este radiador es su doble polarización lo cual hace sencilla la medición de polarización cruzada, además de su alta pureza de polarización lineal. En la figura 4.83 se muestra la imagen de este radiador.



Figura 4. 83 Fotografía de la antena de referencia

En la figura 4.84 se presenta la respuesta de la ganancia en función de la frecuencia de la antena de referencia. Es importante resaltar que para la frecuencia de 1.8 GHz, el error es menor a 0.1 dB y el error máximo es del orden de 0.4 dB para una frecuencia de 4 GHz

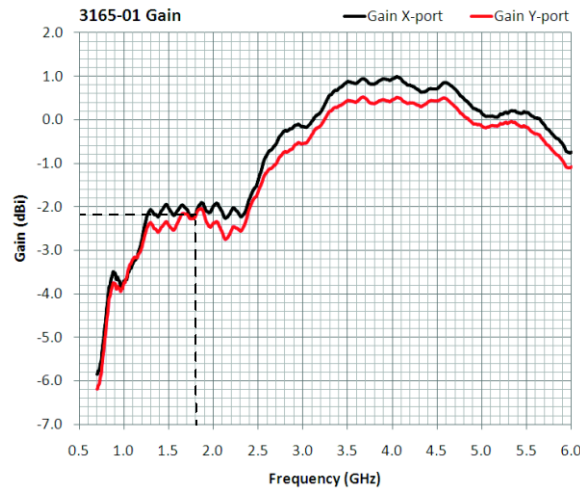


Figura 4. 84 Ganancia de la antena de referencia en función de la frecuencia, datos proporcionados por el fabricante

En las figuras 4.85 y 4.86 se muestran los diagramas de radiación en plano azimutal para el dipolo de polarización de 45° y -45° , respectivamente. Las mediciones se hicieron para la frecuencias que se registran anteriormente en la tabla 4.25. Al observar ambas figuras se nota una alta tendencia entre los patrones simulados y los medidos. En todos los patrones se observa una mejora en el lóbulo posterior, éste es menor al esperado por simulación, en el desarrollo de antenas para estación base se

sugiere que la relación de lóbulo principal a lóbulo posterior sea de al menos -20 dB.

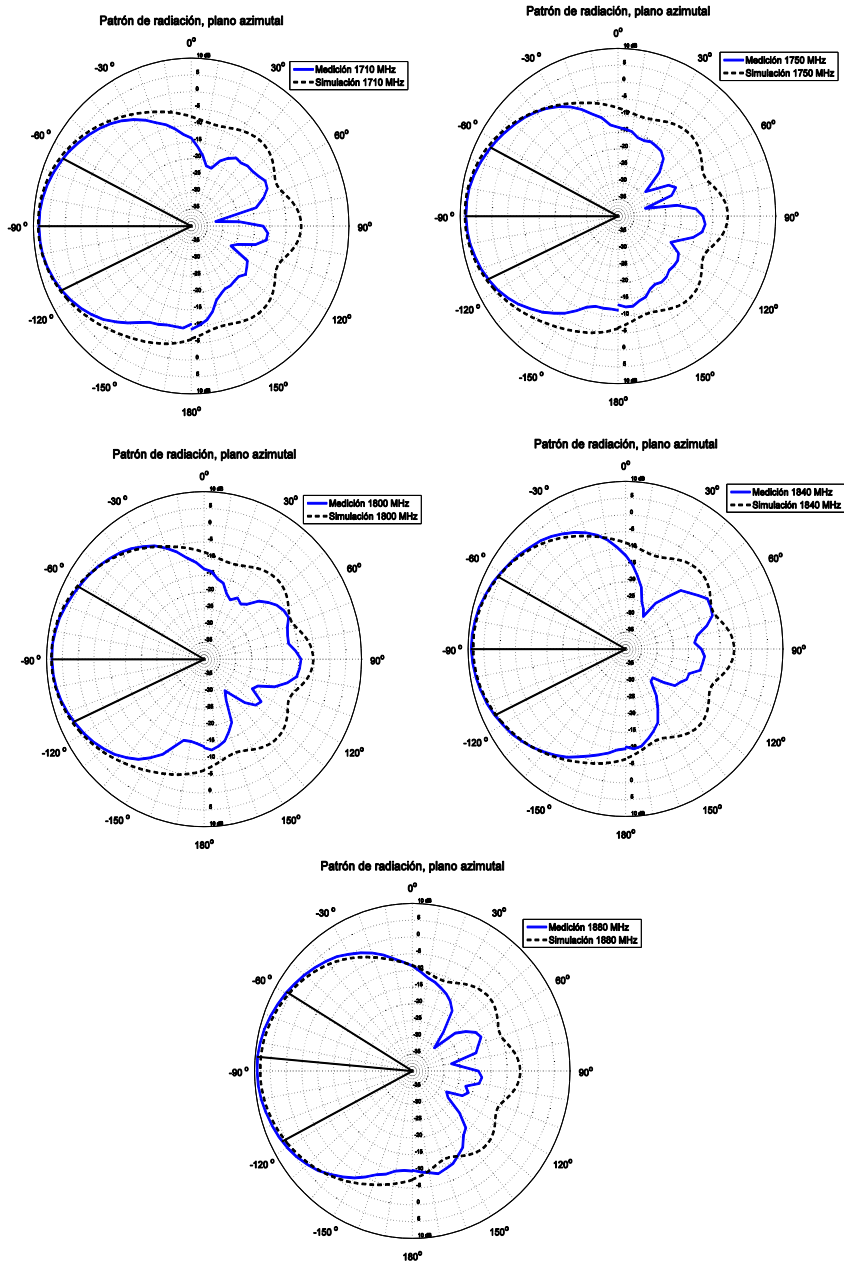


Figura 4. 85 Patrones de radiación medidos y simulados de distintos valores frecuencia del dipolo con polarización de 45°

Haciendo referencia a la figura 4.85 se encuentra que la ganancia máxima de los patrones de radiación medidos es aproximadamente igual a la ganancia que se obtiene por simulación. También el ancho del lóbulo principal es muy cercano al obtenido por computadora. Si se requiere ampliar el ancho del lóbulo, se puede hacer incrementando ligeramente la apertura del plano reflector, lo anterior no afecta de manera significativa al coeficiente de reflexión de ambos dipolos.

Dipolo	Frecuencia	Ganancia máxima	Dirección del lóbulo principal	Ancho a potencia media del lóbulo principal
Dipolo con polarización de 45°	1710 MHz	8.33 dBi	-89°	51.27°
	1750 MHz	8.24 dBi	-89°	51.48°
	1800 MHz	8.38 dBi	-89°	52.72°
	1840 MHz	9.03 dBi	-89°	53.44°
	1880 MHz	9.28 dBi	-84°	57.61°
Dipolo con polarización de -45°	1710 MHz	7.01 dBi	-91°	59.17°
	1750 MHz	6.85 dBi	-91°	60.54°
	1800 MHz	6.69 dBi	-85°	66.03°
	1840 MHz	7.12 dBi	-90°	66.44°
	1880 MHz	7.08 dBi	-85°	70.89°

Tabla 4. 25 Registro de los valores de los parámetros asociados a la medición del patrón de radiación

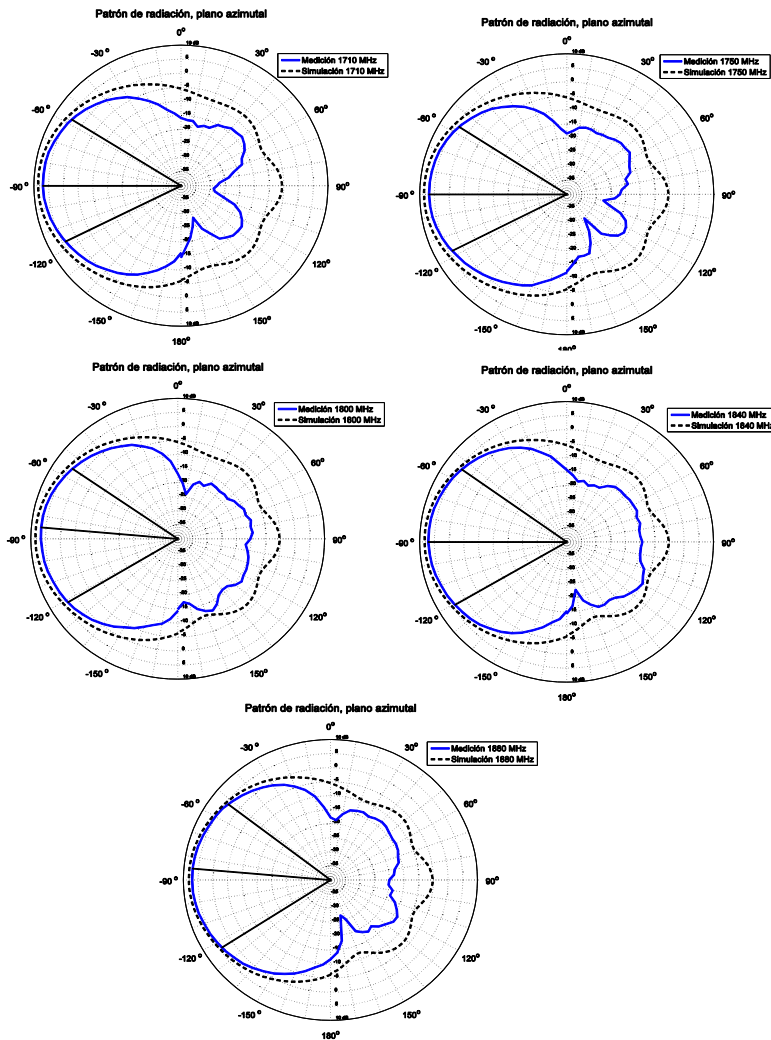


Figura 4. 86 Patrones de radiación medidos y simulados de distintos valores frecuencia del dipolo con polarización de -45°

En la figura 4.86 se observa que el valor de la ganancia máxima del segundo dipolo que también es muy próximo al obtenido mediante simulación. Los anchos de los lóbulos a potencia media son próximos a 60° . En la tabla 4.25 se registran los valores obtenidos en la medición del radiador. Los parámetros que se incluyen son: ganancia máxima, dirección del lóbulo principal y ancho del lóbulo principal. A partir esta tabla se nota que la ganancia máxima y el ancho del lóbulo principal son dependientes de la frecuencia para ambos dipolos. Los cambios de la ganancia máxima en función de la frecuencia son ligeramente menores y puede considerarse casi constantes. Para el caso del ancho del lóbulo principal las variaciones en función de la frecuencia son mayores y su comportamiento para ambos dipolos es una función creciente.

4.5.3 Error de seguimiento

En esta sección se realiza el estudio del error de seguimiento del radiador. En éste se hace una comparación de los patrones de radiación medidos de los dipolos sobre el plano azimutal. El error de seguimiento es un parámetro intrínseco para radiadores de doble polarización el cual tiene los siguientes efectos:

- La dirección del lóbulo principal de los patrones son diferentes y la diferencia angular de la dirección del valor máximo de ganancia de cada patrón de radiación se define como desviación angular.
- Los dos patrones tienen ganancias ligeramente diferentes en una dirección específica dentro del ancho del lóbulo principal

En la figura 4.87 se muestra la comparación de los patrones de radiación medidos en el plano azimutal para ambos dipolos, en la cual se presentan el error de seguimiento máximo dentro del ancho del haz a potencia media, así como el correspondiente ángulo en el que ocurre. En esta figura se observa que la ganancia en el ángulo de 90° del dipolo con polarización de 45° (dipolo A) es mayor que la del dipolo con polarización de -45° , la diferencia de ganancia corresponde al error de seguimiento. Éste también se presenta para los ángulos alrededor de la dirección máxima del lóbulo principal, sin embargo, el error de seguimiento es menor comparado con el que se visualiza en la dirección de 90° . Ante esta observación se determina el error de seguimiento máximo ocurre para ángulos cercanos a la dirección máxima del lóbulo principal, esto es muy notorio para los planos que corresponden a las frecuencias de 1750 MHz, 1800 MHz y 1880 MHz.

En la figura 4.87 se encuentra que el lóbulo principal del dipolo con polarización de 45° tiene una ligera desviación del lóbulo principal hacia la derecha respecto al eje $\theta=90^\circ$, mientras que para el dipolo ortogonal la desviación es ligeramente a la izquierda. A pesar de que existe esta variación angular, estas son pequeñas y se puede considerar que las direcciones del haz de ambos dipolos son

casi idénticos. Una excepción ocurre a la frecuencia de 1800 MHz, en donde la desviación angular es de 4° .

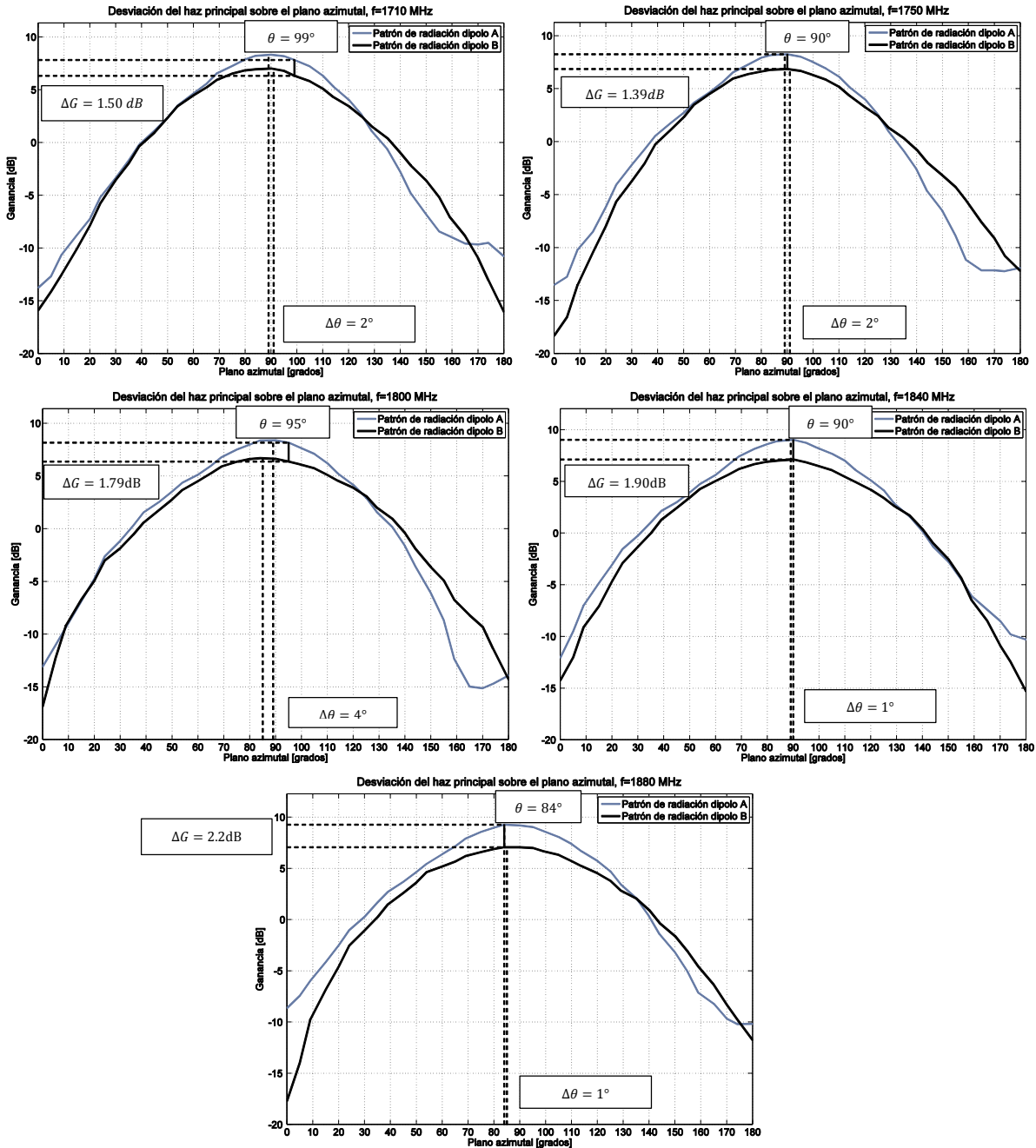


Figura 4. 87 Error de seguimiento para los patrones de radiación del radiador sobre la banda de operación

El error de seguimiento es una figura de mérito que cuantifica la semejanza de los patrones de radiación de dos radiadores con doble polarización en una dirección específica. En la figura 4.87, la mayor semejanza entre patrones ocurre en la frecuencia de 1710 MHz, donde el error de seguimiento

dentro del ancho del haz no es mayor a 1.5 dB. En la frecuencia de 1880 MHz se presenta el peor caso, donde el error de seguimiento máximo que puede ocurrir dentro del ancho del haz es de 2.2 dB. Es de importancia tener errores de seguimientos bajos, ya que este tiene efectos sobre los enlaces de subida y bajada.

4.5.4 Polarización cruzada

En esta sección se realiza una comparación de los patrones copolar y de polarización cruzada medidos con los patrones que se obtuvieron mediante el análisis por computadora.

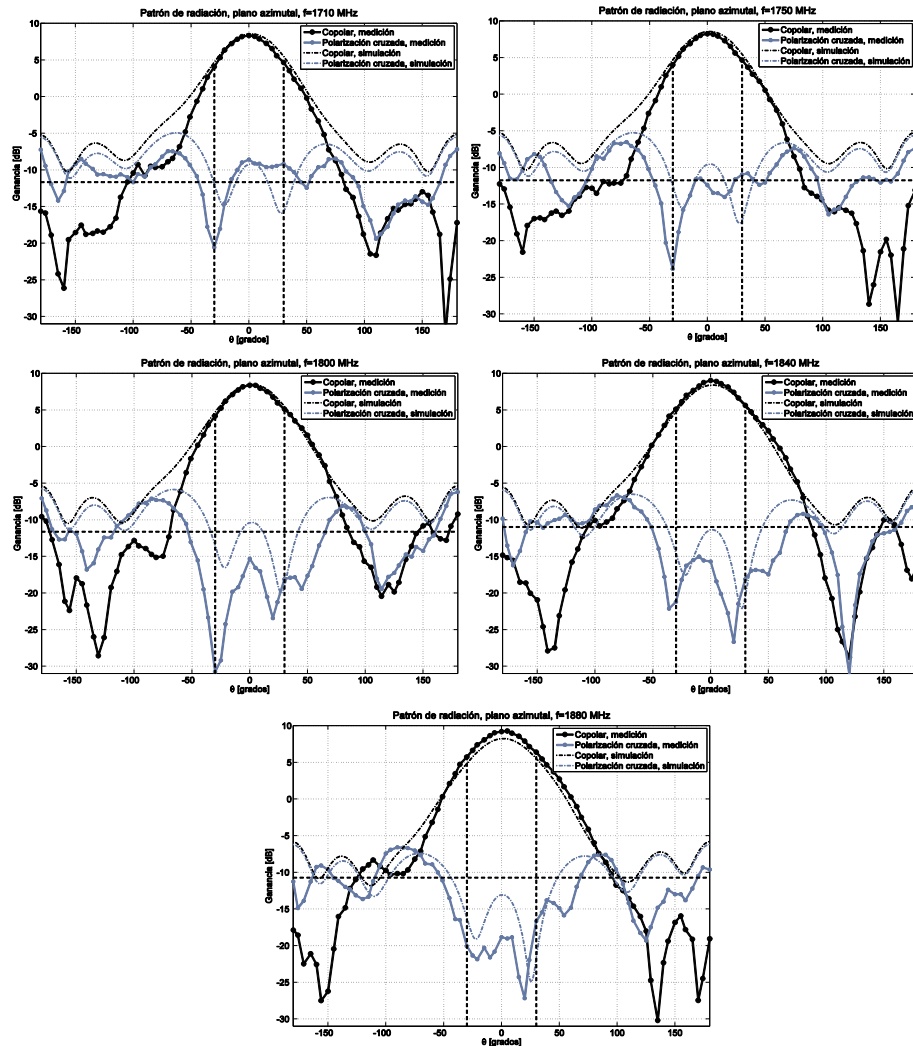


Figura 4. 88 Comparación de los patrones copolares y de polarización cruzada del dipolo con polarización de 45° sobre la banda de operación

En la figura 4.88 se presentan los patrones copolares y de polarización cruzada, los cuales se midieron en la frecuencia de 1710 MHz, 1750 MHz, 1800 MHz, 1840 MHz y 1880 MHz del dipolo con polarización de 45°. En la misma figura se hace una comparación con los patrones copolares y de polarización cruzada que se obtuvieron mediante el estudio por computadora. En la figura se marca

con una línea horizontal el umbral de polarización cruzada necesaria para un radiador de estación base, el cual corresponde a 20 dB menor al valor de la ganancia máxima del patrón de radiación copolar. Se observa que para este dipolo, los patrones de polarización cruzada presentan niveles por debajo del umbral dentro del ancho del haz a potencia media, con excepción de la frecuencia de 1710 MHz, en donde el nivel de polarización cruzada está por encima del umbral establecido.

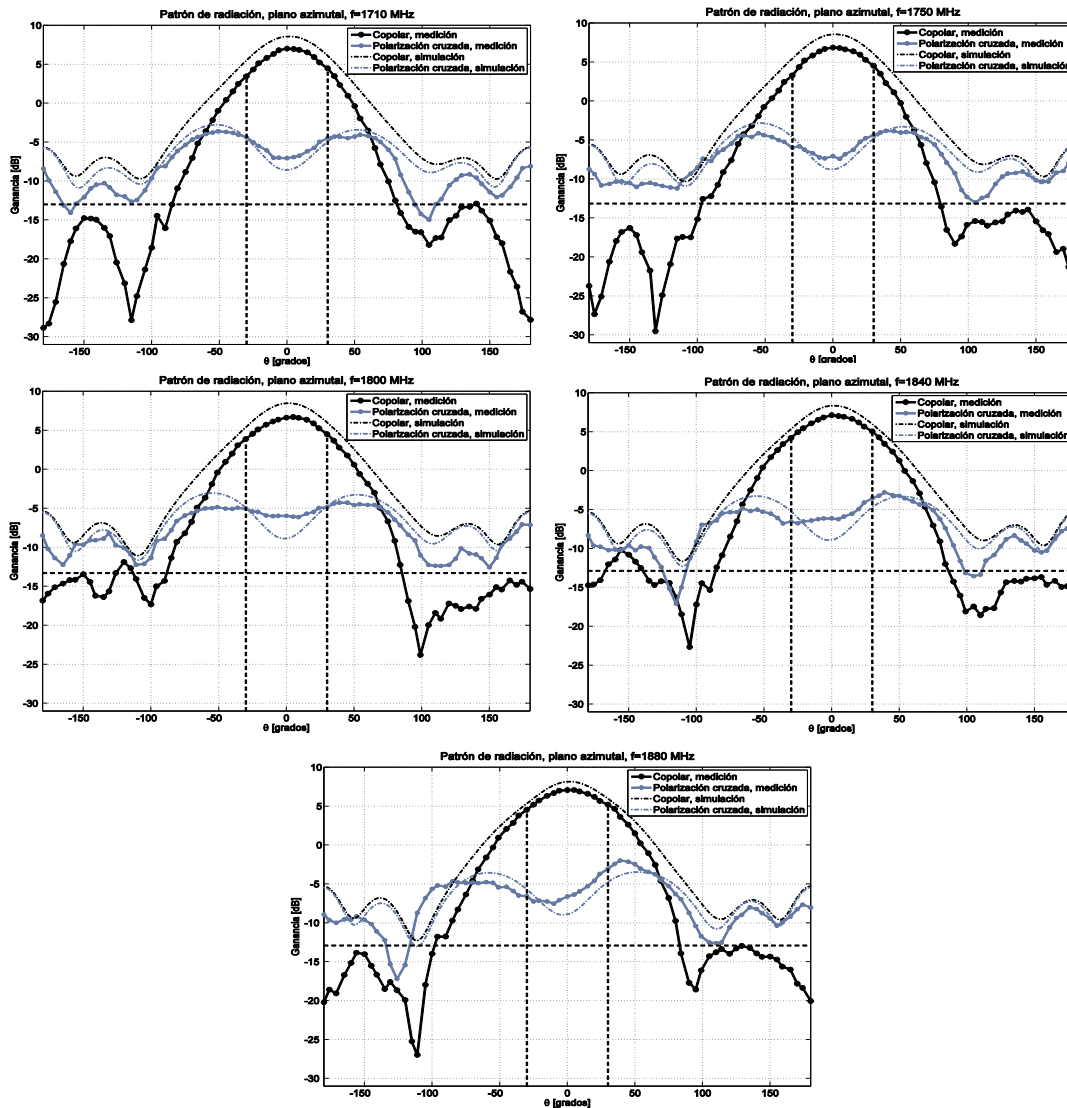


Figura 4. 89 Comparación de los patrones copolares y de polarización cruzada del dipolo con polarización de -45° sobre la banda de operación

En la figura 4.89 se presenta la comparación de la simulación y medición de los patrones copolares y de polarización cruzada del segundo dipolo, las frecuencias en las que se realiza el estudio se mencionaron anteriormente. En los patrones se observa que el nivel de polarización cruzada se encuentra por encima del nivel establecido para todos los diagramas medidos, a pesar de esto se observa que la tendencia del patrón de polarización cruzada medido se aproxima fuertemente al patrón

de polarización cruzada que se obtiene mediante simulación.

Los niveles de polarización cruzada de ambos dipolos dependen de los dobleces que dan forma de hélice del radiador, ya que éstos generan componentes de campo eléctrico que suman o cancelan las componentes de campo eléctrico del dipolo cruzado. En la figura 4.90 (a) se presentan las líneas de campo totales en el radiador para un semiciclo de la señal. El sentido de las líneas del campo eléctrico total se toman con base al sentido del campo eléctrico que se obtiene por simulación, las cuales se presentan en la figura 4.90 (b) y 4.90 (c) para los dipolos con polarización de 45° y -45° , respectivamente.

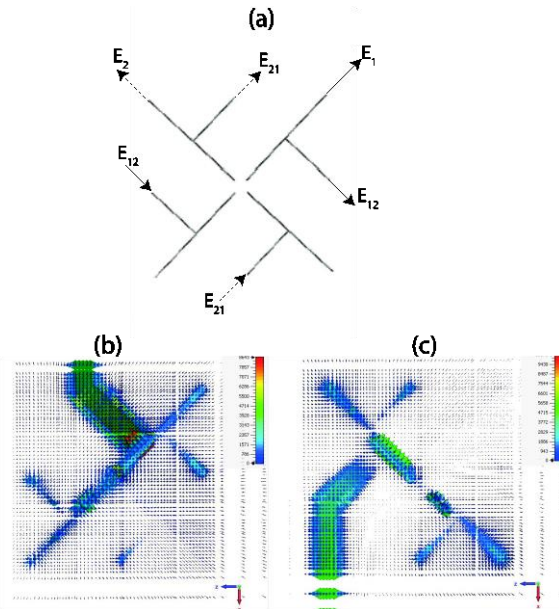


Figura 4. 90 Vista superior del radiador de dipolos cruzados, (a) dirección del campo eléctrico total encada brazo del dipolo, (b) líneas de campo eléctrico del dipolo con polarización de 45° y (c) líneas de campo eléctrico del dipolo con polarización de -45°

A partir de la figura 4.90 (a), E_1 representa a la componente de campo eléctrico con polarización de 45° , al mismo tiempo, los dobleces generan componente con polarización de -45° que corresponden a E_{12} . El mismo fenómeno ocurre para el dipolo con polarización de -45° , en donde E_2 representa su componente copolar y E_{21} las componentes de polarización cruzada generadas (45°), por lo tanto se observa que cada dipolo genera componentes de polarización cruzada. El campo eléctrico de polarización cruzada que genera el dipolo con polarización 45° (E_{12}) son de sentido contrario al campo eléctrico generado por el dipolo de -45° (E_2), lo que produce que exista una cancelación en las componentes de -45° produciendo niveles bajos de polarización cruzada para el dipolo con polarización de 45° , esto se observa en la figura 4.90. En el dipolo con polarización de -45° , las componentes de polarización ortogonal que se producen (E_{21}), tienen el mismo sentido que las componentes del campo eléctrico de E_1 , estas componentes con polarización de 45° se suman

incrementando el nivel de polarización cruzada para el dipolo con polarización de -45° .

Ante este efecto, se puede modificar el diseño en el dipolo y realizar los dobleces de tal manera que las componentes de polarización cruzada que generen no incrementen el nivel de polarización cruzada en cada dipolo, además de mantener un bajo aislamiento entre puertos, el cual es el objetivo del doblez.

Referencias del Capítulo 4

- [1] C. Qing-Xin, W. Lan y Z. Jing-ke, "A Novel Folded T-matched Dipole in Base Station," *International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology*, pp. 1-3, 2007.
- [2] L. C. Godara, *Handbook of antennas in wireless communication*, London New York: Boca Raton, 2002, p. 285.
- [3] N. C. Zhi y L. Kwai-Man, *Antennas for base stations in wireless communications*, USA: Mc Graw Hill, 2009, pp. 31-93.
- [4] J. Wilkerson, I. Kilgore, K. Gard y M. Steer, "Passive Intermodulation Distortion in Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n° 2, pp. 474-482, 2015.
- [5] C. Beckman y B. Lindmark, "The evolution of Base Station Antennas for Mobile Communications," *IEEE International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA*, pp. 85-92, 2007.
- [6] K. Fujimoto, *Mobile Antenna System Handbook*, Third ed., USA: Artech House, 2008, pp. 141-208.
- [7] L. R. Donald, "Dual Polarized Array Antenna with Central Polarization control". Patente US5966102 A, Octubre 1999.
- [8] A. C. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, n° 1, pp. 116-119, 1973.
- [9] D. Wu, Y. Yin, M. Guo y R. Shen, "Wideband dipole antenna for 3G base stations," *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, vol. 1, pp. 454-457, 2005.
- [10] J. R. Ippolito, H. Villegas y J. S. Wilson, "Base station antenna for dual polarization". Patente US 6072439 A, 1998.
- [11] E. T. Igor y K. Q. Chau, "Crossed dipole antenna element". Patente US 7053852 B2, Mayo 2004.
- [12] G. Ramesh, B. Prakash, B. Inder y I. Apisak, *Microstrip Antenna Design Handbook*, USA: Artech House Boston London, 2001, pp. 399-436.
- [13] M. Ström, "Design of a broadband antenna element for LTE base station antennas," *ERICSSON, Chalmers*, 2009.
- [14] A. Teillet y K. Le, "Antenna Array". Patente US 6717555 B2, Abril 2006.
- [15] Y. C. Chun, "Printed Dipole Antenna Design for Wireless Communications," Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University Montreal, Canada, 2005.
- [16] P. J. Wood, P. C. Strickland, F. Senglee y E. B. Timothy, "Crossed-drooping bent dipole antenna". Patente US 6211840 B1, Mayo 2004.
- [17] Q.-X. Chu, L. Wang y J.-k. Zhou, "A Novel Folded T-matched Dipole in Base Station," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1-3, 2007.
- [18] Computer Simulation Technology, "Applications," [En línea]. Available: <https://www.cst.com/>. [Último acceso: Abril 20115].
- [19] Z. Tu, G. Chen y G. Zhang, "The FDTD analysis of two ultra wide-band dipole antennas," *4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, pp. 46-49, 2004.
- [20] W. Jiangniu, Z. Zhiqin y N. Zaiping, "Design of a low profile printed dipole antenna with bandwidth enhancement," *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, pp. 249-252, 2013.

- [21] W. Garidi, N. Sahar y R. Teymourzadeh, "Planar dipole antenna design at 1800MHz Band using different feeding methods for GSM application," *10th IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, pp. 560-564, 2012.
- [22] J.-H. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Second ed., Singapore: Wiley, 2011, pp. 75-109.
- [23] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third ed., New York: Wiley, 2005, pp. 883-939.
- [24] Y. Huang y K. Boyle, *Antennas from theory and practice*, New Delhi: Wiley, 2008, pp. 131-132.
- [25] B. Edward y D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun," *Microwave Journal*, pp. 399-344, 1987.
- [26] P. M. Proudfoot, "A printed Circuit Folded Dipole with Integrated Balun," Air Force Systems Command Griffiss Air Force Base, Rome Air Development Center, AD-A225 561, 1989.
- [27] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Laskar y M. Tentzeris, "Equivalent-Circuit Analysis of a Broadband Printed Dipole With Adjusted Integrated Balun and an Array for Base Station Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 7, pp. 2180-2184, 2009.
- [28] H. Wheeler, "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, n° 2, pp. 172-185, 1965.
- [29] R. Willmar K., "A New Wide-Band Balun," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, n° 12, pp. 1628 - 1631, 1957.
- [30] E. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," *5th European Microwave Conference*, pp. 268-272, 1975.
- [31] Y. Ebine y M. Ito, "A dual beam base station antenna for land mobile communications-60° beam width in horizontal plane," *Ninth International Conference on Antennas and Propagation*, n° 407, p. 340 – 343, 1995.
- [32] IEEE, "IEEE standard definitions of terms antennas," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. AP.-17, pp. 262-269, 1969.
- [33] J. R. James y P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, UK: Peregrinus, 1989, pp. 1-40.
- [34] B. J. Bevan, J. K. y A. Anthony, "Ultra-wideband dual-band cellular base station antenna". Patente US 20140139387 A1, 22 Mayo 2014.
- [35] K. Le y L. J. Meyer, "Wideband dual polarized base station antenna offering optimized horizontal beam radiation patterns and variable vertical beam tilt". Patente US 6924776 B2, 02 Agosto 2005.
- [36] L. Ma, R. Edwards y W. Whittow, "A multi-band printed monopole antenna," *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 962-964, 2009.
- [37] H. Yusa, "Patch antenna with metal walls". Patente US 20100127939 A1, Mayo 2009.

Capítulo 5.

Diseño por computadora a nivel de bloques de un transreceptor definido por *software*

Con el desarrollo de 4G y los nuevos estándares involucrados como LTE, es necesario tener en cuenta las tecnologías necesarias para lograr la velocidad de datos requeridos, así como llevar a cabo las tareas de procesamiento de la señal en la recepción y transmisión. Las antenas activas permiten mejorar la cobertura en la celda por medio de haces adaptivos, con ellas también se puede mejorar la calidad (sensibilidad) del enlace de subida y aumentar la eficiencia en el enlace de bajada. Esto último se logra por medio de la integración de los transreceptores en la antena. En la figura 5.1 se muestra un ejemplo de la colocación de los transreceptores sobre la torre de estación base. En este caso los transreceptores no se integran dentro del panel de la antena, pero se sitúan lo más cerca posible de ella, lo que permite eliminar la línea coaxial que va de la torre al gabinete.



Figura 5. 1 Vista de una moderna instalación con varios transreceptores detrás de la antena de estación base [60]

Un requisito indispensable para que el transreceptor se pueda colocar lo más cerca de la antena es que éste sea multiestándar, de otra manera se tendría que colocar varios transreceptores, cada uno operando a diferente banda de frecuencia, lo que es inconveniente porque aumenta la carga en la torre de la estación base. La característica principal de un transreceptor definido por *software* es que pueden operar en varios estándares, lo que hacen una buena combinación con las antenas pasivas para el desarrollo de las antenas activas. Por otra parte, con el desarrollo de los semiconductores se puede tener una alta escala de integración y de esta manera desarrollar transreceptores definidos por *software* más compactos. Por estas razones, en este capítulo se hace un análisis del diseño por computadora de un transreceptor definido por *software* para estación base.

5.1 Panorama de la arquitectura de un transreceptor definido por *software*

En la figura 5.2 se muestra la arquitectura de una unidad de radio remota (RRU por sus siglas en inglés), el cual incorpora parte de la misma funcionalidad de una unidad de doble transreceptor (DTRU), ambas tienen la misma arquitectura. Sin embargo, una unidad de radio remota es un módulo

autónomo montable por lo que la etapa de radiofrecuencia se puede colocar cerca de la antena en la parte superior de la torre. La etapa de traslación de frecuencia y de banda base se conecta mediante una línea coaxial a la menor distancia posible en un sitio puesto en la base de la torre. En antenas activas se pueden integrar la electrónica hasta la etapa de FI (o banda base) y cambiar la línea coaxial por cable de fibra óptica, el cual envía la información a una Interfaz Común de Radio Pública (CPR1). Nótese que en la figura 5.2 no se coloca explícitamente que la arquitectura corresponde a un sistema multiestándar. Ante esta situación, el concepto de la unidad de radio remota se puede modificar para adaptarlo a la arquitectura de un transceptor definido por *software*, teniendo de esta manera un sistema multiestándar.

La etapa digital de un transceptor definido por *software* aprovecha los beneficios de los procesadores de propósito general y las FPGAs para ajustar los componentes de RF que permitan los cambios de las características, tales como la implementación de los últimos estándares de LTE. Cuando un transceptor definido por *software* opera como un USRP, con la instrumentación de hardware virtual, se puede extraer y analizar la información de señales de RF complejas [1], [2].

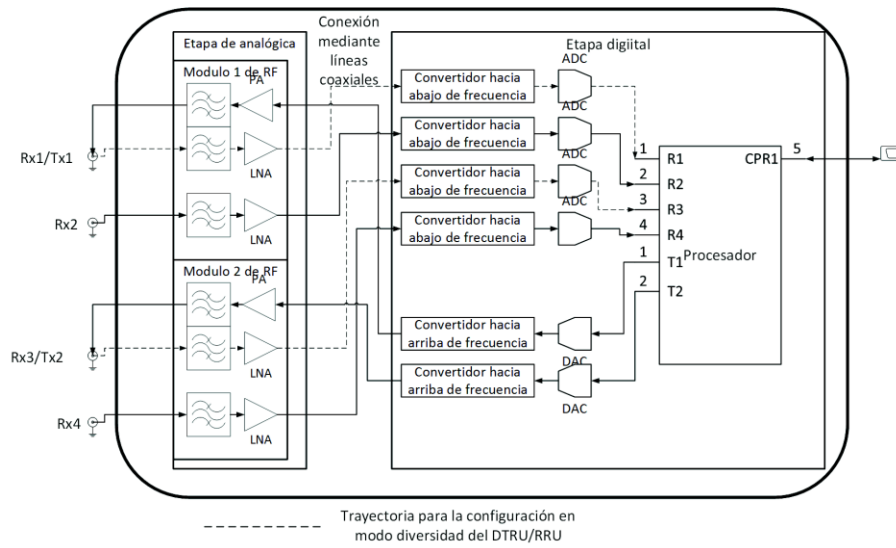


Figura 5. 2 Arquitectura de un DTRU/RRU

En la figura 5.3 se presenta de manera sencilla la arquitectura de un transceptor definido por *software*, en donde se muestra que la definición de éste va a depender de la etapa en donde se realiza la conversión analógica digital y la conversión digital-analógico. En un transceptor definido por *software* la conversión analógica-digital normalmente se realiza después de la conversión de la señal de RF a FI del lado del receptor, y por parte del transmisor la conversión digital-analógica tiene lugar antes de convertir la señal de FI a RF. Además de esta consideración los componentes de la etapa de RF y FI se deben poder configurar remotamente. En la figura 5.3 se muestran los bloques que se pueden localizar en la torre de estación base.

En un transceptor definido por *software* se puede realizar la mayor parte (o todo) el procesamiento de transmisión y recepción sobre la torre de estación base y en un ambiente digital. En un transceptor digital convencional, gran parte del procesamiento no se hace en la torre de estación base sino que el hardware se encuentra en el gabinete. Para mejorar la sensibilidad, en el receptor se coloca un amplificador de montaje en torre (TMA), por parte del transmisor, el amplificador de potencia se ubica en el gabinete y no en la torre.

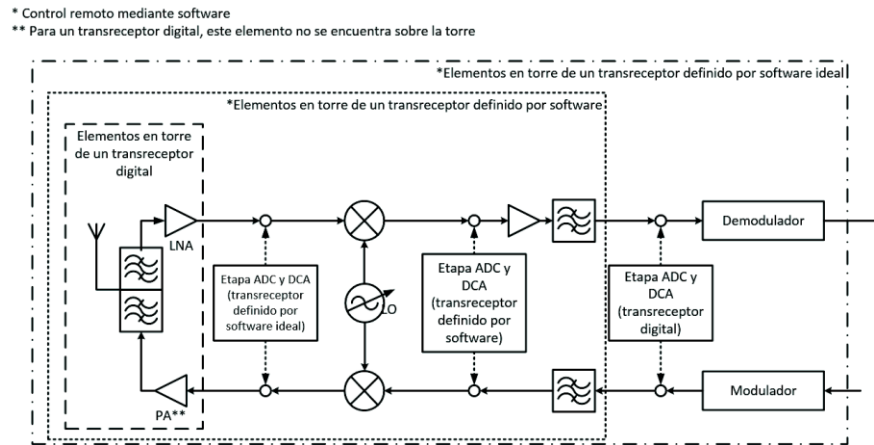


Figura 5. 3 Diagrama a bloques que se realizan en la torre de estación base para la arquitectura de un TDS ideal, un TDS y un transceptor digital práctico

La arquitectura de un transceptor definido por *software* se ajusta fuertemente al desarrollo de antenas activas y su implementación con éstas trae varios beneficios en el desarrollo de estaciones base, las cuales son:

- Al incorporar el transceptor definido por *software* en la antena, se reduce parte del área asignada para la colocación del gabinete. Cuando se tiene un transceptor definido por *software* ideal, la reducción del área para la colocación el gabinete es total.
- Debido a la gran alta escala de integración, se pueden tener transreceptores definidos por *software* más compactos e integrarse fácilmente al radiador pasivo de estación base.
- La amplitud, fase y retardo de cada portadora en la recepción y transmisión se puede ajustar fácilmente de manera digital.
- La implementación de los transreceptores definidos por *software* permite gran flexibilidad sobre el estándar LTE. El LTE traslada señales banda base con distintos anchos de banda a portadoras de distintas frecuencias y como resultado, las interfaces de RF de un TDS realizan estas tareas más fácilmente [3].
- Para incrementar la capacidad del sistema y lograr las altas tasas de datos se puede utilizar sistemas MIMO de alto orden. Una unidad de radio remota que tiene 2 TDS puede soportar un sistema MIMO 2x2, dos unidades remotas con las mismas características puede soportar un

sistema MIMO 4x4 [4].

- Se mejora la sensibilidad del receptor y la eficiencia de potencia del transmisor gracias a que se eliminan las pérdidas de los cables de RF.
- Se facilita la reconfiguración del patrón de radiación de las antenas, ya que se eliminan las variaciones de fase y amplitud que introducen los cables de RF, ya que estas juegan un efecto importante en el patrón de radiación de arreglos adaptivos.
- El patrón de radiación de la antena del receptor se vuelve menos dependiente de las condiciones ambientales y se facilita su reconfiguración electrónica.

Con la arquitectura de un transreceptor definido por *software* y antenas activas se pueden hacer frente a los retos de la siguiente generación de telefonía celular. Los objetivos de 5G son diferentes a los objetivos de 4G, ya que se requieren mayor tasa de datos, mayor capacidad de usuarios y una menor latencia.

5.2 Características y requerimientos del bloque de RF en la recepción de un TDS para estación base

En el estudio de los transreceptores, el panorama siempre está en constante cambio, gracias al desarrollo de nuevas tecnologías en circuitos integrados y *software* necesario para satisfacer las necesidades crecientes tanto en el ambiente civil como militar. Las tendencias que se llevan a cabo para impulsar los cambios en el diseño y desarrollo de los transreceptores en los últimos años, se encargan de impulsar amplificadores de muy alta linealidad, que operen en altas potencias y en altas frecuencias. Tal es el caso de los requerimientos enfocados a 5G, además la actual asignación del espectro para telefonía celular no es suficiente. Una solución es usar bandas de frecuencias en los segmentos de 28, 38, 70 y 90 GHz [5].

Las predicciones de la tecnología MOSFET para el desarrollo de los nuevos transreceptores fueron prematuras. En la actualidad se tienen semiconductores de nitruro de galio (GaN) y carburo de silicio (SiC), esta tecnología permitirá reemplazar gradualmente los MOSFET tradicionales en los amplificadores de potencia. Los dispositivos con GaN y SiC operan a voltajes, temperaturas y frecuencias más altas que los dispositivos de Si, además logran una reducción de las pérdidas de potencia de hasta un 90% [6].

Con las nuevas bandas propuestas para 5G, los LNAs de los transreceptores de estación base deben operar a muy altas frecuencias. En altas frecuencias los transistores de alta movilidad de electrones (HEMT por sus siglas en inglés) presentan mejores parámetros de linealidad, sensibilidad, frecuencia de operación, ganancia de potencia. Su rendimiento aumenta con semiconductores de InP [7].

5.2.1 Parámetros que caracterizan el desempeño del receptor de un TDS

En el diseño y desarrollo de un transceptor definido por *software*, las arquitecturas del equipo pueden variar dependiendo de la aplicación. La implementación de un TDS ideal se puede aproximar con la arquitectura de un receptor homodino, en donde las ventajas se reflejan en la reducción del costo del equipo, menor tamaño, menor consumo de potencia y mayor flexibilidad [8], [9]. En un TDS de estación base, la recepción se realiza en el ambiente analógico y digital, para reducir la tasa de muestreo y el costo del convertidor analógico-digital, éste se coloca después de una etapa de traslación de frecuencia [9].

En el diseño de un TDS se consideran un conjunto de parámetros para su diseño, los de más importancia son los siguientes.

Sensibilidad y figura de ruido

La sensibilidad de un receptor es el nivel mínimo de la señal que el sistema puede aceptar con una relación señal a ruido adecuada para una aplicación dada. Los valores típicos de las amplitudes para estaciones base se encuentra entre $0.25\mu\text{V}$ a $10\mu\text{V}$. Para poder procesar el primer valor es necesario que el receptor tenga una sensibilidad de -119 dBm . Con ayuda de los actuales amplificadores de montaje en torre (TMA) se pueden tener TDSs con una sensibilidad de -121.3 dBm [10].

La figura de ruido es el parámetro que cuantifica el ruido interno que introduce el receptor. Matemáticamente la figura de ruido se define como.

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{en}}{SNR_{sal}} \right) \quad (5-1)$$

Donde:

SNR_{en} = relación señal a ruido en la entrada

SNR_{sal} = relación señal a ruido en la salida

El mínimo valor que se puede tener de la figura de ruido es 0 dB , esto sólo ocurre de manera ideal en donde los bloques del receptor no introducen ruido. Desde la perspectiva del receptor, la figura de ruido se relaciona directamente con la sensibilidad [11]. Muchos de los estándares no especifican la figura de ruido del receptor. Sin embargo, si se especifica la sensibilidad, la cual se puede tomar calcular la figura de ruido [12].

$$NF = [P_{in,min}] - [P_{NS}] - [SNR_{Min}] + 10 \log(B) \quad (5-2)$$

Donde

$[P_{in,min}]$ = potencia mínima de la señal de entrada en el receptor (dBm)

$[P_{NS}]$ = potencia de ruido introducida por el receptor (dBm)

$[SNR_{Min}]$ = relación señal a ruido mínima requerida (dB)

B = ancho de banda (Hz)

Selectividad

Este parámetro mide la capacidad de procesar la señal del canal deseado y atenuar las oscilaciones no deseadas. La selectividad de la señal se basa en la identificación de uno o varios de sus parámetros que las diferencien de las señales interferentes, por ejemplo, amplitud, fase o frecuencia. Esta última se emplea en todos los receptores. La selectividad se cuantifica con la relación del coeficiente de amplificación de la señal deseada con el coeficiente de amplificación de la oscilación interferente.

$$S_e = 10 \log \left(\frac{A_{deseada}}{A_{bloqueada}} \right) \quad (5-3)$$

Donde:

$A_{deseada}$ = coeficiente de amplificación de la señal deseada

$A_{bloqueada}$ = coeficiente de amplificación de la oscilación interferente

Las oscilaciones interferentes que llegan al receptor son fundamentalmente de tres tipos: oscilaciones interferentes fuera de banda, oscilaciones interferentes de canal adyacente y oscilaciones interferentes cocanal.

Una manera de aumentar la selectividad en la entrada del receptor es usar un filtro de RF más selectivo para la banda de operación, esto se ve reflejado en la ecuación 5-3, ya que el coeficiente de amplificación de la oscilación interferente se aproximará a cero. Para una tecnología dada, entre mayor es la selectividad, también es mayor es la atenuación introducida por este filtro degradando la sensibilidad. Lo anterior requiere de un compromiso entre sensibilidad y selectividad de esta etapa de RF del receptor.

Las oscilaciones interferentes de canal adyacentes son aquellas que se encuentran dentro del ancho de banda del filtro de RF. Estas oscilaciones se trasladan en frecuencia por medio del mezclador, pero quedan fuera del ancho de banda del filtro de FI. Esto resulta muy peligroso ya que si la oscilación interferente de canal adyacente tiene una potencia grande respecto a la portadora, se manifiestan las propiedades no lineales del canal de radiofrecuencia, lo que conlleva a que aparezcan los problemas de intermodulación, desensibilización, bloqueamiento y conversión AM-PM. Para reducir este problema es indispensable incrementar la linealidad en los amplificadores de RF. Los TDS permiten digitalizar la portadora y las interferencias de canal adyacente, con los algoritmos de procesamiento, en el ambiente digital se discriminan los productos de intermodulación que se producen en la etapa de amplificación y de traslación de frecuencia. De esta manera, las oscilaciones de canal adyacente se pueden reducir más fácilmente [13].

Otro problema que se soluciona al aumentar la selectividad en el receptor es el rechazo de la

frecuencia imagen que, es una oscilación interferente que se encuentra separada dos veces la FI. La oscilación imagen depende del valor de la FI, se comporta como una oscilación interferente de canal adyacente cuando la FI es relativamente pequeña y se comporta como oscilación interferente fuera de banda cuando la FI es grande. En la figura 5.4 se muestra un ejemplo del comportamiento del canal imagen respecto al valor de FI. En la parte superior de la figura 5.4 (a) se presenta la señal con frecuencia de 1800 MHz, en la misma gráfica se presenta la respuesta del filtro de RF. En el ejemplo la FI=100 MHz, por lo que la frecuencia del canal imagen es 2000 MHz. Como la frecuencia imagen se encuentra dentro de la respuesta del filtro de RF no se atenúa y se traslada a 100 MHz, como se puede ver en la parte inferior de esta figura. En la figura 5.4 (b) se presenta el mismo fenómeno, pero con una FI=200 MHz, el valor de la frecuencia imagen crece alejándose de la banda de respuesta del filtro de RF.

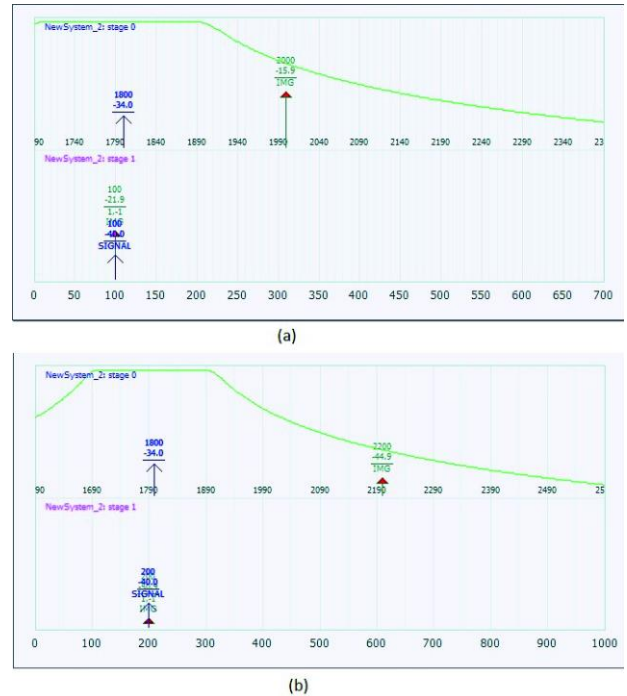


Figura 5. 4 Comportamiento de la frecuencia de canal imagen a diferentes traslaciones del espectro, (a) traslación a 100 MHz y (b) traslación a 200 MHz

En un TDS se necesita realizar una traslación de frecuencia para relajar los requerimientos de la tasa de muestreo en el convertidor analógico-digital, por lo que el rechazo al canal imagen es importante. Cuando el TDS es ideal, la conversión analógica-digital se realiza en la etapa de RF, en este caso se puede implementar el algoritmo de un receptor de rechazo del canal imagen en el ambiente digital, el cual utiliza la información de fase y cuadratura de la portadora [14].

Linealidad

Este parámetro describe la distorsión no lineal producida por los bloques no lineales sobre la señal procesada por el receptor. En la actualidad existen semiconductores de muy alta linealidad a pequeña señal, que están ligados al costo y al consumo de potencia. Una manera de relajar este parámetro es utilizar modulaciones con una baja relación potencia pico a potencia promedio. En los TDSs actuales la digitalización de la señal no se hace en la etapa de RF, por lo que en esta etapa se deben considerar amplificadores de bajo nivel de ruido altamente lineales.

La salida de un sistema con no linealidades pequeñas sin memoria que transmite M portadoras,

se puede aproximar mediante una serie de Taylor.

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \beta_n \left[\sum_{m=1}^M a_m \cos \omega_m t \right]^n \tag{5-4}$$

Donde:

β_n = coeficiente del polinomio de Taylor

a_m = amplitud de la portadora m

ω_m =frecuencia de la portadora m

Los efectos más importantes que las no linealidades introducen son:

Armónicos y productos de intermodulación. Si un conjunto de portadoras se aplica a un sistema no lineal, éste genera componentes en la salida que no están presentes en la entrada, estas componentes se conocen como armónicos y productos de intermodulación. Los armónicos corresponden a las componentes en la salida cuya frecuencia es múltiplo de la frecuencia en la entrada, el orden estará dado por el múltiplo n de la frecuencia fundamental. Por otra parte, los productos de intermodulación corresponden a componentes en la salida cuya frecuencia resulta de una combinación de sumas y restas entre las componentes presentes en la entrada. De forma general:

$$\omega_{IM} = |m_1\omega_1 + m_2\omega_2 + \dots| \quad \text{con } m_v = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \tag{5-5}$$

Los productos de intermodulación de orden impar son los que más interesan a los diseñadores de amplificadores y a menudo se especifican el nivel a considerar en las normas. Esto se debe a que son componentes con frecuencia muy cercanas a la frecuencia de la portadora. Lo anterior se puede visualizar en la figura 5.5 en el que se tiene un sistema no lineal que se describe con un polinomio de tercer orden y el la entrada se tienen dos componentes. En la salida de la figura 5.5 se observa un

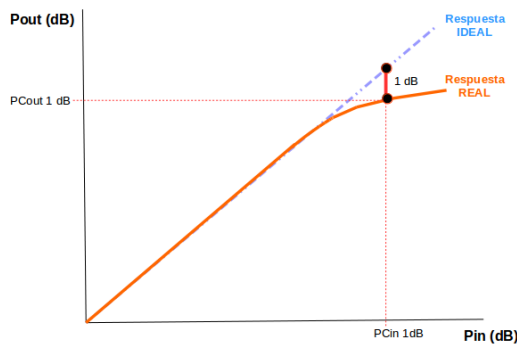


Figura 5. 5 Punto de compresión de ganancia de 1 dB en un sistema no lineal

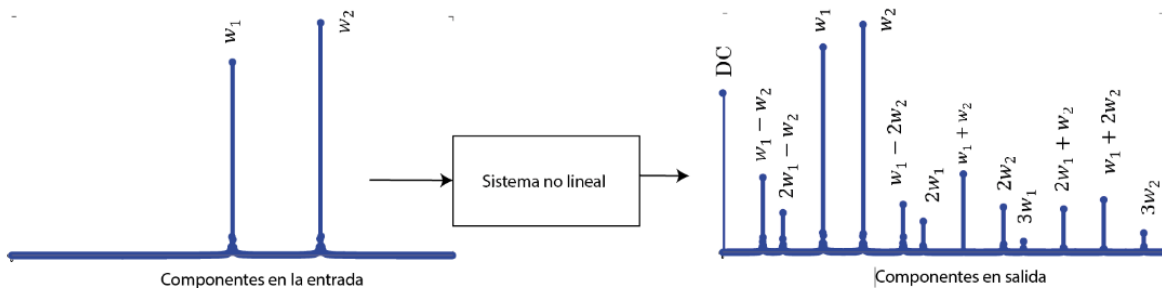


Figura 5. 6 Productos de intermodulación de un sistema no lineal de orden 3

enriquecimiento del espectro, y las componentes con frecuencias $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$ son muy próximas a las frecuencias de las portadoras. La ecuación que modela el sistema es:

$$y(t) = \sum_{n=0}^3 \beta_n \left[\sum_{m=1}^2 a_m \cos w_m t \right]^n \tag{5-6}$$

Compresión de ganancia. En un sistema no lineal, este efecto se ve reflejado con la reducción de la ganancia. Se utiliza el término compresión de ganancia de 1 dB para caracterizar a un sistema no lineal cuando éste se excita con un tono. El punto de compresión a 1 dB corresponde al nivel de la señal de entrada para la cual la ganancia del dispositivo físico disminuye un dB respecto si éste fuera totalmente lineal, esto se puede observar en la figura 5.6.

Para un sistema con no linealidades pequeñas, el punto de compresión de ganancia a 1 dB se puede expresar como:

$$V_{1dB\text{CP}} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\beta_1}{\beta_3} \right|} \tag{5-7}$$

Desensibilización. Si se considera el sistema con no linealidades pequeñas, como en figura 5.5, en donde se considera una oscilación interferente (ω_2), la cual tiene una amplitud mayor comparada con la amplitud a la portadora de interés (ω_1). En este caso, la oscilación interferente tiende a reducir la ganancia del sistema y la portadora experimenta una pérdida de ganancia, también conocido como desensibilización. Este efecto se puede escribir como:

$$y_1(t) = \left(\beta_1 a_1 + \frac{3\beta_3}{2} a_1 a_2^2 \right) \cos \omega_1 t \tag{5-8}$$

Donde ω_1 es la frecuencia de la portadora.

Los parámetros que se usan para caracterizar las no linealidades en el receptor son los puntos de intersección de segundo orden (IP2), y de tercer orden (IP3), y en general los puntos de intersección de n orden (IP n).

En la figura 5.7 se muestran los trazos típicos de la relación entrada y salida en escala logarítmica de un sistema con no linealidades pequeñas. En la gráfica se presentan las pendientes asociadas de los efectos no lineales de orden 2 y 3. En escala logarítmica la contribución lineal es una recta de pendiente 1, mientras que para la contribución de orden superior son rectas de orden n . Por

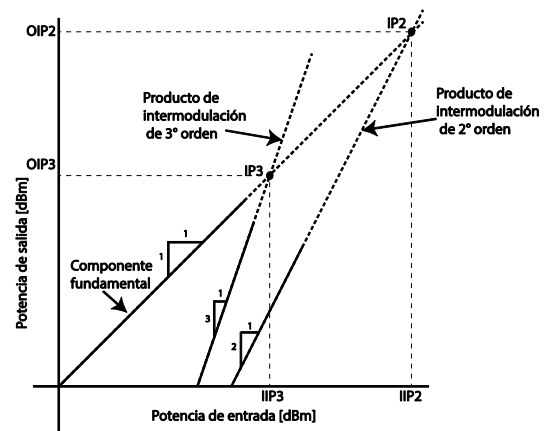


Figura 5.7 Representación de las rectas de los puntos de intersección

lo tanto, cada recta tendrá un punto de cruce con la recta de pendiente 1, el cual será el punto de intersección de orden n (IP n), entre más pequeño sea el coeficiente de Taylor de pendiente n , más alejado será el punto de intersección y por lo tanto el sistema es más lineal. Estos puntos de intersección son extrapolaciones aplicados a sistemas no lineales que se pueden caracterizar con un polinomio de *Taylor*.

Ganancia

Este parámetro describe la capacidad del receptor para incrementar el nivel de potencia de la portadora presente en la antena, para que ésta sea compatible con el detector; en el caso de un TDS, para que sea compatible con el convertidor analógico-digital.

En un TDS con una etapa de traslación de frecuencia la ganancia se distribuye en las diferentes etapas del procesamiento analógico y se define como:

$$G_p = \frac{\text{Potencia entregada en la carga}}{\text{Potencia disponible en la fuente}} \quad (5-9)$$

Finalmente, en el diseño de TDS es importante destacar las ventajas de cada parámetro respecto de otro compensando el costo, consumo de potencia y rendimiento asociada a cada arquitectura. Los TDSs actuales de estación base emplean OFDM, en donde una característica propia es que la portadora tiene una alta relación potencia pico a potencia promedio. En este caso se debe garantizar que el TDS tenga una alta linealidad. Al considerar varios TDSs con las mismas características el consumo de potencia aumenta. Para reducir este factor se puede auxiliar de los semiconductores de GaN, GaAs o InP que ofrecen una alta eficiencia de potencia, así como de eliminar las etapas de recepción o transmisión que introducen pérdidas (cable de RF), empleando en este caso antenas activas.

5.2.2 Semiconductores para el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido de un Transreceptor Definido por Software para estación base

Uno de los más importantes bloques funcionales de una estación base es el amplificador de bajo nivel de ruido. Éste juega un papel muy importante en la sensibilidad, robustez contra oscilaciones interferentes y compatibilidad electromagnética del receptor. Para que el receptor sea de alta sensibilidad, alta robustez contra oscilaciones interferentes y emitir muy bajos niveles de oscilaciones, este amplificador debe ser de muy bajo nivel de ruido, de alta linealidad y de alta unilateralidad. Varios tipos de semiconductores están disponibles para la implementación de los amplificadores de bajo nivel de ruido, como Si, InP, GaAs y SiGe.

Estas tecnologías se pueden integrar en un Circuito Integrado Monolítico de Microondas (MMIC por sus siglas en inglés). Los MMICs pueden realizar un conjunto de funciones de un sistema

de comunicaciones tales como: mezcladores, amplificadores de bajo nivel de ruido, amplificadores de potencia, atenuadores, desfasadores, conmutadores, VCOs y convertidores de frecuencia, entre otras.

En la tabla 5.1 se muestran diferentes semiconductores para la fabricación de MMICs, en donde se describen sus características físicas y eléctricas más importantes [15]. El Arseniuro de Galio (GaAs) fue el primer semiconductor para la fabricación de MMIC debido a sus bajas pérdidas en microondas y ondas milimétricas, esta tecnología actualmente es preferida para aplicaciones de potencia. Los MMICs fabricados de Silicio se limitan a aplicaciones de baja potencia debido a sus altas pérdidas en el sustrato de silicio en aplicaciones de microondas. Sin embargo, semiconductores de Fosforo de Indio (InP) tienen la capacidad de tener el más bajo consumo de potencia en altas frecuencias, ante esta característica, su aplicación directa es en la fabricación de amplificadores de bajo nivel de ruido [16]. Los MIMCs elaborados de Carburo de Silicio se utilizan para aplicaciones de alta potencia [17].

Semiconductor para MMIC	Movilidad de electrones	Pérdidas en RF	Tecnología para dispositivos activos	Aplicación
Arseniuro de Galio (GaAs)	0.85 m ² /V/s	Baja	MESFET, HEMT, pHEMT, HBT, mHEMT	PA, LNA, mezcladores, atenuadores.
Silicio (Si)	0.14 m ² /V/s	Alta	LD MOS, RF CMOS, SiGe HBT	Baja potencia
Carburo de Silicio (SiC)	0.05 m ² /V/s	Baja	MESFET	Alta potencia debajo de 5 GHz
Fosforo de Indio (InP)	0.6 m ² /V/s	Baja	MESFET, HEMT	Muy bajo nivel de ruido, ondas milimétricas
Nitruro de Galio (GaN)	0.08 m ² /V/s	Baja	HEMT	Alta potencia

Tabla 5. 1 Materiales semiconductores para MMIC [15]

En el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido, los semiconductores que más se utilizan Si, SiGe, GaAs, InP. Estos últimos permiten desarrollar amplificadores de más bajo nivel de ruido, más alta linealidad y más altas frecuencias [15] [18]. En la figura 5.8 se muestra los dispositivos electrónicos de estado sólido que se pueden fabricar con los semiconductores que se mencionan anteriormente. En esta figura los HBT, HEMT y MESFET son las tecnologías de alto rendimiento para la construcción de LNAs.

En el HBT, el emisor tiene una banda prohibida más amplia que el empleado para realizar la base [19]. La unión del emisor con la banda prohibida más amplia se convierte en una heterounión. La heterounión tiene la propiedad de presentar una mayor barrera de potencial ante los portadores que la base inyecta al emisor y da una mayor movilidad a los portadores. En la figura 5.9 (a) se

presenta el corte transversal de un HBT. El tamaño de del ancho del emisor de HBT de GaAs es de 2 μm y su frecuencia de transición se encuentran en el intervalo de 30 a 60 GHz [20].

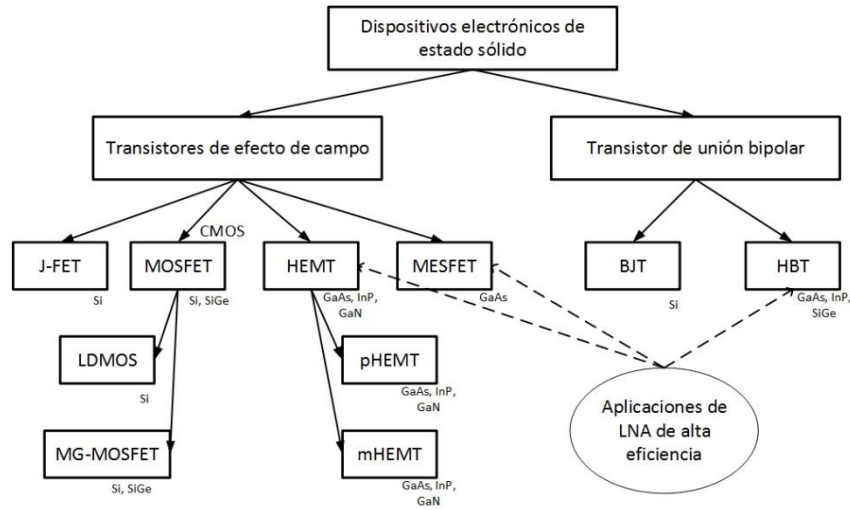


Figura 5. 8 Dispositivos electrónicos de estado sólido para LNA

La tecnología HEMT o HFET se muestra en a figura 5.9 (c), en principio, es similar a la tecnología MESFET. El HEMT presenta transiciones de doble heteroestructura lo que proporciona una alta movilidad de los electrones. Transistores de InP generalmente presentan un mejor rendimiento en altas frecuencias, más bajos niveles de ruido y mayor linealidades en cuanto al LNA, mientras que transistores de Nitruro de Galio (GaN) presentan mejor rendimiento en altas potencias. Transistores HEMT con una longitud de compuerta de 0.12 μm presentan una frecuencia de transición de hasta 100 GHz [20]. Para aplicaciones de comunicación de telefonía celular, los transistores se fabrican con una longitud de compuerta de 0.5 μm y alcanzan frecuencias de transición en el intervalo de 30 a 40 GHz. El HEMT ofrece una figura de ruido más bajo que cualquier tecnología de RF, además presenta un alto rendimiento de ganancia [20].

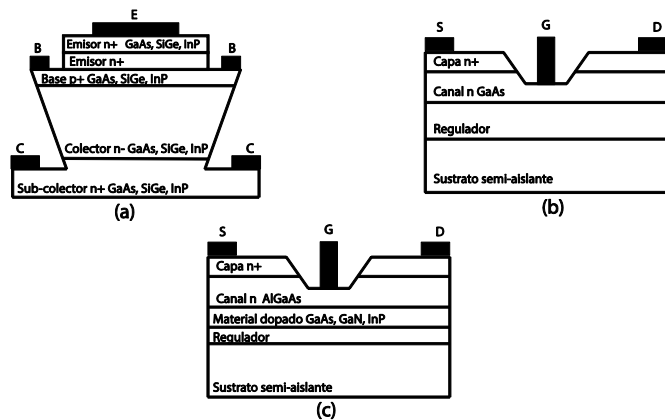


Figura 5. 9 Cortes transversales de los transistores (a) HBT, (b) MESFET y (c) HEMT

Para aplicaciones de bajo nivel de ruido, los pHEMT son los dispositivos que introducen la menor cantidad de ruido y posteriormente los MESFET. Los HEMTS de InP ofrecen la solución

definitiva para dispositivos de bajo nivel de ruido. En la figura 5.10 se muestra la comparación e un pHEMT de GaAs con un HEMT de InP, en el cual este último presenta la menor figura de ruido [18]. La fuente principal de ruido en los transistores de efecto de campo es causado por la difusión térmica, como resultado de las variaciones aleatorias de la velocidad de la portadora cuando pasa a través del canal [18]. Una manera de reducir la cantidad de ruido se obtiene al minimizar las pérdidas óhmicas de los transistores y diseñarlos con frecuencias de transición muy grandes. Para ello se requiere que los dispositivos se diseñen con una transconductancia máxima gm y una capacitancia de compuerta pequeña C_{gs} .

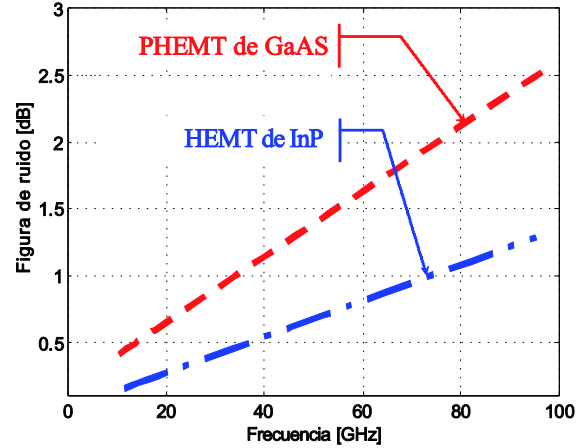


Figura 5. 10 Figura de ruido de un pHEMT de de GaAs y un HEMT de InP en función de la frecuencia [18]

En la figura 5.11 se muestran las topologías para el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido basados en HEMTs. En la figura 5.11 (a) se presenta la configuración de una amplificador de fuente común. La desventaja de este circuito es que su impedancia de entrada es capacitiva. Con el fin de tener una impedancia de entrada resistiva, basta con colocar una resistencia en paralelo con la entrada del amplificador como se muestra en la figura 5.11 (b). Esta resistencia debe estar conectada a tierra en AC, sin embargo esto altera la polarización en DC, por lo que se conecta al nodo de polarización de DC el cual contiene un capacitor de acopamiento $C_{dc,in}$. Por lo tanto R_t está conectado a tierra en AC, cuando se tiene la condición $\omega \gg 1/(R_t C_{dc,in})$, la impedancia de entrada de este circuito está dada por la expresión 5-10.

$$Z_{in} = \frac{R_s}{1 + j\omega/\omega_p} \tag{5-10}$$

Donde

$$\omega_p = \frac{1}{R_s(C_{gs} + MC_{gd})} \tag{5-11}$$

En la expresión 5-11, $M = 1 + gm_1 R_L$ es el factor de Miller y $R_s = 50\Omega$ es la resistencia de la fuente. En este diseño, la capacitancia equivalente de Miller limita la frecuencia de corte alta y afecta a la unilateralidad del amplificador.

Al añadir otro transistor formando la configuración de un par cascode como se muestra en la

figura 5.11 (c), se decrementa el factor de Miller. Para $R_L \ll r_{ds2}$, donde r_{ds2} es la resistencia dinámica de salida del transistor M_2 , se tiene que el factor de Miller es igual a.

$$M = 1 + \frac{gm_1}{gm_2} \approx 2 \quad (5-12)$$

Una limitante de este circuito es que R_L tiene que ser grande para tener una ganancia alta. Esto producirá una gran caída de voltaje en R_L , la condición del valor de R_L se da por la siguiente expresión.

$$R_L < \frac{V_{DD} - V_{DS,sat,1} - V_{DS,sat,2}}{I_{DC}} \quad (5-13)$$

En circuitos de alta escala de integración, resulta más costoso implementar resistencias en un circuito integrado, por lo que la resistencia R_L se puede reemplazar por una carga activa. La desventaja de lo anterior, es que se presenta una capacitancia de salida adicional, además de que una carga activa introduce más fuentes de ruido al circuito.

La opción más fiable es sustituir R_L por un *choke* de RF L_d , como se muestra en la figura 5.11 (d). Considerando la resistencia en serie del inductor, la resistencia de carga está dada por la siguiente expresión.

$$R_L = R_{L,s}(Q_L^2 + 1) \quad (5-14)$$

Donde $R_{L,s}$ es la resistencia en serie del inductor y

$$Q_L = \frac{\omega_0 L_d}{R_{L,s}} \quad (5-15)$$

El factor de ruido de este amplificador está dado por la siguiente expresión

$$F \approx 2 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{4}{gm_1 R_s} + \frac{4}{gm_1 R_s R_L} \quad (5-16)$$

La figura de ruido de este amplificador son del orden de 6 dB o más, esto es demasiado grande para aplicaciones de estación base. Para reducir la figura de ruido, es necesario acoplar la impedancia de entrada. En lugar de añadir una resistencia en paralelo a la capacitancia de entrada, se conecta L_s entre la fuente del transistor M_1 y V_{SS} como se muestra en la figura 5.11 (e). La parte real de la impedancia de entrada se iguala a 50Ω , la cual está dada por la siguiente expresión.

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s + \omega_T L_s \quad (5-17)$$

Donde ω_T es la frecuencia angular de transición del transistor. A frecuencia típicas de operación del amplificador de la figura 5.11 (e), Z_{in} se ve dominada por C_{gs} , ante esto se conecta un inductor en serie en la entrada como se muestra en la figura 5.11 (f). La impedancia de entrada de

este amplificador está dada por lo siguiente.

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega(L_s + L_g) + \omega_T L_s \tag{5-18}$$

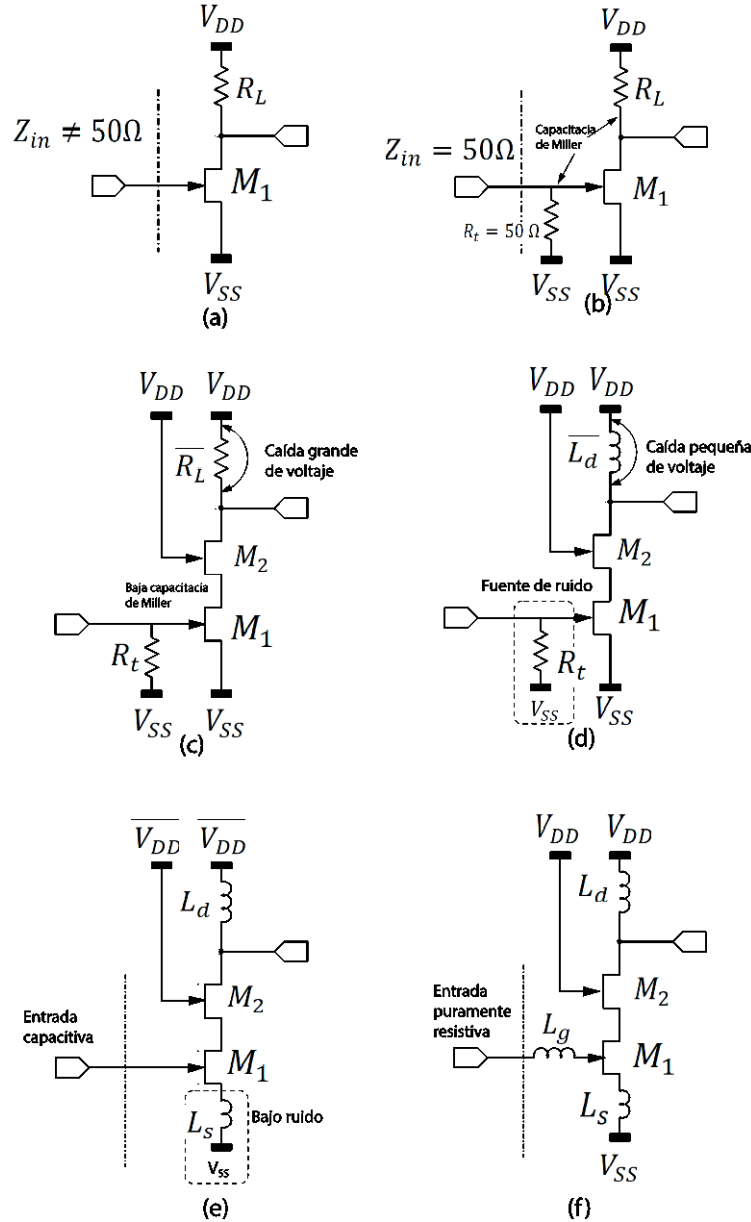


Figura 5. 11 Etapas de diseño de un amplificador de bajo nivel de ruido [21]

Cuando la magnitud los dos primeros términos de la suma de la ecuación 5-18 son iguales se cancelan, por lo que la impedancia de entrada se reduce a

$$Z_{in} = \omega_T L_s \tag{5-19}$$

En principio, estos serían los primeros pasos para el diseño de amplificadores de bajo nivel de

ruido. En el diseño del amplificador se pueden introducir modificaciones para mejorar la estabilidad dinámica, se puede implementar una configuración para que la señal se amplifique en modo diferencial y el ruido de modo común se atenúe, o incluso se pueden desarrollar topologías de amplificadores de bajo nivel de ruido con rechazo de canal imagen [21].

5.2.3 Arquitectura propuesta para el diseño por computadora del receptor de una TDS para estación base

En la actualidad existen diversas arquitecturas de receptores para estación base gracias al desarrollo de los transreceptores definidos por *software*. La arquitectura superheterodina es la más adecuada para aplicaciones de estación base, mientras que la arquitectura homodina para equipos móviles [22]. En los siguientes puntos se presentan las arquitecturas propuestas para el desarrollo de receptor de un TDS.

Receptor de conversión directa, u homodina.

El esquema de este receptor se presente en la figura 5.12, donde la frecuencia de la oscilación local es igual a la frecuencia de la portadora presente en la entrada, esto hace que el espectro se traslade directamente a banda base. En esta arquitectura, la señal en la salida del filtro de RF se amplifica por el LNA, posteriormente pasa por los multiplicadores presentes en las ramas de fase y cuadratura. Como se nota en la figura 5.12, para la selección del canal se requiere solamente de un filtro pasa bajas. Posterior a las etapas del filtro pasa bajas, la señal se digitaliza.

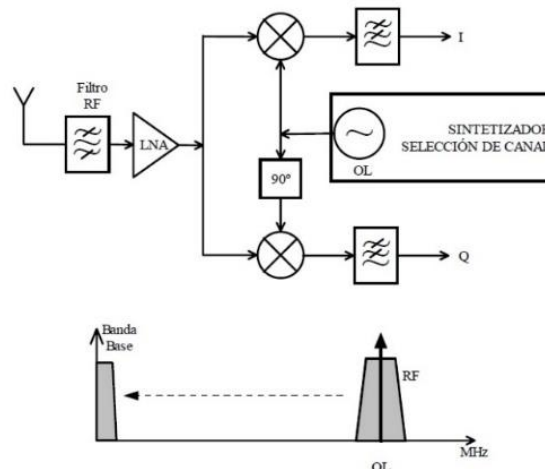


Figura 5. 12 Arquitectura de una receptor homodino [59]

Por sus ventajas (menor costo, menor consumo de potencia, menor tamaño), los receptores de conversión directa se han desarrollado desde hace mucho tiempo. En la práctica, las primeras generaciones estuvieron plagados de varios problemas para su implementación. En la actualidad existen varias técnicas para los receptores de conversión directa lo cual permite usar esta arquitectura con una alta confiabilidad.

Las ventajas de esta arquitectura son [23]:

- Si la implementación se hace con un TDS, es posible desarrollar la mayor parte de receptor de

manera digital.

- Evita el problema de canal imagen.
- La configuración de esta arquitectura requiere de pocos componentes, de esta manera el costo también es bajo. Por otra parte, el consumo de potencia con esta configuración es menor.

Los inconvenientes de esta arquitectura son los siguientes:

- Dado que la señal de RF se traslada directamente a la frecuencia cero, el ruido de baja frecuencia de cada uno de los bloques que conforman las etapas de recepción degradan considerablemente la parte inferior del espectro de la señal.
- Si la implementación es por medio de un TDS ideal, es necesario tener convertidor analógico-digital de muy alta velocidad y alta linealidad para digitalizar a la portadora.
- Cuando la portadora es de alta frecuencia, el diseño del oscilador local se complica y aumenta su costo.
- Es importante mantener un desfase exacto entre la componente en fase y cuadratura para mantener los niveles apropiados de la magnitud del vector de error (EVM).
- Se requiere de un LNA de muy alta linealidad.

Receptor de conversión con FI de baja frecuencia

Esta es una arquitectura alternativa a la de un receptor heterodino, ya que fundamentalmente es similar a ésta. Sin embargo, en el nombre sugiere la elección de un bajo valor para la FI. Como resultado de esta elección, se requieren de algunos cambios fundamentales en la configuración del receptor. Entonces, el enfoque del receptor de conversión de baja frecuencia se puede ver como una arquitectura con características de un receptor heterodino y de un receptor de conversión directa.

La arquitectura de este receptor se muestra en la figura 5.13, en esta figura el espectro se traslada a una señal de baja frecuencia. La señal presente en la antena pasa a través del filtro de RF. En la salida del filtro de RF, la señal se amplifica por el LNA y después se envía a los mezcladores que descomponen a la señal en su componente en fase y cuadratura, en esta etapa el espectro se traslada a una portadora de baja frecuencia. Las componentes en fase y cuadratura presentes en la salida de los mezcladores pasan por un filtro pasa banda para la selección del canal. La señal

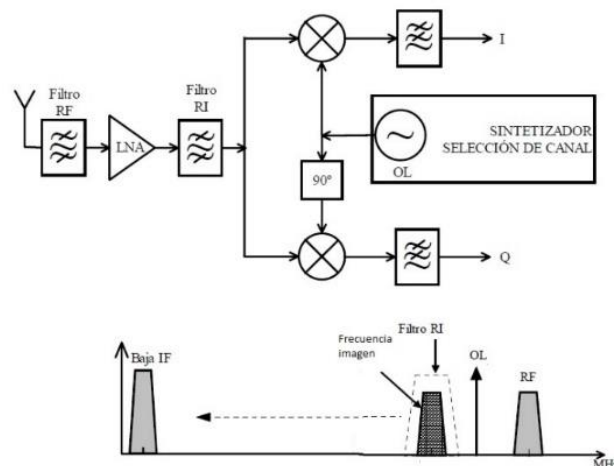


Figura 5. 13 Arquitectura del receptor de conversión con FI de baja frecuencia [23]

en la salida de cada filtro se amplifica y se digitaliza y la conversión a banda base se hace en el ambiente digital.

La elección de la frecuencia a la que se traslada el espectro no es arbitraria, ésta se debe elegir lo suficientemente grande con el fin de evitar el fenómeno de *aliasing* de la señal en banda base. Por lo tanto, se requiere que la elección de la baja frecuencia sea al menos la mitad del ancho de banda de la señal de RF [11].

Las ventajas de esta arquitectura son:

- Posee una cantidad pequeña de componentes, esto se traduce en un menor consumo de energía. Gran parte de los componentes se puede integrar en un circuito.
- Se evita el inconveniente de la conversión directa, por lo que el ruido de baja frecuencia no degrada considerablemente la recepción.
- Relaja los requerimientos de la velocidad del convertidor analógico-digital, cuando la señal se digitaliza después del filtro pasabanda.

Las desventajas de esta arquitectura son:

- Es necesario un filtro de rechazo de la frecuencia imagen (RI) como se muestra en la figura 5.13. Este filtro es muy difícil de diseñar, ya que es diferente para cada uno de los canales de recepción. Esta desventaja se puede corregir reemplazando los filtros pasabanda por un filtro polifásico [11], [23].
- Es necesario tener dos convertidores analógico-digital para digitalizar la componente de fase y cuadratura, respectivamente.
- El ruido de baja frecuencia puede ser un problema, sobre todo si la implementación es con tecnología CMOS.
- En la segunda traslación de frecuencia, los mezcladores pueden ser implementados en el dominio digital, por lo que se requiere de una ADC de muy alto rendimiento para conservar la forma de la señal.

Receptor heterodino con una etapa analógica de traslación de frecuencia

Esta arquitectura se presenta en la figura 5.14. El espectro se traslada a una o varias frecuencias intermedias con el fin de aumentar la selectividad y relajar los requerimientos de linealidad y ganancia de las etapas activas. Para reducir el problema del canal imagen, la traslación de frecuencia se hace muy cercana a la frecuencia de RF. Una segunda etapa de traslación de frecuencia y la traslación a banda base se puede hacer en el ambiente digital. Esta arquitectura, a diferencia de las anteriores, presenta un compromiso entre el número de convertidores analógico-digital y la velocidad de muestreo de la señal. Lo anterior se debe a que la digitalización de la señal se puede hacer después o antes del amplificador de FI [24].

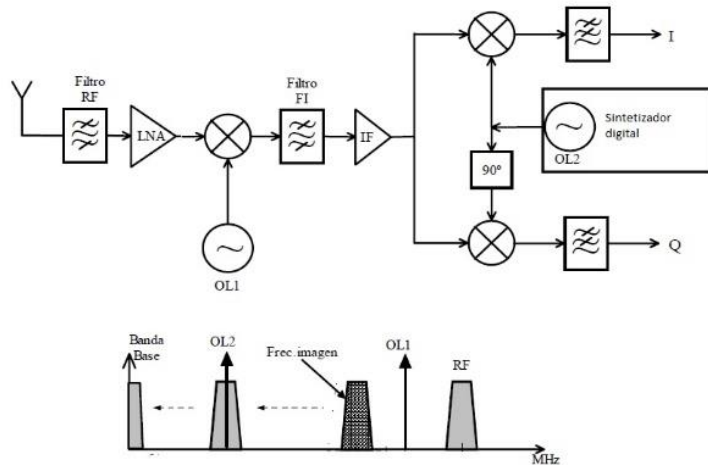


Figura 5. 14 Arquitectura de un receptor heterodino con una etapa analógica de traslación de frecuencia [59]

El flujo de la señal es de la siguiente manera: la señal se recibe en la antena y entonces pasa por el filtro selector de banda (filtro de RF). Posteriormente, la señal se amplifica por el LNA. La señal de RF que se amplifica por el LNA pasa por el mezclador el cual traslada la señal a una primera frecuencia intermedia la cual se filtra y se amplifica, el orden de estos dos últimos procesos dependerá del tipo de mezclador a utilizar (pasivo o activo). A partir de esta etapa, la señal se puede digitalizar y las siguientes etapas de traslación de frecuencia se hacen en el ambiente digital.

Las ventajas de esta arquitectura, hacen que sea la mejor elección para un receptor de estación base, las cuales son las siguientes:

- Es una arquitectura que se le conocen bien sus cualidades
- A pesar de contener más elementos que las arquitecturas anteriores, se puede lograr un consumo bajo de potencia.
- Al tener cuando menos una etapa de traslación de frecuencia, la ganancia total se distribuye en las diferentes etapas, con esto se logra obtener el nivel apropiado dentro del intervalo dinámico del convertidor analógico-digital.
- Se puede lograr una mayor sensibilidad y selectividad comparada con las arquitecturas anteriores.
- El ruido de baja frecuencia no es tan crítico y posibilita implementar un convertidor analógico-digital con una velocidad baja de muestreo.

Los inconvenientes que presenta esta arquitectura son:

- Posee un mayor número de componentes para su integración, y consume mayor nivel de energía.
- El canal imagen puede ser un problema, requiriendo un filtro discreto extra y/o una etapa extra de traslado de frecuencia.

- Si el receptor no es definido por *software*, es difícil diseñar un receptor heterodino multimodo.

5.2.4 Análisis y diseño por computadora de la etapa de recepción de los bloques de RF de un TDS

La arquitectura propuesta para la etapa de RF en la parte de recepción es la de un receptor heterodino con una etapa analógica de traslación de frecuencia. El diagrama se muestra en la figura 5.15. El diseño por computadora de esta etapa de RF se hace con ayuda del programa computacional AWR [25].

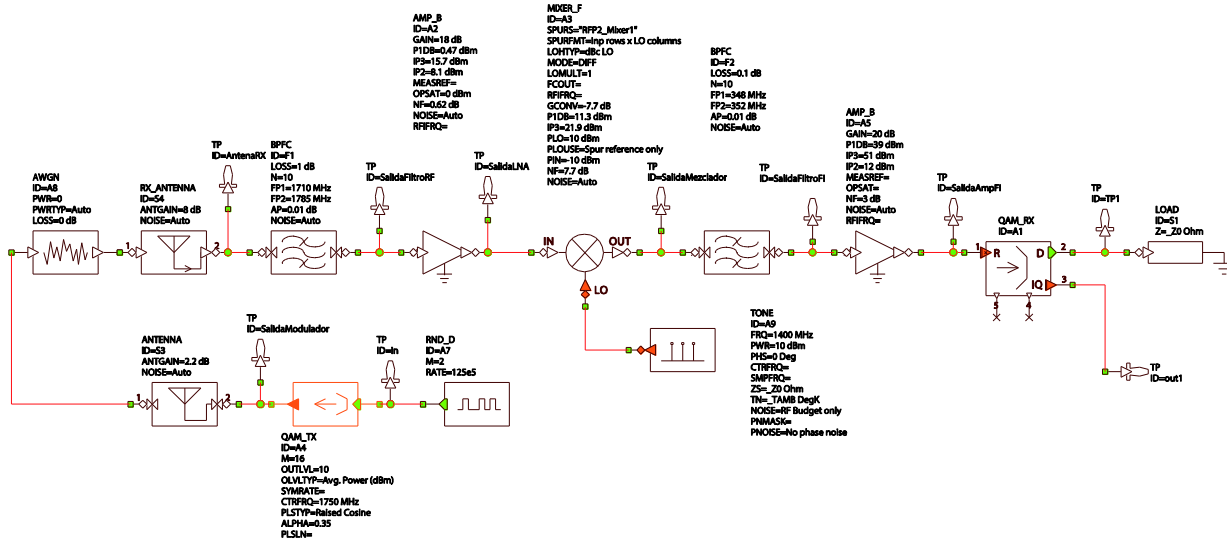


Figura 5. 15 Diagrama a bloques de RF en AWR del receptor

En el estudio por computadora del receptor de la figura 5.15, los bloques que constituyen al receptor modelan el comportamiento de cada etapa de RF. Ante esta característica es posible determinar los parámetros que se pueden manipular para la implementación de un TDS. Los bloques de RF utilizados son los siguientes.

Amplificador

El modelo del LNA que se utiliza en AWR incluye el comportamiento no lineal del amplificador, el cual se describe con un polinomio de 5° orden. En el diseño del transceptor, este bloque se utiliza para establecer el comportamiento del amplificador de bajo nivel de ruido y del amplificador de FI. Los parámetros para modelar el amplificador se enlistan a continuación, donde la ganancia y la potencia de saturación son los parámetros que el *software* permite ajustar.

- **Ganancia.** En el modelo, la ganancia se representa por S_{21} , la cual se calcula con la siguiente ecuación.

$$S_{21} = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} \sqrt{\frac{Z_{outp}}{Z_{inp}}} \tag{5-20}$$

G_{dB} , es la ganancia introducida de dB del amplificador; Z_{outp} y Z_{inp} son las impedancias de salida y de entrada del amplificador, ambas son igual a 50Ω

- **Punto de compresión de ganancia a 1 dB.** En el *software*, este valor se puede introducir como punto de compresión de ganancia a 1 dB en la salida o en la entrada. Si este parámetro no se introduce, el $IP1_{dB}$ es función de $IIP3_{dB}$ y se calcula con la expresión 5-22.

$$IP1_{dB} = IIP3_{dB} - 9.636 \quad (5-21)$$

Donde

$IP1_{dB}$ = punto de compresión de ganancia a 1 dB en la entrada

$IIP3_{dB}$ = punto de intersección de tercer orden en la entrada

El punto compresión de ganancia en la salida se puede calcular con la siguiente expresión.

$$OP1_{dB} = IP1_{dB} + G_{dB} - 1 \text{ dB} \quad (5-22)$$

- **Punto de intersección de tercer orden.** Este valor puede ser $OIP3_{dB}$ o $IIP3_{dB}$. Si estos valores no se introducen, el *software* calcula el $IIP3_{dB}$ al despejar la ecuación 5-21. El $OIP3_{dB}$ se calcula con la ecuación 5-23.

$$OIP3_{dB} = IIP3_{dB} + G_{dB} \quad (5-23)$$

- **Punto de intersección de segundo orden.** Éste se puede introducir como punto de intersección de segundo orden en la entrada o en la salida. Si este parámetro no se introduce se calcula con base a los puntos de intersección de tercer orden.

$$IIP2_{dB} = IIP3_{dB} + 10 \text{ dB} \quad (5-24)$$

$$OIP2_{dB} = IIP2_{dB} + G_{dB} \quad (5-25)$$

- **Figura de ruido.** El factor de ruido en el *software* se expresa con la siguiente ecuación.

$$F = \frac{(kT_0B + N_a)}{kT_0B} \quad (5-26)$$

Donde k es la constante de Boltzmann, T_0 es la temperatura de referencia igual a 290 K, B es el ancho de banda y N_a es la potencia de ruido añadido por el amplificador relativo a la entrada.

A pesar de que el factor de ruido es un valor que se introduce al modelo del amplificador, éste es primordial para calcular la potencia de ruido relativo a la entrada del amplificador, el cual se despeja de la expresión 5-26 y se escribe de la siguiente manera.

$$N_a = (F - 1)kT_0B \quad (5-27)$$

Filtro

El filtro que se utiliza en el diseño, es un filtro pasabanda *Butterworth*. La ventaja de este filtro es que tiene una respuesta plana sobre la banda de paso. Los bloques que se modelan con este filtro son el filtro de RF y el filtro de FI. Los parámetros de importancia son:

- **Pérdidas en la banda de respuesta.** Corresponde a las pérdidas introducidas por el filtro en banda media.
- **Orden del filtro.** Está íntimamente relacionado con la selectividad del filtro.
- **Banda de respuesta.** Éste es el intervalo de frecuencias en el cual el filtro permite pasar la señal con la mínima atenuación.

Mezclador.

Este bloque se modela como un mezclador no lineal. El modelo del mezclador se muestra en la figura 5.16, el cual sólo se analiza en el dominio del tiempo [25]. El reductor y el incrementador de muestras se utilizan internamente para reducir el efecto de *aliasing* debido a la expansión del ancho de banda debido al carácter no lineal del mezclador. Tiene como parámetros no lineales de entrada el punto de intersección de tercer orden y el punto de compresión de ganancia a 1 dB.

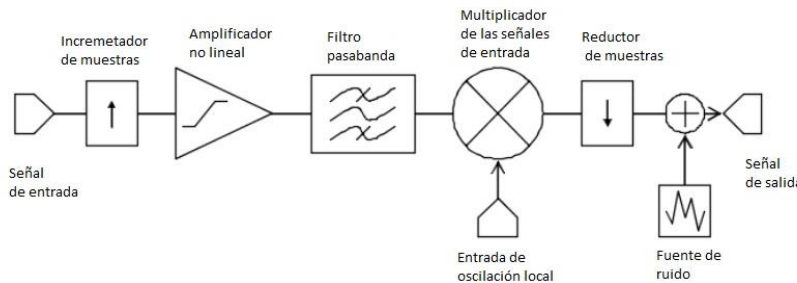


Figura 5. 16 Circuito equivalente de un mezclador en AWR [25]

Los parámetros que se introducen al modelo de mezclador en AWR son los siguientes.

- **Modo de operación.** Determina el modo de operación del mezclador los cuales pueden ser suma o resta. En modo suma, la frecuencia de la señal de salida está dada por la expresión 5-28

$$f_{salida} = f_{OL}LO_{mult} + f_{entrada} \tag{5-28}$$

En modo resta la frecuencia de salida está dada por la ecuación 5-29.

$$f_{salida} = |f_{OL}LO_{mult} - f_{entrada}| \tag{5-29}$$

De las ecuaciones 5-28 y 5-29 f_{OL} es la frecuencia de la oscilación local y LO_{mult} es el factor de multiplicación de la oscilación local para considerar el armónico de interés

- **Ganancia de conversión.** Este parámetro es la diferencia en dB del nivel de potencia la señal

de FI y el de la señal de RF.

El diagrama a bloques de RF del receptor se presenta en la figura 5.15, el cual consiste de un filtro para establecer la banda de recepción, amplificadores de bajo nivel de ruido y alta linealidad, un mezclador y un filtro de FI para la selección del canal. Los parámetros necesarios para el diseño por computadora de esta parte del receptor se pueden obtener, ya sea de especificaciones establecidas en estándares, o de las páginas de Internet de fabricantes. Como inicio del diseño de la parte de RF del receptor se establecen las siguientes consideraciones, las cuales son datos para un receptor de una estación base para LTE [26], [27].

Frecuencia intermedia. La frecuencia de 350 MHz se elige como la FI. Esta FI debe ser al menos dos veces el ancho de banda del receptor para evitar oscilaciones interferentes con frecuencia igual a la mitad de la frecuencia intermedia [12]. La banda a la que se diseña el receptor de 1710-1880 MHz, por lo que el ancho de banda es de 170 MHz, por lo tanto la frecuencia intermedia debe ser mayor a 340 MHz. Con el valor de la FI elegida, se calcula el valor de la frecuencia del canal imagen más próxima a la frecuencia del límite inferior de la banda de operación (1710 MHz). La frecuencia del canal imagen es de 2410 MHz, para un filtro *Butterworth* de orden 10 y con frecuencia central en 1795 MHz, la componente de 2410 MHz está fuera de banda y tiene una atenuación mayor a 85 dB [28]. Portadoras dentro de la banda de respuesta del filtro de RF y mayores a 1710 MHz, tendrán frecuencias de canal imagen mayores a 2410 MHz y estarán más alejadas de la banda de respuesta del filtro de RF.

Sensibilidad y factor de ruido. El valor máximo de la figura de ruido que se establece en los estándares es aproximadamente 5 dB, pero en la práctica el valor puede ser menor, un buen valor que se considera es de 2 dB [26]. En el estándar 3GPP de estaciones base para LTE [29], se establecen los nivel de referencia de sensibilidad de diferentes tipos de estación base, las cuales van de -106.8 dBm a -93.5 dBm. En [27] y [30], se sugiere que el nivel de referencia de la sensibilidad en el receptor sea de -107 dBm.

Punto de intersección de tercer orden y punto de compresión de ganancia a 1 dB. Punto de intersección de tercer orden en la entrada (*IIP3*) de un receptor se puede calcular con la siguiente ecuación [31].

$$IIP3_{dB} = \frac{3P_{interferencia} - P_{IMD3,ent}}{2} \quad (5-30)$$

Donde $P_{interferencia}$ es la potencia de la señal de interferencia, $P_{IMD3,ent}$ es la potencia del producto de intermodulación de tercer orden referida a la entrada. Los productos de intermodulación de tercer orden pueden caer dentro de la banda y se suman al ruido existente. $P_{IMD3,ent}$ se calcula con la siguiente expresión [32].

$$P_{IMD3,ent} = 10 \log \left(10^{\frac{N_{min}+M}{10}} - 10^{\frac{N_{min}}{10}} \right) - SINR_{dB} \tag{5-31}$$

Donde

N_{min} = potencia de ruido de piso en dBm

M = margen de incremento del ruido dB

$SINR_{dB}$ = relación señal a interferencia más ruido

Un valor típico de la $SINR_{dB}$ en receptores de estación base para LTE es de -7 dB [26]. Los valores de la potencia de ruido de piso y el margen de incremento de ruido dependen del ancho de banda del canal, estos valores se registran en la tabla 5.2 [32]. El nivel máximo de la potencia media de la señal de interferencia se describe en el estándar 3GPP TS 36.104 y para una estación base de rango medio (microcelda), el valor correspondiente es de -47 dBm [29].

En la tabla 5.2 se presentan los datos necesarios para el cálculo de $IIP3$ para los distintos anchos de banda utilizados en LTE. En este caso el valor de $IIP3$ = -23.35 dB correspondiente al ancho de banda de 1.4 MHz, y es el que determinará la linealidad requerida del receptor de estación base. Un receptor con un punto con un $IIP3$ mayor a -23.35 dB cubrirá los requerimientos de linealidad para los canales con ancho de banda de 3, 5, 10, 15 y 20 MHz.

Tomando en cuenta el valor de $IIP3$ = -23.35 dBm y usando la ecuación 5-21, el punto de compresión de ganancia a 1 dB del receptor debe ser igual a -32.98 dBm.

Ancho de banda [MHz]	$SINR$ [dB]*	N_{min} [dBm]*	M [dB]*	$P_{IMD3,ent}$ [dBm]	$P_{interferencia}$ [dBm]**	$IIP3$ [dBm]
1.4	-7	-113	12	-94.28	-47	-23.35
3	-7	-109	9	-93.58	-47	-23.70
5	-7	-98	6	-86.25	-47	-27.37
10	-7	-95	6	-83.25	-47	-28.87
15	-7	-93	7	-79.96	-47	-30.51
20	-7	-92	9	-76.58	-47	-32.20

Tabla 5. 2 Calculo del punto de intersección de tercer orden en la entrada, * datos obtenidos de la referencia [32] y ** datos obtenidos de la referencia [29]

Ganancia. En el estándar 3GPP TS 36.104 se describen las pérdidas por propagación para determinar el tamaño de la estación base. En una microcelda el valor máximo de las pérdidas permitidas es de 53 dB [29].

En los actuales esquemas de modulación y acceso al medio, la información se transmite en portadoras que requieren de una alta relación potencia pico a potencia promedio. La ecuación 5-30 describe que los requerimientos de linealidad crecen si la $SINR$ aumenta, y como ésta depende del tipo de modulación y del factor de ruido del receptor, los valores de la $IIP3$ llegan a ser mayores que los obtenidos en la tabla 5.2. Como ejemplo, se muestran los resultados por simulación del diagrama

a bloques de la figura 5.15. Los parámetros de cada bloque se presentan en la tabla 5.3, los cuales se tomaron del diseño con CMOS de un receptor para estación base [33].

Parámetro	Amplificador de bajo nivel de ruido	Mezclador	Amplificador de FI	Receptor
Ganancia [dB]	21	-7.7	16	33.2
NF [dB]	2.7	7.7	1.2	5.8
$IP1dB$ [dBm]	-4.5	11.3	7.5	-9
$IIP3$ [dBm]	1	21.9	18.5	0.4

Tabla 5. 3 Parámetros del diseño del receptor heterodino documentado en [33]

El sistema a simular se describe de la siguiente manera. Se transmite una señal modulada con modulación multinivel (16-QAM) a una frecuencia de 1750 MHz, este tipo de modulación requiere de una alta relación potencia pico a potencia promedio por lo que estos bloques deben ser altamente lineales. Se transmite con una tasa de 12 Mbps en un ancho de banda de 3 MHz. La señal modulada se propaga sobre un canal con ruido gaussiano blanco y aditivo, el canal presenta pérdidas de 53 dB. En la banda de recepción de 1800 en LTE, se asigna el intervalo de frecuencias de 1710-1785 MHz [29]. Un duplexor apropiado para esta banda se presenta en [28], las pérdidas en la banda de paso es de 1 dB con una variación de 0.5 dB. El amplificador de bajo nivel de ruido, el mezclador y el amplificador de FI se modelan con los parámetros que se reportan en la tabla 5.3. El oscilador local puede ser un sintetizador, el cual se controla mediante *software*, ajustando el valor de frecuencia al valor de la frecuencia de la portadora menos 350 MHz. Los valores de frecuencia del sintetizador están en el intervalo de 1360-1435 MHz. El ancho de banda del filtro de FI es de 20 MHz, que es el máximo ancho de banda asignado a una señal en LTE, su frecuencia central es de 350 MHz y las pérdidas en la banda de paso de 1.5 dB. Los resultados por simulación de los puntos de intersección de tercer orden, ganancia y de la figura de ruido se muestran en la figura 5.17.

En la figura 5.17 (a) se muestra los puntos de intersección de tercer orden de entrada y salida ($IIP3$, $OIP3$) en función de las características de cada uno de los bloques presentes en el receptor. Inicialmente el valor del $IIP3$ en la etapa del amplificador de bajo nivel ruido es de 1.29 dBm, para las etapas posteriores este valor disminuye. En la etapa del amplificador de FI el valor del $IIP3$ llega a -2.39 dBm que es menor al valor que se reporta en la tabla 5.3 (0.4 dBm).

En la figura 5.17 (b) se muestra los valores de los puntos de compresión de ganancia a 1 dB en función de las características de los bloques del receptor. Como el $IIP3$ y el $IP1dB$ se relacionan de manera lineal en escala logarítmica, la curva del $IP1dB$ presenta el mismo comportamiento que la del $IIP3$. En esta curva, en la etapa final que es la del amplificador de FI, se tiene un valor de $IP1dB$ de -11.54 dBm. Este valor es 2.54 dB menor al valor que se reporta en la tabla 5.3 (-9 dBm). Para alcanzar los requerimientos de linealidad es indispensable seleccionar los bloques con puntos de

intersección de tercer orden de mayor valor.

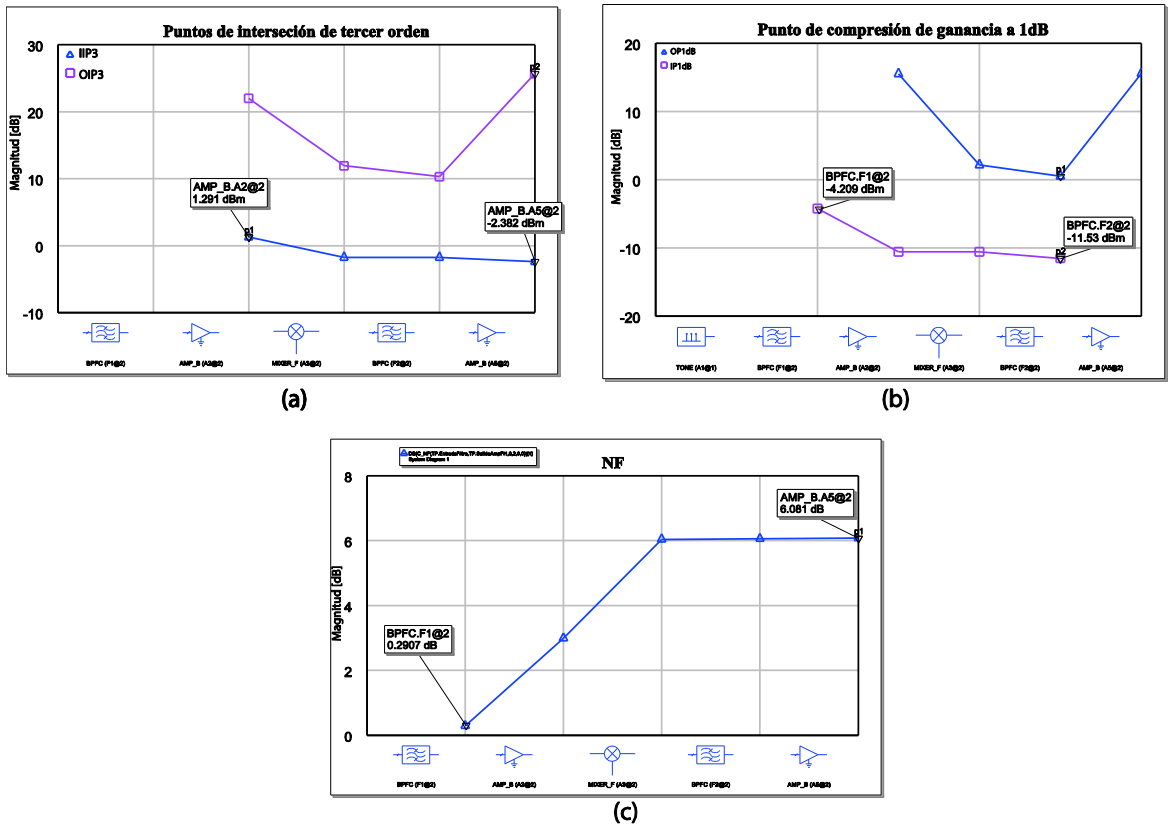


Figura 5. 17 Resultados por simulación de las etapas de un receptor CMOS, (a) IIP3 y OIP3, (b) IP1dB y OP1dB, (c) figura de ruido

En la figura 5.17 (c) se muestra la figura de ruido en función de las características de cada una de las etapas en cascada del receptor. En esta curva, la figura de ruido es de 0.29 dB en la etapa del filtro de RF, en las etapas posteriores la figura de ruido crece hasta tomar un valor máximo de 6.08 dB. Este valor es muy cercano al que se reporta en la tabla 5.3 (5.8 dB). Para reducir este nivel a la figura de ruido requerida (5 dB) es necesario considerar en la entrada un amplificador de bajo nivel ruido con un factor de ruido aún más bajo.

En la figura 5.18 se muestra el espectro en entrada del amplificador de FI y en su salida, al observar ambos espectros se encuentra que el de salida del amplificador de FI se ensancha. Este ensanchamiento se debe a los productos de intermodulación de tercer orden y de quinto orden.

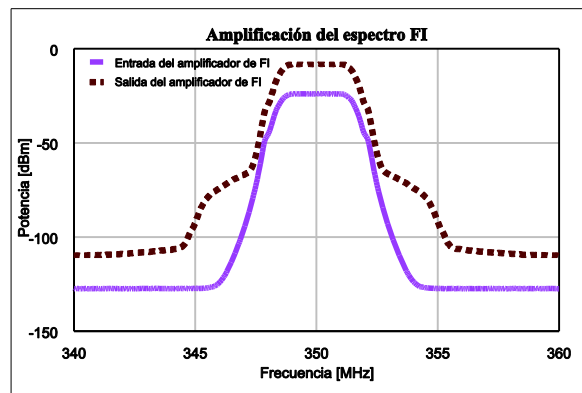


Figura 5. 18 Espectro de la señal en la entrada y salida del amplificador de FI con los parámetros de la tabla 5.3

La tecnología CMOS de este receptor que

se usó como base para la simulación presenta una alta eficiencia en consumo de potencia, su alta escala de integración permite desarrollar procesadores de señal que operan arriba de 1 GHz, esto posibilita una mayor compatibilidad con los bloques analógicos que se construyen de esta misma tecnología [34]. A pesar de esto, la tecnología CMOS no es la más adecuada para la aplicación bajo estudio. En el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido, los HEMT de InP presentan grandes ventajas sobre los CMOS. Los HEMT al igual que los CMOS tienen un consumo bajo de potencia y se pueden alimentar un voltaje de 0.5 V [35], operan a una mayor frecuencia y tienen una menor figura de ruido, incluso que los HBT de InP [15] [36].

Una manera de mejorar el diseño anterior es utilizar un LNA de GaAs o InP, ambos presentan factores ruido menor a 1 dB [37]. Para reducir el factor de ruido del receptor anterior, se opta por un LNA con tecnología pHEMT de GaAs, un modelo comercial se presenta en [38] y su serie es SKY67100-396LF. El LNA opera en el intervalo de frecuencias de 1.2 a 3 GHz y es apto para cumplir los estándares de telefonía celular. La figura de ruido a la frecuencia de 1.75 GHz es de 0.62 dB. Para esta misma frecuencia, el punto de intersección de tercer orden en la entrada es de 15.7 dBm y el punto de compresión de ganancia a 1 dB en la entrada corresponde a 0.47 dBm, la ganancia es de aproximadamente 18 dB.

Para reducir la dispersión del espectro que se presenta en la figura 5.18, se pueden emplear amplificadores construidos de HEMT de GaN. Amplificadores con estos semiconductores son más lineales que los CMOS. Un ejemplo para este amplificador se reporta en [39] y sus características son las siguientes. Frecuencia de operación es de 250 MHz a 3GHz, la figura de ruido es de 3 dB, el punto de intersección de tercer orden en la salida es de 51 dBm, y el punto de compresión de ganancia a 1dB en la salida es de 39 dBm y la ganancia es de 20 dB. Los parámetros del receptor mejorado se muestran la tabla 5.4 y los resultados por simulación se presentan en la figura 5.19.

Parámetro	Amplificador de bajo nivel de ruido	Mezclador	Amplificador de FI	Resultado por simulación
Ganancia [dB]	18	-7.7	20	30.3
NF [dB]	0.62	7.7	3	4.29
$P1dB$ [dBm]	0.47*	11.3*	39**	-7.17*
$IP3$ [dBm]	15.7*	21.9*	51**	3.87*

Tabla 5. 4 Parámetros para la mejora del ruido y la linealidad del receptor, * puntos en la entrada y ** puntos en la salida

En la figura 5.19 (a) se presentan las gráficas de los puntos de intersección de tercer orden de entrada y salida en función de los bloques del receptor. En esta figura se observa que el $IIP3$ en la etapa del amplificador de FI es de 3.87 dBm. Este valor es 6 dB mayor que el valor que se obtiene con el receptor de CMOS.

En la figura 5.19 (b) se presentan las curvas obtenidas por simulación de los puntos de

compresión de ganancia a 1 dB de entrada y salida en función de los bloques del receptor. En la etapa del amplificador de bajo nivel de ruido, es de 0.74 dBm, este valor se reduce en las siguientes etapas y finalmente en la etapa del amplificador de FI es de -7.15 dBm. Al comparar este valor con el que se obtiene con el receptor de CMOS, se obtiene una mejora de 3 dB.

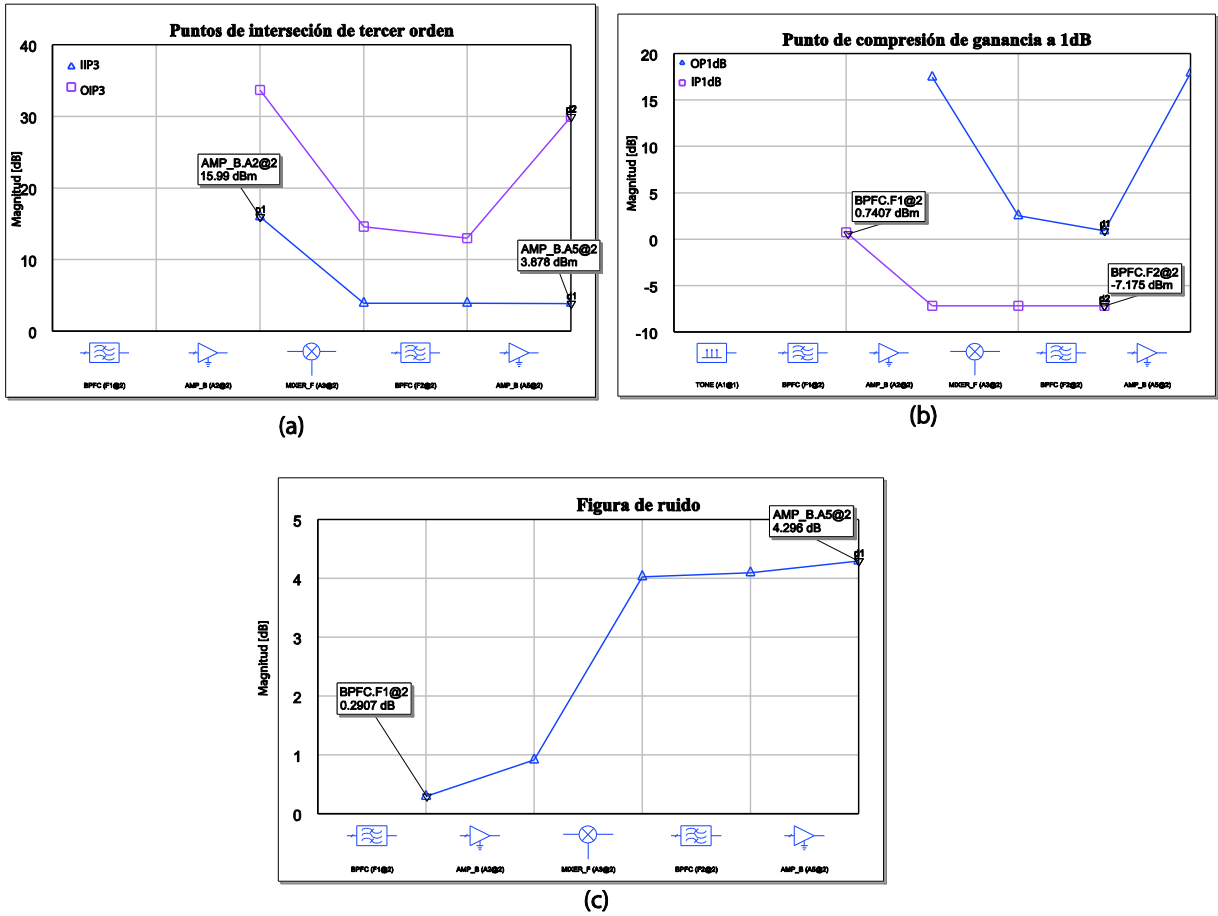


Figura 5. 19 Resultados por simulación de las etapas de un receptor CMOS, (a) IIP3 y OIP3, (b) IP1dB y OP1dB, (c) Figura de ruido

En la figura 5.19 (c) se presenta la figura de ruido en función de los bloques del receptor. Inicialmente en la etapa del amplificador de bajo nivel de ruido la figura de ruido es de 0.29 dB, en las siguientes etapas la figura de ruido incrementa hasta llegar a un valor de 4.29 dB. Este receptor presenta un buen diseño para aplicaciones de LTE debido a que presenta una figura de ruido debajo de 5 dB.

Al mejorarse lo requisitos de linealidad para el amplificador de FI, el ensanchamiento del espectro en

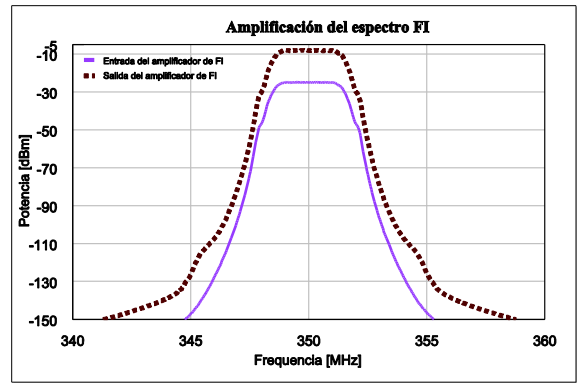


Figura 5. 20 Espectro en la entrada y salida en la etapa de amplificación de FI para un amplificador de GaN

su salida se reduce, existe una ligera distorsión no lineal pero no es tan grande como la que introduce el amplificador de FI del receptor de CMOS. Esta mejora se muestra en la figura 5.20, al observar el espectro en la entrada y en la salida del amplificador de FI, en la figura se aprecia que el ensanchamiento se reduce al compararse con el espectro de la figura 5.18.

5.3 Características y requerimientos del bloque de RF en la trayectoria de transmisión de un TDS para estación base

El transmisor de un TDS para estación base debe soportar varios estándares y varias bandas de frecuencias. Muchos de éstos emplean el duplexaje por división de frecuencia, en donde el transmisor está activo mientras se procesa la señal que se recibe. El transmisor emite, además de la portadora deseada, ruido fuera de banda. Este ruido se amplifica antes del duplexor como se muestra en la figura 5.21. Como la selectividad del receptor no es infinita, el ruido fuera de banda se presenta en la entrada del receptor degradando su sensibilidad. Tradicionalmente, este ruido que genera el transmisor se filtra mediante un filtro pasabanda (SAW) que se ubica entre el amplificador excitador y el amplificador de potencia. Este bloque extra incrementa el peso, volumen y costos e incluso reduce la flexibilidad, es atractivo evitar este filtro entre las etapas de los amplificadores, lo cual exige requerimientos muy estrictos de ruido que se genera fuera de la banda en el transmisor.

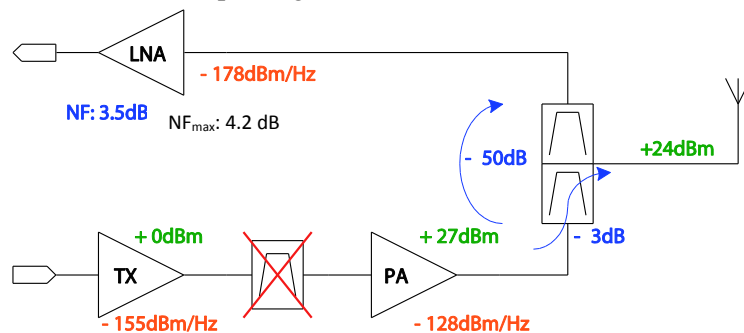


Figura 5. 21 Etapas en el transceptor para la estimación de la CNR en el transmisor

La especificación de relación portadora a ruido (CNR) en el amplificador excitador del transmisor se define considerando al transceptor completo. En la figura 5.21 se muestra el ejemplo de un escenario en donde el receptor tiene una figura de ruido de 3.5 dB y la degradación máxima aceptable es cuando se alcanza una figura de ruido de 4.2 dB. La densidad de potencia de ruido fuera de banda en el transmisor que es aceptable en la entrada del receptor para un NF de 4.2 dB es de -178 dBm/Hz [3]. Si el duplexor tiene un aislamiento de 50 dB, el ruido fuera de banda máximo en la salida del amplificador de potencia debe ser de -128 dBm/Hz. Un amplificador de potencia que presenta una ganancia de 27 dB, el ruido máximo fuera de banda del amplificador excitador debe ser de -155 dBm/Hz (si el filtro pasabanda se omite). Si se requiere de una potencia de salida de 24 dBm

en la antena y el duplexor presenta pérdidas de 3 dB en la banda de transmisión, la potencia RMS en la salida del amplificador excitador es de 0 dBm, y la CNR requerida es de -155 dBc/Hz. De este análisis, es claro que el requerimiento final de la CNR en el transmisor depende de un conjunto de factores, tales como: el aislamiento del duplexor, figura de ruido del receptor, degradación máxima de la relación señal a ruido que se puede permitir en el receptor.

5.3.1 Parámetros que caracterizan el desempeño del transmisor de un TDS

Los parámetros que caracterizan el rendimiento de un transmisor para estación base son los siguientes.

Oscilaciones no deseadas fuera de banda

Éstas son las señales no deseadas que están presentes fuera del ancho de banda del canal [40].

La contribución principal del ruido fuera de banda en el transmisor se da por el convertidor de frecuencia de banda base a FI. Para limitar esta contribución, el ruido fuera de banda de la señal pasa bajas tiene que ser intrínsecamente baja o filtrados antes de trasladar el espectro [3].

Productos de intermodulación

Los productos de intermodulación más críticos están presentes en la salida del amplificador de potencia. El requisito de intermodulación en el transmisor es una medida del ensanchamiento del espectro de la portadora modulada.

En una estación base de LTE se establece una relación portadora a producto de intermodulación de 30 dBc [29], este mismo valor se aplica para el estándar UMTS en la que considera canales con anchos de banda de 5 MHz, 10 MHz y 15 MHz [40].

Ancho de banda de ocupación.

El ancho de banda del transmisor es el intervalo de frecuencias que contiene un porcentaje específico de la potencia radiada. Para una estación base UMTS el ancho de banda que se ocupa por la señal debe ser menor a 5 MHz y debe contener el 99.5 % de la potencia radiada. LTE es un sistema adaptivo que presenta anchos de banda variables, los cuales son 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz [29].

Magnitud del vector de error (EVM)

Ésta es una medida de la calidad de la modulación y la característica de error que se produce en una señal con distorsión en sistemas inalámbricos complejos. Las mediciones del EVM se hacen con modulaciones multinivel tales como M-PSK, QPSK y M-QAM, que se utilizan en sistemas celulares 4G, en donde la modulación M-QAM se combina el multiplexaje por división de frecuencia ortogonal (OFDM) [41].

Matemáticamente, para un símbolo dado, el EVM se expresa con la ecuación 5-32 [42], [11].

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |Z(i) - R(i)|^2}{\sum_{i=1}^M |R(i)|^2}} \quad (5-32)$$

Donde

Z = señal medida

R = señal de referencia (ideal)

M = número de mediciones

Para medir el EVM se necesita comparar los símbolos reales con los símbolos ideales en el diagrama de constelación y calcular el vector de error como se muestra en la figura 5.22 (a). El símbolo real tendrá una fase y una amplitud diferente comparados con los puntos en la constelación que expresan los puntos ideales y la separación entre estos dos puntos determina el vector de error como se muestra en la figura 5.22 (b).

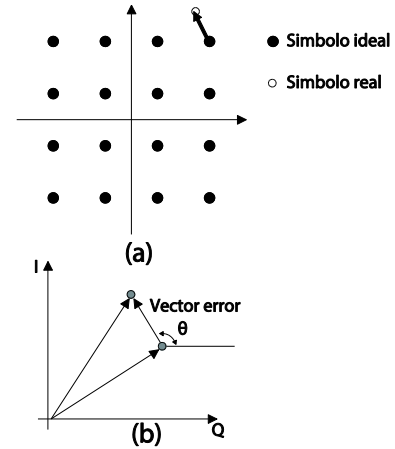


Figura 5. 22 Representación del concepto de EVM para un diagrama de constelación con modulación 16-QAM, (a) comparación entre el símbolo ideal y el real y (b) representación del vector de error

Los factores principales que impactan en el EVM son [43]:

- La componente en fase y cuadratura I/Q no están completamente balanceados.
- El ruido aditivo que se introduce a la señal.
- Las distorsiones no lineales que degradan a la señal que se transmite.
- El ruido de fase y el error de frecuencia que introduce el sintetizador.

Relación potencia pico a potencia promedio (PAR), linealidad y eficiencia

Las terminales de estación base soportan múltiples estándares de varios usuarios, en estaciones base para 4G se emplea la modulación multiportadora OFDM [44].

En general una señal con amplitud variable complica el diseño del transmisor y el grado de complejidad dependerá de la medida de variabilidad de la amplitud de la portadora. Esta medida se puede cuantificar mediante la relación de potencia pico a potencia promedio, o PAR (por sus siglas en inglés), matemáticamente se expresa con la ecuación 5-33. El rendimiento del sistema dependerá de la distribución de probabilidad de la aparición de los picos, así como de la linealidad del transmisor [11].

$$PAR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\max[x(t)x^*(t)]}{E[x(t)x^*(t)]} \right) \tag{5-33}$$

Donde $x(t)$ es la suma de K portadoras dada por la expresión 5-34 y $x^*(t)$ es su complejo conjugado.

$$x(t) = \sum_{i=0}^{K-1} e^{j\frac{2\pi t}{T}} \quad (5-34)$$

Las señales empleadas en OFDM, son de envolvente variable. Con la expresión 5-33 y 5-34, en un sistema OFDM, el valor de la potencia pico a potencia promedio es de 17 dB [11] y [45].

Para reducir la distorsión no lineal, el transmisor tiene que evitar los recortes de la señal. Con el fin de lograr esto, el amplificador de potencia se diseña para tener una compresión mínima a la potencia pico de la señal. Sin embargo, la mayor parte del tiempo, el amplificador de potencia transmite una señal que es 17 dB más pequeña que la potencia pico. Para un amplificador de potencia clase A, que alcanza una eficiencia de potencia máxima del 50% [46], la mejor eficiencia (η) en condiciones de operación sería menor al 7%.

$$\eta \leq \frac{50}{7} \approx 7\% \quad (5-35)$$

Eficiencia de la potencia agregada (PAE)

A diferencia de un amplificador de bajo nivel de ruido, un amplificador de potencia resalta su diseño en los parámetros específicos como compresión de potencia, productos de intermodulación de tercer orden, potencia de saturación y eficiencia de la potencia agregada (PAE por sus siglas en inglés). En estaciones base, una importante parte de la potencia que se consume se debe al amplificador de potencia. Por esta razón el amplificador de potencia debe tener la PAE más grande posible.

$$PAE = \frac{P_{salRF} - P_{entRF}}{P_{DC}} \cdot 100\% \quad (5-36)$$

Donde P_{entRF} y P_{salRF} son la potencia de RF de entrada y salida respectivamente y P_{DC} es la potencia total de corriente continua.

5.3.2 Semiconductores para el diseño del amplificador de potencia de un Transceptor Definido por Software para estación base

Un amplificador de potencia es elemento clave en el diseño de un sistema de comunicación. Para minimizar la interferencia y el ensanchamiento del espectro, el amplificador de potencia debe ser de alta linealidad. Un diagrama a bloques de un amplificador de potencia para estación base se muestra en la figura 5.23, el cual consiste de un transistor principal (MOSFET, LDMOS, BJT, HBT o HEMT) y redes de acoplamiento.

Para lograr los requerimientos de alta linealidad y eficiencia, se optan por usar los mejores transistores; esto dependerá de la aplicación, ya que para algunas de éstas, el bajo costo, consumo pequeño de energía y el menor tamaño son las características importantes. Existen cuatro clase de

semiconductores para el desarrollo de amplificadores de potencia para su uso en estaciones base: MESFET, HBT, LDMOS y HEMT [18], [47] y [48].

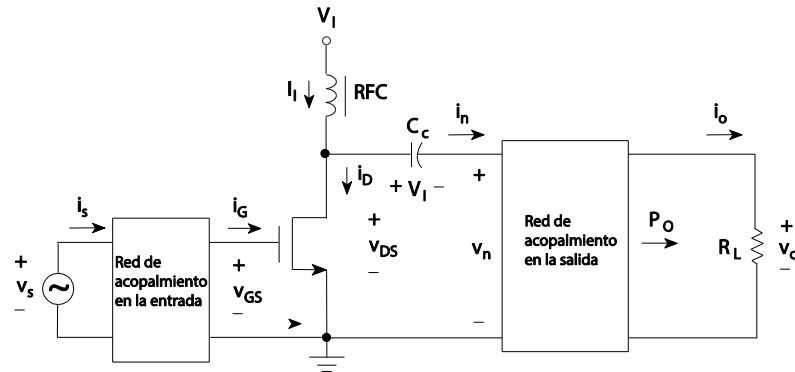


Figura 5. 23 Modelo de un amplificador de potencia

La tecnología más madura para aplicaciones de potencia son los MESFET, aunque no necesariamente son la mejor opción. Esto se debe a que presentan una longitud de compuerta pequeña en altas frecuencias, lo que se traduce en un espesor de canal más pequeño y su capacidad de conducir densidades altas de corriente se reduce [18]. A pesar de estas limitaciones, los MESFET presentan características de potencia razonables de 0.53 W/mm a 18 GHz, con un tamaño de compuerta de 600 μm [18].

Los HBTs a diferencia de los MESFETs pueden operar a más alta frecuencia con una alta eficiencia de potencia agregada. Esta tecnología ofrece mayores voltajes de ruptura y una buena uniformidad en el voltaje de umbral, su desventaja de mayor importancia está relacionada a su calentamiento. Cuando una señal grande pasa a través de un HBT se presenta un efecto de auto calentamiento que se genera entre la unión base-emisor [49]. El rendimiento típico que se logra con un HBT de GaAs es de 10 $\text{mW}/\mu\text{m}^2$ a 10 GHz y 4 $\text{mW}/\mu\text{m}^2$ a 25 GHz [18]. La universidad de Michigan reporta un HBT de InP con un rendimiento de 1.4 $\text{mW}/\mu\text{m}^2$, y una PAE de 43%. Los HBTs basados de InP ofrecen una solución más atractiva en términos de ganancia y eficiencia que los MESFET.

Los transistores LDMOS han sido la tecnología dominante para aplicaciones de alta potencia en radiofrecuencia. Su mayor rendimiento se aprecia en aplicaciones a frecuencias inferiores a 3 GHz, para amplificadores de clase AB. El LDMOS de Si es una tecnología que tiene muchas ventajas tales como una alta ganancia de potencia, alta eficiencia de RF, excelente linealidad, robustez, necesita de una sola fuente de alimentación y presenta una inherente y mejor estructura térmica [50]. Ante estas características, gran parte de la tecnología LDMOS ha sustituido a la tecnología bipolar de Si en amplificadores de potencia de estaciones base. El principal problema de la tecnología LDMOS se centra en los electrones que se inyectan sobre el óxido caliente en la compuerta, esto causa un cambio

en el voltaje de umbral y al cambiar éste, la corriente de drenaje también cambia. Esto, a su vez, afecta a la ganancia, potencia de salida y la linealidad del amplificador [51].

Una solución para el desarrollo de amplificadores a alta frecuencia es el uso de la tecnología HEMT. La función principal de los HEMTs es que los electrones que se sitúan en la unión de dos bandas prohibidas diferentes, se mueven a una más alta velocidad comparados con los electrones que se sitúan en un semiconductor que se dopa de una manera convencional. Los HEMTs se pueden fabricar de InP, GaAs o GaN, el último material ofrece una densidad de potencia mayor que el GaAs o el InP, por lo tanto puede operar a un nivel de potencia mayor. Los HEMT de GaN presentan una densidad de potencia entre 10 a 20 veces mayor que los HEMTs de GaAs [52]. Los HEMT de GaN tienen una alta eficiencia porque pueden operar a un alto voltaje (24-35V), comparada con los HEMT de GaAs (5-8V). Por otra parte los HEMT de GaN que se construyen sobre sustratos de SiC que tienen una conductividad térmica 10 veces más alta que los HMET de GaAs, esto permite que los HEMTs de GaN puedan trabajar a más altas temperaturas sin necesidad de disipadores tan robustos, por lo que el diseño del amplificador de potencia con esta tecnología sea más compacto [53].

Los HEMTs de GaN han sido introducidos, recientemente, para cubrir los requisitos de eficiencia y linealidad que se requieren en transmisores de estaciones base para WCDMA [54], y para los de LTE [55]. Debido a que los HEMTs de GaN presentan las mejores características que las tecnologías antes descritas, son los principales candidatos para el diseño de amplificadores de potencia para estación base.

5.3.3 Arquitectura propuesta para el diseño por computadora del transmisor de una TDS para estación base

Para mantener compatibilidad con el receptor y facilitar el diseño, la arquitectura propuesta para el diseño del TDS es la arquitectura heterodina. La figura 5.24 (a) muestra la arquitectura de un transmisor heterodino, que se adapta fácilmente a un transreceptor definido por *software*. De la capa de red del modelo se obtienen el flujo de bits a transmitir codificados, en el ambiente digital se realiza la modulación y se elige la técnica de acceso al medio el cual dependerá del tipo estándar, en esta misma etapa se traslada el espectro a un frecuencia intermedia. La modulación también se puede hacer en el ambiente analógico como se muestra en la figura 5.24 (b). La desventaja de esta configuración es que en el ambiente analógico es muy complicado hacer la pre-distorsión de la señal modulada. Para relajar los requisitos de ganancia del amplificador de potencia es conveniente que el mezclador sea activo, de otro modo, se coloca una etapa de preamplificación en la salida del mezclador. El filtro en la salida del mezclador selecciona la señal de RF, ésta se filtra y pasa por el amplificador de potencia.

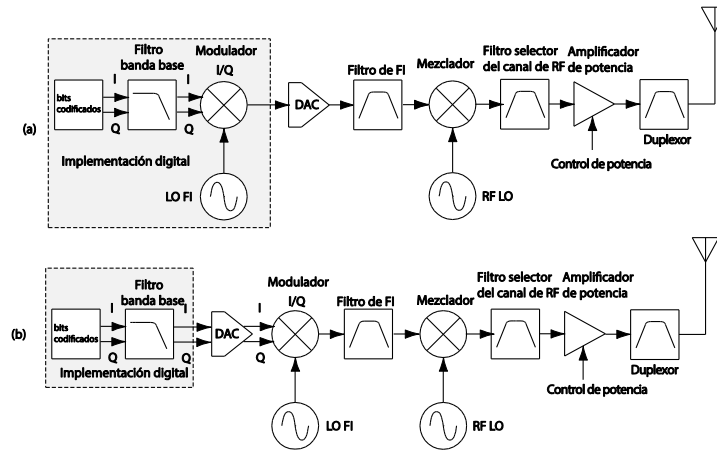


Figura 5. 24 Arquitectura de un transmisor heterodino, (a) modulación en el ambiente digital y (b) modulación en el ambiente analógico

5.3.4 Análisis y diseño por computadora de los bloques de RF de un TDS

Como parte del diseño por computadora se hace un análisis de un transmisor heterodino con la segunda etapa de traslación de frecuencia analógica. El diagrama a bloques del transmisor heterodino se muestra en la figura 5.25, el diseño por computadora se hace en el programa de diseño y simulación AWR.

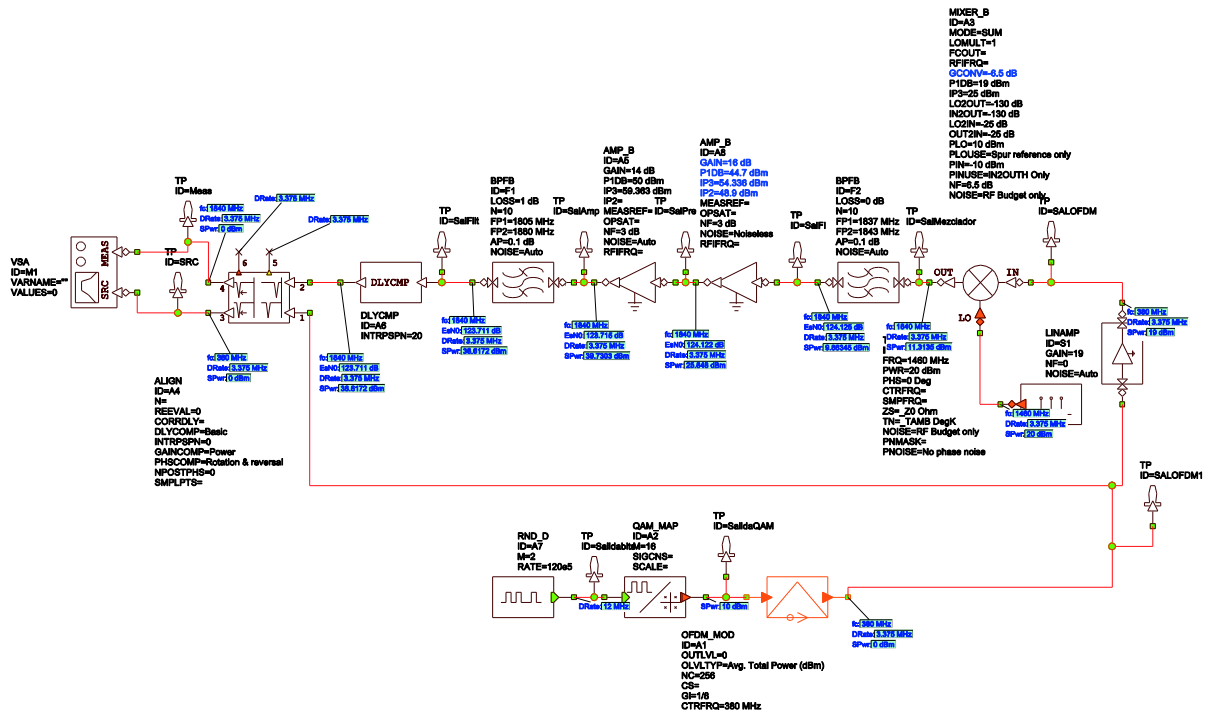


Figura 5. 25 Diagrama a bloques de RF en AWR del transmisor

Como parte del funcionamiento de un transmisor de un TDS, se seleccionó OFDM como técnica de acceso al medio, en el diagrama a bloques de la figura 5.25, debido a que es la que se utiliza para el enlace de bajada entre la estación base y el equipo móvil [29]. La técnica OFDM se hace de

la siguiente manera: se simulan un flujo de bits en los cuales se contiene la información codificada y lista para transmitir, la tasa de bits que se utiliza es de 12 Mbps para que al emplear una modulación 16-QAM se tenga un ancho de banda de 3 MHz. Después de la generación de los bits se realiza el mapeo para la modulación 16-QAM. La idea de OFDM es dividir el espectro en un gran número de subportadoras ortogonales para el envío de datos, ante esto, la información se divide en flujos de datos paralelos cada uno con una subportadora ortogonal asignada. En el transmisor de la figura 5.25 todo este proceso se hace después del mapeo 16-QAM, el cual en el *software* de simulación se conoce como “modulador OFDM”. Para un ancho de banda de 3MHz el número de subportadoras a utilizar es de 256 [56], el número de subportadoras es un número de potencia 2 debido a que se utiliza el algoritmo de la transformada inversa de *Fourier* para hacer la asignación de las subportadoras. En el “modulador OFDM” se hace la traslación del espectro a una frecuencia intermedia.

En esta arquitectura de TDS, la conversión digital-analógica de la señal se hace después de la traslación del espectro a la frecuencia intermedia y posteriormente se utiliza un mezclador en el ambiente analógico para trasladar el espectro a una portadora de RF como se muestra en la figura 5.25. El modelo del mezclador en AWR se analiza en la sección 5.2.4.

Dentro de los componentes comerciales se encuentra un mezclador pasivo que funciona como convertidor hacia arriba y hacia abajo de frecuencia. Una de las ventajas de utilizar un mezclador pasivo es que permite relajar los requisitos de linealidad del amplificador de potencia. El mezclador tiene la serie ADL5350 y es del fabricante *Analog Devices*, sus especificaciones se describen en [57]. Con base en este dispositivo, se elige la frecuencia intermedia, debido a que existe un intervalo de frecuencias para la operación de la FI el cual es de 50 a 380 MHz. Dentro de este intervalo se elige la FI de 380 MHz, con el fin poder utilizar el mismo oscilador local del receptor y sin desviarse demasiado del intervalo de frecuencias en el que opera. Los parámetros que se introducen para determinar el comportamiento del mezclador en AWR se presentan en la tabla 5.5.

Parámetro	Valor
Ganancia de conversión	-6.8 dB
Punto de intersección de tercer orden en la entrada	25 dBm
Punto de compresión de ganancia en la entrada	19 dBm
Figura de ruido	6.5 dB

Tabla 5. 5 Datos del mezclador con serie ADL5350

El duplexor es capaz de eliminar la componente que resulta de la resta de la frecuencia de oscilación y la frecuencia intermedia de 380 MHz, por lo tanto el filtro pasabanda en la salida del mezclador pasivo se puede descartar. Dado que se emplea un mezclador pasivo para la traslación del espectro, se incrementa el nivel de potencia de la señal con un amplificador excitador como se muestra

en la figura 5.25.

En el diagrama a bloques de la figura 5.25, el filtro pasabanda entre el mezclador, y el amplificador excitador está presente. En la implementación, si este filtro tiene un ancho de banda mayor o igual al de la señal a transmitir y una frecuencia central a la portadora de transmisión, su factor de calidad debe ser variable para operar en los distintos anchos de banda a las que funciona LTE. Para una frecuencia de portadora de 1870 MHz y un ancho de banda de 20 MHz el factor de calidad es de 93.5, si el ancho de banda cambia a 1.4 MHz, el factor de calidad cambia a 1335.7. Por otra parte, la banda de paso del filtro debe tener la capacidad de recorrerse conforme la frecuencia de la portadora de transmisión cambie, ya que la portadora determina la frecuencia central del filtro. Tener un filtro con estas características en el ambiente analógico es complicado y no se puede realizar con filtro SAW.

La empresa *NXP* presenta dos números de series, CLF1G0035(S)-100 y CLF1G0060(S)-30 [58]. Estos amplificadores están desarrollados con HEMTs de GaN que proporcionan los niveles de potencia, robustez y eficiencia que una estación base requiere. Las características del amplificador excitador y del amplificador de potencia de GaN para el modelo en AWR se presentan en la tabla 5.6.

Parámetro	Amplificador excitador	Amplificador de potencia
Frecuencia de operación	DC a 6GHz	DC a 3.5 GHz
Punto de compresión de ganancia a 1 dB en la salida	44.77 dBm	50 dBm
Ganancia	15.9 dB	14 dB
Eficiencia	59%	59.5%
Potencia de saturación	47 dBm	44 dBm

Tabla 5. 6 Especificaciones del amplificador excitador y el amplificador de potencia del fabricante NXP [58]

Estos parámetros, y los del mezclador, se emplean para simular la parte analógica del transmisor. La FI se traslada a una portadora igual a 1840 MHz que queda dentro de la banda de frecuencia de transmisión. Como resultados de simulación, en la figura 5.26 (a) se muestra el espectro OFDM de la señal a transmitir, en la figura 5.26 (b) se muestran los espectros correspondientes a las salidas del mezclador, amplificador excitador y el amplificador de potencia. En esta última figura se concluye que es el mezclador el que introduce la mayor parte del ensanchamiento del espectro debido a las distorsiones no lineales de orden impar.

En la figura 5.27 (a) se muestra la señal en la salida de la etapa de OFDM en el dominio del tiempo, mientras que en la figura 5.27 (b) se presenta la señal en la salida del filtro de RF y es la que se envía a la antena. Ambas señales tienen una fuerte correspondencia. Una medida para estimar la cantidad de distorsión que se introduce es midiendo la magnitud del vector de error (EVM). Los requisitos del EVM se pueden encontrar en el estándar para estaciones base en LTE [29], los cuales

se muestran en la tabla 5.7. En la figura 5.27 (c) se muestra el resultado por simulación del EVM, el cual es aproximadamente del 5%, este valor cumple con el requisito del tabla 5.7 de una señal con modulación 16QAM.

Esquema de modulación	EVM Requerida [%]
QPSK	17.5 %
16QAM	12.5 %
64QAM	8 %
256QAM	3.5 %

Tabla 5. 7 Requisitos del EVM para una estación base en LTE

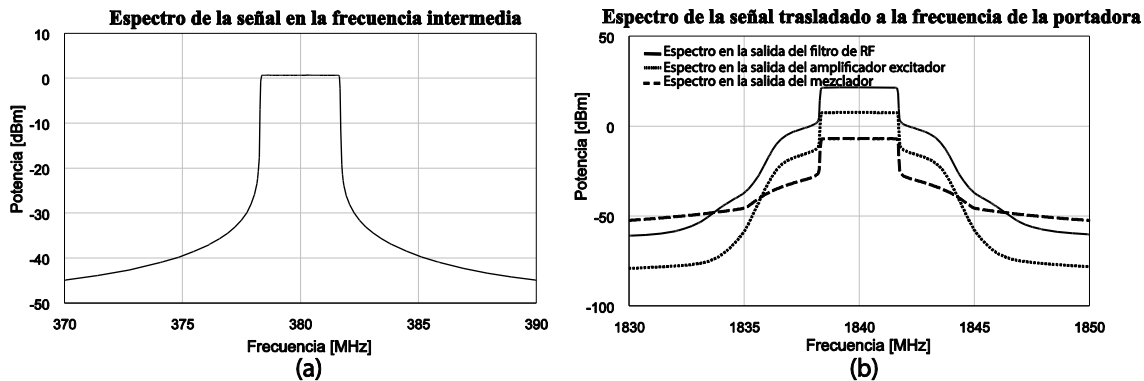


Figura 5. 27 Espectro antes y después de la traslación a la portadora de 1840 MHz

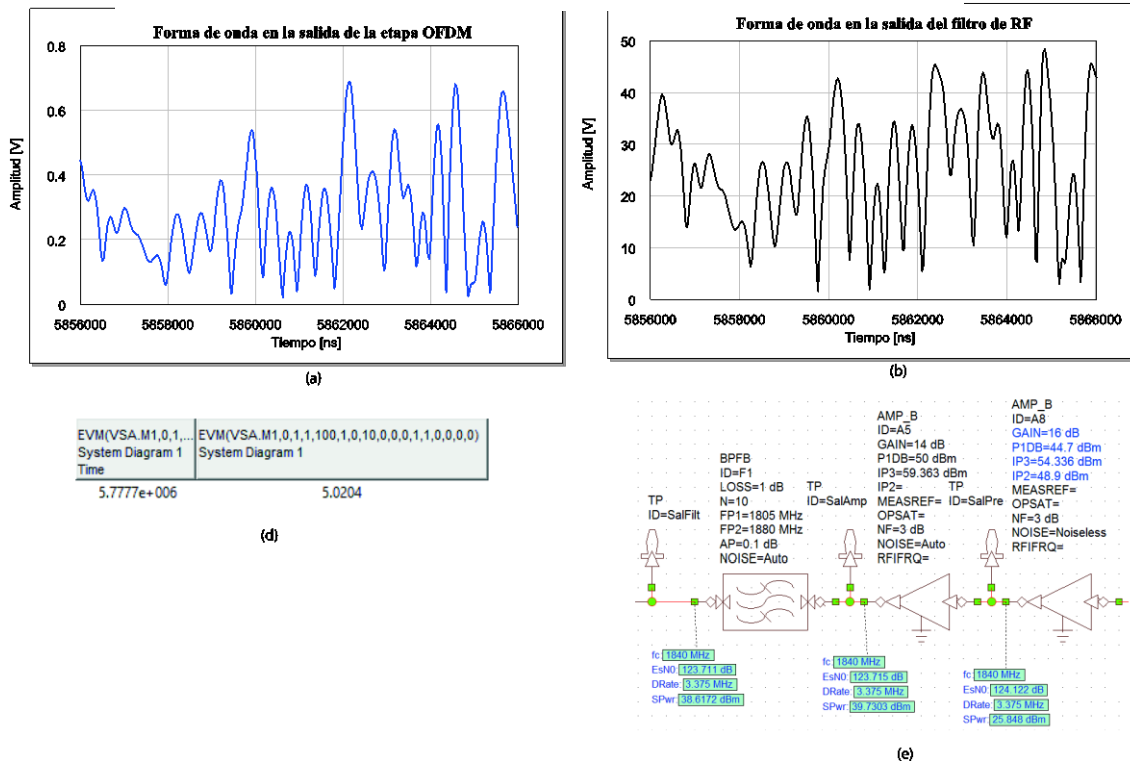


Figura 5. 26 Resultados por simulación del transmisor diseñado, (a) forma de onda en la salida del sistema OFDM, (b) forma de onda en la salida del filtro de RF, (c) valor del EVM y (c) E_bN_0 y potencia promedio en la etapa de amplificación

En la salida del filtro de RF de la figura 5.27 (e), se tiene una potencia promedio de 38.6 dBm. En el estándar para LTE, el nivel de potencia promedio por portadora medida en la antena debe ser mayor a 38 dBm para una microcelda. En la figura 5.28 se muestra una ventana de tiempo instantánea, en donde los valores pico no rebasan el umbral de la potencia de saturación que es de 47 dBm.

Si no se satisface los requerimientos de linealidad (ensanchamiento del espectro mostrado en la figura 5.26 (b)) es indispensable introducir una pre-distorsión digital.

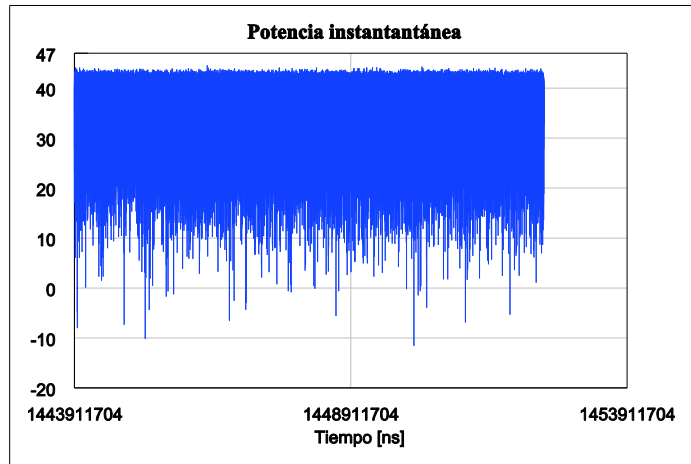


Figura 5. 28 Potencia instantánea en la salida del filtro de RF

La arquitectura del transceptor definido por *software* puede combinarse con un USRP (ver figura 5.29) para el desarrollo de transceptores definidos por *software* de alta calidad, tal como lo exigen las estaciones base de la telefonía celular y las antenas activas de esta aplicación.

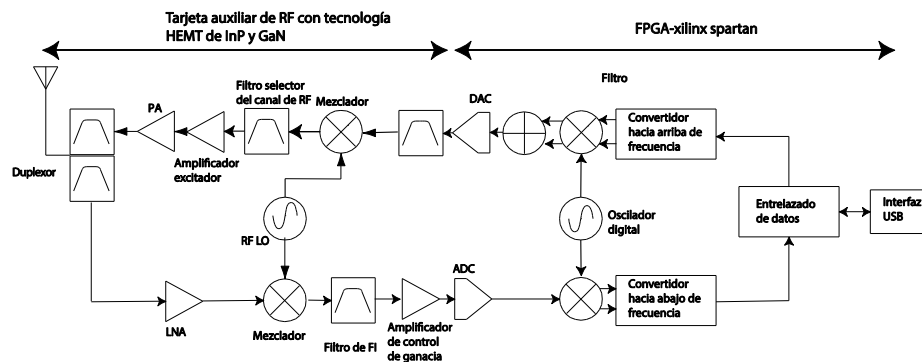


Figura 5. 29 Combinación de la parte de RF del transceptor con un USRP

Referencias del Capítulo 5

- [1] A. M. Wyglinsky, M. Nekovee y Y. T. Hou, *Cognitive Radio Communications and Networks Principles and Practice*, First ed., San Diego California: ELSEVIER, 2010, pp. 628-634.
- [2] J.-J. Delisle, "SDRs Leap Ahead With Software And Processor Advances," *Microwaves and RF*, pp. 50-51, June 2014.
- [3] K. Okada y S. Kousai, *Digitally-Assisted Analog and RF CMOS Circuit Design for Software-Defined Radio*, First ed., New York: Springer, 2011, pp. 1-5.
- [4] J. Lianqing, J. Zhou, Z. Ke y Z. Jianfeng, "MIMO Transceivers Aid TD-LTE Systems," *Microwaves & RF*, pp. 86-94, 2013.
- [5] L. Frenzel, "Microwave & RF," Line of Sight, 5 Things You Should Know About 5G Cellular, 10 Julio 2015. [En línea]. Available: <http://mwrf.com/blog/5-things-you-should-know-about-5g-cellular>. [Último acceso: 25 Noviembre 2015].
- [6] P. Pickering, "6 Trends Driving Transceiver Design and Development," *Microwave & RF*, pp. 45-49, 2015.
- [7] B. Otto, "GaAs MESFET, HEMT and HBT Competition with Advanced Si RF Technologies," Siemens Semiconductor Group, 1999.
- [8] J. Craninckx, M. Liu, D. Hauspie, V. Giannini, T. Kim, J. Lee, M. Libois, B. Debaillie, C. Soens, M. Ingels, A. Baschiroto, J. Van Driessche, L. Van der Perre y P. Vanbekbergen, "A Fully Reconfigurable Software-Defined Radio Transceiver in 0.13 μ m CMOS," *Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, pp. 346 - 607, 2007.
- [9] H. Zamat y C. R. Nassar, "Introducing software defined radio to 4G wireless: Necessity, advantage, and impediment," *Journal of Communications and Networks*, vol. 4, n° 4, pp. 1-7, 2002.
- [10] RFS, "TMAs give CDMA networks a boost," [En línea]. Available: http://www.rfsworld.com/userfiles/pdf/tma_cdma_networks_white_paper.pdf. [Último acceso: 15 Octubre 2015].
- [11] A. Behzad, *Wireless LAN Radios System Definitions Transistor Design*, First ed., Canada: IEEE series on Digital & Mobile Communications, 2008, pp. 15-109.
- [12] D. Razavi, *RF Microelectronics*, USA: Prentice Hall, 1998, pp. 48-49, 126-127.
- [13] P. van Wesemael, S. Pollin, M. Desmet y A. Dejonghe, "Interference robust SDR FE receiver," *IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DYSPAN)*, pp. 274-275, 2012.
- [14] J. de Witt y G.-J. van Rooyen, "A self-calibrating quadrature mixing front-end for SDR," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 117-120, 2008.
- [15] A. Ezzeddine, "Advances in Microwave & Millimeter-wave Integrated Circuits," *National Radio Science Conference*, pp. 1-8, 2007.
- [16] B. Y. Ma, J. Bergman, P. Chen, J. B. Hecker, G. Sulliva, G. Nagy y B. B., "InAs/AlSb HEMT and its Application to Ultra-Low-Power Wideband High-Gain Low-Noise Amplifiers," *IEEE Trans. On MTT*, vol. 54, n° 12, pp. 4448-4455, 2006.
- [17] A. M. Darwish, K. Boutros, B. Luo, B. D. Huebschman, E. Viveiros y H. A. Hung, "AlGaIn/GaN Ka-Band 5-W MMIC Amplifier," *IEEE Trans. MTT*, vol. 54, n° 12, pp. 4456-4463, 2006.

- [18] D. Pavlidis, "HBT vs. PHEMT vs. MESFET: What's best and why," The University of Michigan, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Michigan, 1999.
- [19] D. L. Pulfrey, *Understanding Modern Transistors and Diodes*, Cambridge: Cambridge University Press, 2010, pp. 153-209.
- [20] O. Berger, "GaAs MESFET, HEMT and HBT Competition with Advanced Si RF Technologies," Siemens Semiconductor Group, 1999.
- [21] P. Leroux y M. Steyert, *LNA-ESD Co-Design for Fully Integrated CMOS Wireless Receivers*, The Netherlands: Springer, 2005, pp. 33-54.
- [22] M. Masegawa, T. Fukagawa, M. Mimura y M. Makimoto, "Homodyne receiver technology for small and low-power consumption mobile communications equipment," *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, 1995. ISSSE '95, Proceedings., 1995 URSI*, pp. 259-262, 1995.
- [23] S. L. Khemchandani, "Diseño de Circuitos Integrados de RF para un Receptor WLAN en la banda de los 5 GHz sobre una Tecnología de Silicio de bajo coste," *Tesis Doctoral, Universidad de las Palmas de Gran Canaria*, pp. 1-363, 2007.
- [24] M. Loy, "Understanding and Enhancing Sensitivity in Receivers for Wireless Applications," Texas Instruments, 1999.
- [25] NI, "NI AWR Design Environment," National Instruments, [En línea]. Available: <http://www.awrcorp.com/es>. [Último acceso: 2015 Noviembre 27].
- [26] H. Holma y T. Antti, *LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA Based Radio Acces*, Finland: Wiley, 2009, pp. 223-247.
- [27] Snstelecom, "LTE Encyclopedia," Tech. Rep, [En línea]. Available: <https://sites.google.com/site/lteencyclopedia/>. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [28] ClearComm, "1800 Band Duplexer," ClearComm Technologies, LLC, [En línea]. Available: <http://www.clearcommtech.com/pdf/1800%20BAND%20DUPLEXER%20-%20CCDP-558.pdf>. [Último acceso: Octubre 2015].
- [29] LTE, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access; Base Station radio transmission and reception," Specification, 3GPP Technical, 2015.
- [30] M. Vinay, R. Paily y A. Mahanta, "Gain, NF and IIP3 Budgeting of LTE Receiver Front End," *26th International Conference on VLSI Design and 2013 12th International Conference on Embedded Systems (VLSID)*, , pp. 191-196, 2013.
- [31] S. Sesia, T. Issam y B. Matthew, *LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice*, Second ed., British: Wiley, 2011, pp. 474-491.
- [32] G. Szczepkowski y F. Ronan, "Study of Linearity and Power Consumption Requirements of CMOS Low Noise Amplifiers in Context of LTE Systems and Beyond," *Hindawi*, pp. 1-11, 2014.
- [33] O. Boric-Lubecke, J. Lin, A. Verma, I. Lo y V. Lubecke, "Multiband 0.25 um CMOS Base Station Chips for Indirect and Direct Conversion Receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, nº 7, pp. 2106-2115, 2008.
- [34] FUJITSU, "Motivation for RF Integration," [En línea]. Available: https://www.fujitsu.com/us/Images/sms_rfcmos.pdf. [Último acceso: Noviembre 2015].
- [35] M. Golio, *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook*, Washington DC: CRC PRESS, 2001, pp. 6_1-10_1.
- [36] I. Bahl y B. Prakash, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons, 2003, pp. 876-882.

- [37] F. Danneville, "Microwave Noise and FET Devices," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 11, n° 6, pp. 53-60, 2010.
- [38] SKYWORKS, "SKY67100-396LF: 1.2 to 3.0 GHz High Linearity, Active Bias Low-Noise Amplifier," SKYWORKS, 06 Marzo 2014. [En línea]. Available: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SKY67100_396LF_201265I.pdf. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [39] K. Kobayashi, "An 8-W 250-MHz to 3-GHz Decade-Bandwidth Low-Noise GaN MMIC Feedback Amplifier With $> +51$ -dBm OIP3," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, n° 10, pp. 2316 - 2326, 2012.
- [40] P. Burns, *Software Defined Radio for 3G*, United State of America: Mobile Communications Series, Artech House Boston, 2003, pp. 43-50.
- [41] L. Frenzel, "Understanding Error Vector Magnitude," *Engineering Essentials*, pp. 42-46, 2013.
- [42] G. Qizheng, *RF system Design of Transceivers For Wireless Communications*, USA: Springer, 2005, pp. 314-343.
- [43] S. Kowlgi, P. Mattheijssen, C. Berland y T. Ridgers, "EVM considerations for convergent multi-standard cellular base-station transmitters," *IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1865-1869, 2011.
- [44] K. Haider, A. Mohammed y R. Baldemair, "Performance Evaluation of the Active-set Algorithm for Peak to Average Ratio Reduction in Wireless OFDM Communication Systems," *WAMICON '06. IEEE Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, pp. 1-5, 2006.
- [45] Nutaq, "Understanding PAPR in OFDM systems," Wholly Owned Subsidiary of NuRAN Wireless, [En línea]. Available: <http://www.nutaq.com/blog/understanding-papr-ofdm-systems>. [Último acceso: Enero 2016].
- [46] A. Grebennikov, *RF and Microwave Transmitter Design*, New Jersey: Wiley, 2011, pp. 477-489.
- [47] R. Pengelly, "IEEE Radio and Wireless Conference," *Power amplifier technologies for emerging air interface standards*, pp. 297-300, 1999.
- [48] B. Berglund, J. Johansson y L. Thomas, "High efficiency power amplifiers," *Ericsson Review*, pp. 92-96, 2006.
- [49] S. H. Shu, "Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics for Information Systems Applications," Shonan, Kanagawa, Japan, 1998.
- [50] A. Tombak, D. Dening, M. Carroll, J. Costa y E. Spears, "Novel materials for improved quality of RF-PA in base-station applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, n° 6, pp. 1862-1869, 2012.
- [51] J. Rice, "Gaining LDMOS Device Linearity And Stability," *Microwaves and RF*, 2003.
- [52] L. Frenzel, "What's The Difference Between GaAs And GaN RF Power Amplifiers?," *Electronic design*, 2012.
- [53] S. Plass, A. Dammann, S. Kaiser y K. Fazel, *Multi-Carrier Spread Spectrum 2007 Proceedings from the 6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum*, May 2007, Herrsching, Germany, Germany: Springer, 2007, pp. 167-169.
- [54] H. Deguchi, N. Ui, K. Ebihara, K. Inoue, N. Yoshimura y H. Takahashi, "A 33W GaN HEMT Doherty amplifier with 55% drain efficiency for 2.6GHz base stations," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1273 - 1276, 2009.
- [55] T. Kaneko, K. Shiikuma y K. Kunihiro, "GaN HEMT high efficiency power amplifiers for 4G/5G mobile communication base stations," *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 994-997, 2014.

- [56] J. Zyren, "Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer," *freescale semiconductor*, pp. 1-23, 2007.
- [57] Analog Devices, "Documentación técnica," [En línea]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5350.pdf>. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [58] Elektronik EBV, "Productos," [En línea]. Available: http://www.nxp.com/wcm_documents/products/related/nxp_rf_manual_18th_edition.pdf. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [59] T. Nelson, "New Components Call for a Hardware Comparison of Receiver Architectures," *High Frequency Design Receiver Architectures*, pp. 1-5, 2012.
- [60] 4G Americas, "MIMO and Smart Antennas for Mobile Systems," 2012.

Capítulo 6

El diseño por computadora de una antena activa para estaciones base

En el estándar 3GPP TR 37.842 se define a la antena activa de una estación base como un arreglo de elementos que se combina con una unidad de arreglos de transreceptores que se conectan al conjunto pasivo de radiadores por medio de una red de distribución [1].

En este capítulo se hace el estudio de una antena activa a partir del elemento radiador que se diseñó en el capítulo 4. En este análisis, el radiador es visto como un elemento de un arreglo lineal de una antena de estación base en el que se le integran el transreceptor y el dispositivo de control de amplitud y fase. De manera general, este capítulo se enfoca en dos grandes puntos tratar, que son:

La modificación del patrón de radiación. Esto se logra con un análisis por computadora de la distancia entre elementos, la amplitud y fase de excitación con la que se alimenta cada elemento del arreglo. En el diseño, la distancia se elige considerando que la antena de estación base tenga el mínimo de acoplamiento entre elementos, el menor tamaño y la más alta ganancia.

Aumento de las ramas de recepción. En la arquitectura típica de una antena activa, se utiliza un transreceptor por elemento en el arreglo. Esto permite aumentar la confiabilidad en la recepción al considerar varias ramas de diversidad. Por otra parte, la potencia se puede disipar sobre todo el arreglo, esto aumenta el tiempo de vida de los elementos activos ya que se evita el sobrecalentamiento. Las ramas de diversidad en la recepción, permiten aumentar el valor de la figura de mérito G/T y bajar el nivel de figura de ruido.

6.1 Panorama de las antenas activas

La tecnología de antenas activas impulsa los requerimientos presentes del sistema LTE en aplicaciones de telefonía. En esta sección se describe la arquitectura y los requisitos de diseño una antena activa. Con base en lo anterior, se hace un estudio por computadora de la antena activa propuesta, las características del elemento radiador se toman de los resultados que se obtuvieron del capítulo 4. Para el transreceptor se hace con la arquitectura que se propone en el capítulo 5.

6.1.1 Bloques propuestos para la simulación de la antena activa con base en su arquitectura

La arquitectura de una antena activa se compone de cuatro bloques principales, la unidad de arreglos de transreceptores, el sistema de control de amplitud y fase, la red de distribución de los transreceptores y el arreglo de elementos pasivos. Esta arquitectura se muestra en la figura 6.1.

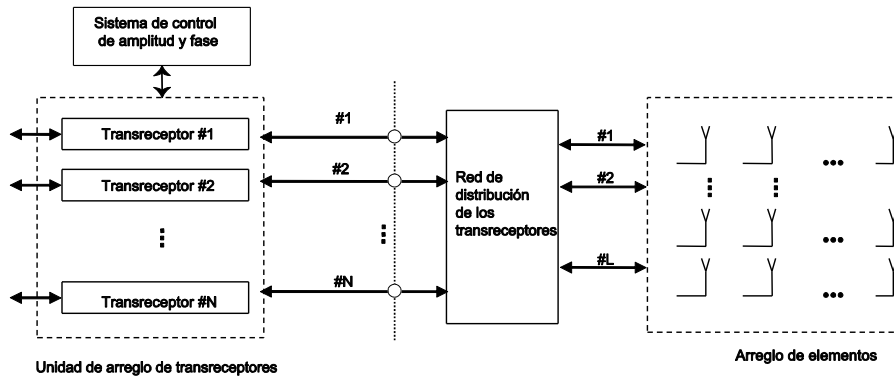


Figura 6. 1 Arquitectura de una antena activa para estación base

- **La unidad de arreglos de transreceptores.** Su estudio se hace en el programa de computo AWR. Para el caso de la transmisión, se realiza un análisis de un sistema de múltiples haces. En esta simulación se toman en cuenta las características del patrón de radiación del elemento radiador que se diseñó en el capítulo 4 y que se obtienen del programa de computo CST. Por parte del receptor se hace un estudio en AWR de varias ramas de recepción, las cuales se conectan a cada elemento individual del arreglo. La arquitectura del receptor que se considera se presentó en el capítulo 5. En este estudio se describen las mejoras que se obtienen en la figura de ruido y la relación G/T.
- **Sistema de control de amplitud y fase.** Para este caso no se realiza un sistema a bloques que calcule los valores de la amplitud y fase necesarios para cada elemento del arreglo. En el estudio por computadora, se describe los modos para tener un patrón de radiación adaptivo y que al mismo tiempo conserve una alta ganancia, baja generación de lóbulos laterales, y bajo acoplamiento entre elementos. La mayor parte de este estudio se lleva a cabo con la herramienta de arreglos en CST. La otra parte se desarrolla con la herramienta de arreglos en AWR en donde se realiza un sistema de generación de múltiples haces. Para este estudio se recopilan los datos del patrón de radiación del elemento radiador que se diseñó en el capítulo 4.
- **Red de distribución de transreceptores.** Esta red permite direccionar las entradas/salidas de los transreceptores con los elementos presentes en el arreglo. En esta tesis, el estudio se realiza considerando que la antena activa opera en una sola banda de frecuencias. Lo anterior se lleva a cabo con el fin de no tener un modelo muy complejo en el análisis por computadora de la antena activa.
- **Arreglo lineal de elementos.** Aquí se realiza un análisis acerca del espaciamiento entre elementos. En el capítulo 2 se encontró que la directividad máxima en un arreglo lineal ocurre cuando la separación entre elementos es de una longitud de onda. Este estudio por computadora se realiza en el *software* CST, en el que se determina la dirección del arreglo para mantener un

ancho del lóbulo en el plano azimutal de 60° , $\pm 10\%$ [1].

6.1.2 Requerimientos propuesto por el estándar de las antenas activas para estación base

En el estándar 3GPP [1] se establecen los siguientes requerimientos (ver tabla 6.1) y características para una antena activa de estación base.

Parámetros	Valores
Diseño de la celda	Hexagonal con 3 sectores
Frecuencia de la portadora	2 GHz
Ancho de banda del sistema	10 MHz
Desvanecimiento lognormal	Desviación estándar de 10 dB
Potencia de transmisión	Mayor a 38 dBm
Altura de la estación base	30 m
Distancia entre sitios	750 m
Coefficiente de correlación de desvanecimiento	0.5
Ancho del haz de cada elemento del arreglo a 3 dB	65° para un solo arreglo 80° para múltiples arreglos
Angulo de inclinación del haz principal	9° - 15°
Relación lóbulo principal a lóbulo posterior A_m	30 dB
Patrón de radiación en el plano azimutal	$A_{E,H} = -\min\left(12\left(\frac{\phi}{\phi_{3dB}}\right)^2, A_m\right)$ dB
Patrón de radiación en el plano de elevación	$A_{E,V} = -\min\left(12\left(\frac{\theta - 90}{\theta_{3dB}}\right)^2, 30\right)$ dB
Directividad máxima de un elemento radiador	Un arreglo lineal 9 dBi Múltiples arreglos 7.5 dBi

Tabla 6. 1 Requerimientos de una antena activa para estación base [1]

6.2 Estudio por computadora del radiador diseñado puesto en un arreglo lineal

Un arreglo lineal de elementos tiene la capacidad de incrementar la ganancia de la antena de estación base, y como se observó en el capítulo 2, ésta dependerá de la cantidad de los elementos presentes en el arreglo y de la separación entre estos. Por otra parte, a los elementos se alimenta con una cierta amplitud y fase, lo que permite modificar la dirección del lóbulo principal así como su inclinación. Existen varios modos para la modificación de la amplitud y fase y de esta manera lograr un patrón de radiación adaptivo. Uno de éstos, es usar redes pasivas entre elementos, las cuales se implementan con líneas de transmisión de cierta longitud para establecer el desfase apropiado entre elementos [2]. La desventaja de este tipo de implementación es que la fase de excitación es constante y única variable de control para la modificación del patrón de radiación es la amplitud. Lo anterior resulta inapropiado, ya que se ha mostrado que en el estudio de arreglos *Dolph-Tschebyscheff* [3], la modificación de la amplitud en los elementos puede reducir el nivel de los lóbulos secundarios.

La manera más apropiada para lograr un patrón de radiación adaptivo es mediante desfases que permiten ajustar la fase de excitación entre los elementos del arreglo. En la implementación tradicional, los desfases se ubican en el gabinete de la estación base y se conectan al arreglo por medio de líneas coaxiales. Estas líneas deben mantener la coherencia en todo momento, una perturbación de la coherencia puede perturbar el patrón de radiación. La manera más común de perder la coherencia es mediante la modificación de la geometría longitudinal de la línea coaxial que se produce por la fuerza del viento o por la dilatación térmica del conductor presente en la línea coaxial. En las antenas activas, los desfases se integran al arreglo, lo que permite generar patrones de radiación adaptivos más estables.

En este estudio se realiza un análisis por computadora del patrón de radiación. Se toman las características del elemento radiador que se diseñó en el capítulo 4 para establecer el patrón de radiación total.

6.2.1 Variación de la fase de excitación en el arreglo

Como se mencionó anteriormente, la fase de excitación entre elementos permite dar dirección al lóbulo principal. Esta variable es la más importante para el desarrollo de patrones de radiación adaptivos. En la figura 6.2 se muestra un ejemplo de un arreglo lineal de 6 dipolos separados a una distancia d . El elemento radiador corresponde a dos dipolos ortogonales que se diseñaron en el capítulo 4. La manera más común para colocación de la antena en la torre es en posición vertical, en la figura 6.2, el eje y se coloca a lo largo de la altura de la torre. Para este sistema de referencia que corresponde a un sistema de coordenadas esféricas, la fase de excitación entre elementos puede controlar el movimiento del patrón de radiación a lo largo del plano yz que es el plano de elevación. Con esta configuración, es posible dar inclinación del lóbulo principal eléctricamente, la inclinación se puede realizar de la siguiente manera.

Si se considera una arreglo lineal de N elementos con la misma amplitud y separados a una distancia d , la fase de excitación entre elementos se da por la expresión 6-1. En el marco de referencia de la figura 6.2, θ representa al ángulo que se genera entre el eje z y el vector \mathbf{r} que se levanta sobre el plano xy , este marco de referencia representa a un sistema de coordenadas esféricas. Dado el marco de referencia anterior, θ determinará la dirección del lóbulo principal sobre el plano yz , esto se debe a que la fase de excitación (ecuación 6-1)

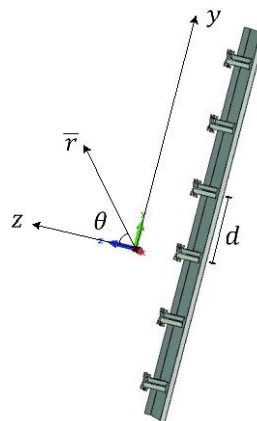


Figura 6. 2 Arreglo lineal para estación base

únicamente depende de θ . El patrón de radiación presente en el plano yz , representa al plano de elevación, por lo que el sentido físico de θ es el ángulo de inclinación del patrón de radiación y r la dirección del lóbulo principal de éste. Dado un valor requerido para la inclinación del patrón de radiación, se calcula la fase de excitación con ayuda de la expresión 6-1, en donde los ángulos típicos para la inclinación del lóbulo principal de una antena de estación base es de 9° a 18° [4].

$$\beta = -\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (6-1)$$

Donde

d = separación entre elementos

θ = ángulo de inclinación del patrón de radiación

β = fase de excitación entre elementos

El siguiente estudio por computadora se realiza en el CST por medio de la herramienta de arreglos y se consideran los resultados del patrón de radiación de los dipolos cruzados con forma de hélice para el elemento del arreglo. El número de elementos que conforman una antena típica de estación base es entre 4 a 8 elementos, en este estudio se consideran 6 elementos. Se toman 4 distancias de separación para realizar la comparación de los patrones de radiación, éstas son 0.5λ , 0.6λ , 0.7λ y 0.8λ .

En el apéndice A se realiza el análisis para el cálculo de la directividad de un arreglo lineal de N elementos isotrópicos en función de la distancia de separación. La expresión de la directividad se graficó en el capítulo 2, en donde se encontró que la distancia de separación que proporciona la máxima directividad es aproximadamente igual a λ . Por otra parte, si la distancia de separación es mayor o igual a λ , se generan lóbulos laterales que aumentan en función de λ . Por lo tanto, un intervalo para determinar la separación entre elementos en el que el factor de arreglo cumpla el requisito de una alta directividad con la menor cantidad de lóbulos laterales es $0.5\lambda \leq d < \lambda$.

En el estudio se presentan los patrones para valores de θ de 90° , 95° , 100° y 105° , los cuales representan una inclinación de 0° a 15° en intervalos de 5° . La fase de para cada valor de θ se registra en la tabla 6.2

En las figura 6.3 y 6.4 se muestran las inclinaciones del patrón de radiación de un arreglo lineal de 6 elementos con polarización $\pm 45^\circ$, a la frecuencia de resonancia de a 1800 MHz. Los resultados que se muestran en estas figuras se obtuvieron para un arreglo de amplitud constante y se aplicaron las fases de excitación asociados a las distancias de separación que se muestran en la tabla 6.2. En esta misma tabla se registran los valores de ganancia y ancho de lóbulo a 3 dB para cada fase.

Relación d/λ	Ángulo de inclinación θ	β	Arreglo lineal con polarización de 45°		Arreglo lineal con polarización de -45°	
			Ganancia	Ancho del haz a 3 dB	Ganancia	Ancho del haz a 3 dB
0.5	90°	0°	15.3 dBi	16.6°	14.8 dBi	16.5°
	95°	15.69°	15.2 dBi	16.7°	14.8 dBi	16.5°
	99°	28.16°	15.1 dBi	16.9°	14.7 dBi	16.7°
	105°	46.59°	15 dBi	17.1°	14.5 dBi	16.9°
0.6	90°	0°	16 dBi	14°	15.5 dBi	13.9°
	95°	18.83°	15.9 dBi	14°	15.5 dBi	13.9°
	100°	33.79°	15.8 dBi	14.2°	15.3 dBi	14°
	105°	55.91°	15.7 dBi	14.4°	15.2 dBi	14.3°
0.7	90°	0°	16.6 dBi	12°	16.1 dBi	12°
	95°	21.96°	16.5 dBi	12.1°	16 dBi	12°
	100°	39.42°	16.4 dBi	12.2°	15.9 dBi	12.1°
	105°	65.22°	16.2 dBi	12.4°	15.7 dBi	12.3°
0.8	90°	0°	17 dBi	10.5°	16.6 dBi	10.5°
	95°	25.10°	17 dBi	10.6°	16.5 dBi	10.5°
	100°	45.05°	16.7 dBi	10.7°	16.3 dBi	10.7°
	105°	74.54°	15.9 dBi	10.9°	15.7 dBi	10.9°

Tabla 6. 2 Valores de ganancia y ancho de lóbulo a 3dB (plano de elevación) de un arreglo lineal de 6 elementos para diferentes distancias de separación y fase de excitación

Al observar la figura 6.3 y 6.4 se nota que el comportamiento del arreglo con polarización 45° es similar al arreglo con polarización de -45° . De manera general se encuentra que cuando la distancia de separación es de 0.5λ , el patrón de radiación del arreglo presenta los menores lóbulos laterales. Para esta distancia de separación se obtiene la menor ganancia que es aproximadamente 15 dBi, y el ancho de lóbulo es el más amplio, cercano a 16.5° .

Cuando la distancia de separación es de 0.6λ la ganancia del arreglo se incrementa aproximadamente al valor de 15.5 dBi, el ancho del lóbulo se reduce. Los lóbulos laterales, aunque no son tan notorios, éstos empiezan aumentar su amplitud.

Para una distancia de separación entre elementos de 0.7λ la ganancia del arreglo aumenta aproximadamente a 16 dBi y el ancho del lóbulo principal se reduce a 12° . En la figura 6.3 y 6.4 se nota que los lóbulos laterales son más grandes que los lóbulos laterales para una distancia de separación de 0.5λ y 0.6λ . Cuando la distancia de separación es de 0.8λ , se empiezan a generar lóbulo laterales en la dirección $\theta=0^\circ$, como se observa en la figura 6.3 y 6.4. La ganancia aproximada para esta distancia de separación es de 16.5 dBi y en algunos casos es de 17 dBi. A partir de este estudio se refuerzan los siguientes aspectos importantes para determinar la distancia de separación entre elementos.

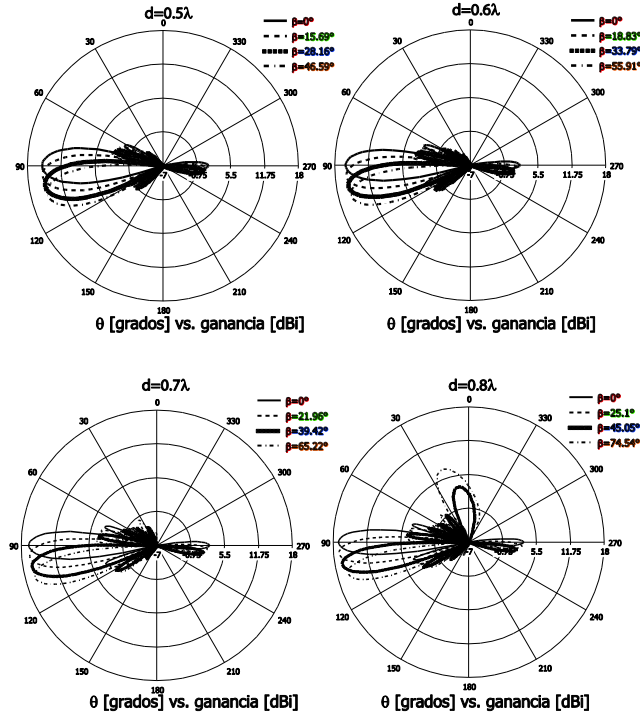


Figura 6. 4 Inclinación del patrón de radiación del arreglo con polarización de -45° por medio de la modificación de la fase de excitación con diferentes distancias, $f=1800\text{MHz}$

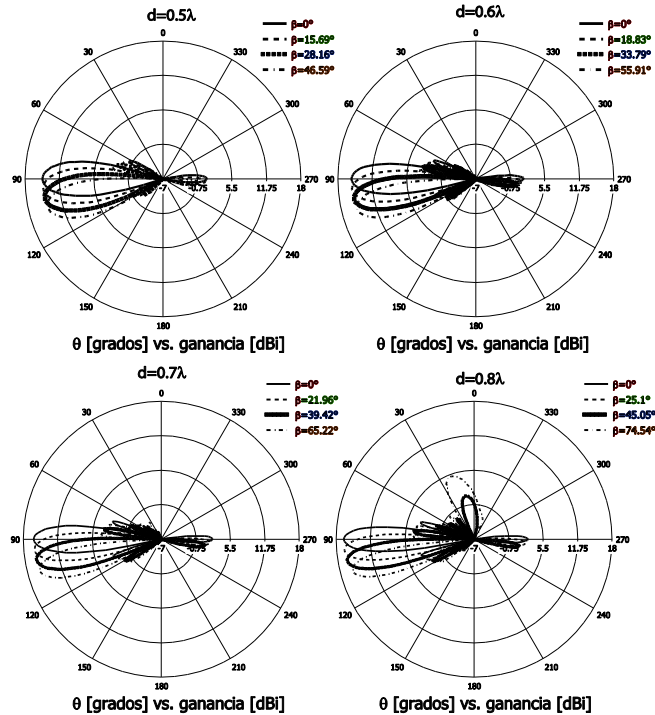


Figura 6. 3 Inclinación del patrón de radiación del arreglo con polarización de 45° por medio de la modificación de la fase de excitación con diferentes distancias, $f=1800\text{MHz}$

- Conforme la distancia de separación se aproxima a λ , la amplitud y la generación de los lóbulos

laterales aumenta. Cuando la distancia de separación es de λ se generan lóbulos laterales cuya dirección es paralela al eje del arreglo.

- Conforme la distancia se aproxima a λ , la ganancia aumenta, el ancho del lóbulo en el plano de elevación disminuye.
- Una distancia apropiada en donde la amplitud de los lóbulos laterales no es crítica y la ganancia es mayor a 15 dBi es de 0.6λ . En los siguientes estudios se realizaran con base en esta distancia de separación entre elementos.

Un arreglo lineal no tiene la habilidad de proporcionar un escaneo del patrón de radiación en 3D, a pesar de que se tiene otro grado de libertad, que es la amplitud relativa de cada elemento, ésta solamente influye en reducir el nivel de los lóbulos laterales. Para un control del patrón de radiación en 3D y conservar el ancho del lóbulo principal de los elementos radiadores es indispensable que el arreglo sea planar.

Un arreglo planar se puede ver como varios arreglos lineales colocados paralelamente a una distancia fija. En estaciones base es común usar arreglos planares para lograr un patrón de radiación adaptivo en el plano azimutal o mediante arreglos en forma de anillo que están apilados [5], [6]. La desventaja de usar de un arreglo planar es que aumenta la carga en la torre de estación base. El patrón de radiación de un arreglo planar se muestra en la figura 6.5 el cual consiste de 18 elementos que se conforma de 6 filas y 3 columnas, o visto de otra manera, son 3 arreglos lineales verticales de 6 elementos. La distancia de separación de los elementos en el eje x es la misma que la distancia de separación entre elementos que en el eje y y ésta es igual a $d_x=d_y=0.6\lambda$. La fase de excitación entre los elementos es de 0° y la amplitud entre los elementos es la misma.

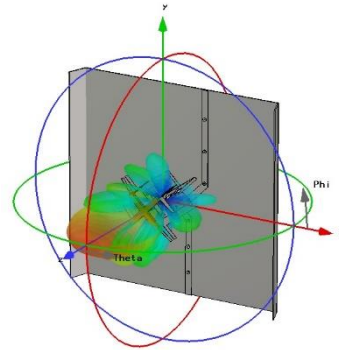


Figura 6. 5 Patrón de radiación de un arreglo planar de 6x3 elementos

Al considerarse un arreglo planar, el factor de arreglo está en función de θ y ϕ , esto permite modificar la orientación en el plano de elevación y azimutal al mismo tiempo. Un arreglo planar que se encuentra en el plano xy y las coordenadas esféricas se posicionan como se muestra en la figura 6.6, las fases de excitación para el eje x y y se describen con las ecuaciones 6-2 y 6-3.

$$\beta_x = -\frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen } \theta \cos \phi \tag{6-2}$$

$$\beta_y = -\frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen } \theta \text{ sen } \phi \tag{6-3}$$

En este caso se puede considerar a ϕ para establecer el ángulo de inclinación y θ para la dirección del lóbulo principal en el plano azimutal. En este capítulo se realiza un estudio con el dipolo cruzado en forma de hélice para un arreglo planar de 6X6 elementos en x y y , los 36 elementos se alimentan con una amplitud constante. Los patrones que se analizan se toman a la frecuencia de resonancia del dipolo de 1800 MHz. La distancias de separación d_x y d_y tiene la misma

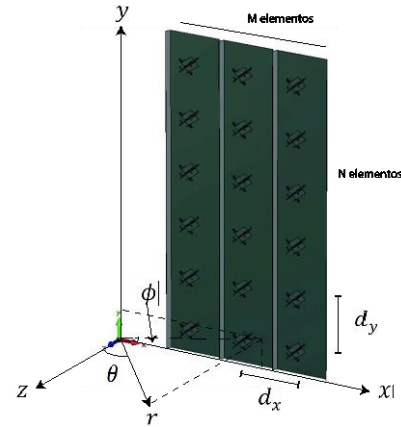


Figura 6. 6 Arreglo planar para la modificación patrón de radiación en el plano de elevación y el plano azimutal

magnitud que es igual a 0.6λ . El estudio se enfoca en el ajuste del patrón de radiación en el plano azimutal y de elevación considerando las fases de excitación dadas por las ecuaciones 6-2 y 6-3.

En la tabla 6.3 se determinan los valores de θ y ϕ , que determina la orientación del lóbulo principal y se usan para obtener las fases de excitación. Para ϕ se considera un valor de 5° , físicamente este valor representa la inclinación del lóbulo principal. Esta inclinación se muestra en la figura 6.7 (b) y 6.7 (d) para los arreglos con polarización de 45° y -45° . Los valores de θ determinan el ángulo de orientación del lóbulo principal del arreglo en el plano azimutal, los valores de estudio fueron de -30° , -15° , 15° , 30° y 60° . Si el eje de simetría del arreglo es en $\theta=0^\circ$, el patrón orientado en la dirección θ , presentará las mismas características de ganancia y ancho de lóbulo el patrón dirigido en el ángulo $-\theta$.

Ángulo de dirección		Fase de excitación		Arreglo planar con polarización de 45°			Arreglo planar con polarización de -45°		
θ	ϕ	β_x	β_y	Angulo θ obtenido	Angulo ϕ obtenido	Ganancia máxima	Angulo θ obtenido	Angulo ϕ obtenido	Ganancia máxima
-30°	-5°	107.59°	-9.41°	-28°	-7°	21.1 dBi	-28°	-3°	21.2 dBi
-15°	-5°	55.69°	-4.87°	-14°	-6°	21.1 dBi	-14°	-3°	22.1 dBi
15°	-5°	-55.69°	4.87°	14°	-7°	22.1 dBi	14°	-6°	22.1 dBi
30°	-5°	-107.59°	9.41°	28°	-3°	21.2 dBi	28°	-3°	21.1 dBi
60°	-5°	-186.35°	16.30°	49°	-6°	16 dBi	49°	-7°	17.4 dBi

Tabla 6. 3 Resultados de ganancia máxima y ángulos de dirección de un arreglo planar de 6x6 y distancia de separación entre elementos de 0.6λ para el radiador diseñado en el capítulo 4, a la izquierda se presentan los ángulos de dirección propuestos con sus respectivas fases de excitación

Lo anterior se puede observar en las figuras 6.7 (a) y 6.7 (c), en donde se presentan los patrones

de radiación en el plano azimutal del arreglo de dipolo con polarización de 45° y -45° , respectivamente. En ambas figuras, los patrones de radiación mantienen su simetría alrededor del eje $\theta=0^\circ$. La ganancia máxima se registra en la tabla 6.3. En ésta también se muestran los valores obtenidos de la dirección del lóbulo principal, los cuales se desvían ligeramente de los valores propuestos que determinan la fase de excitación.

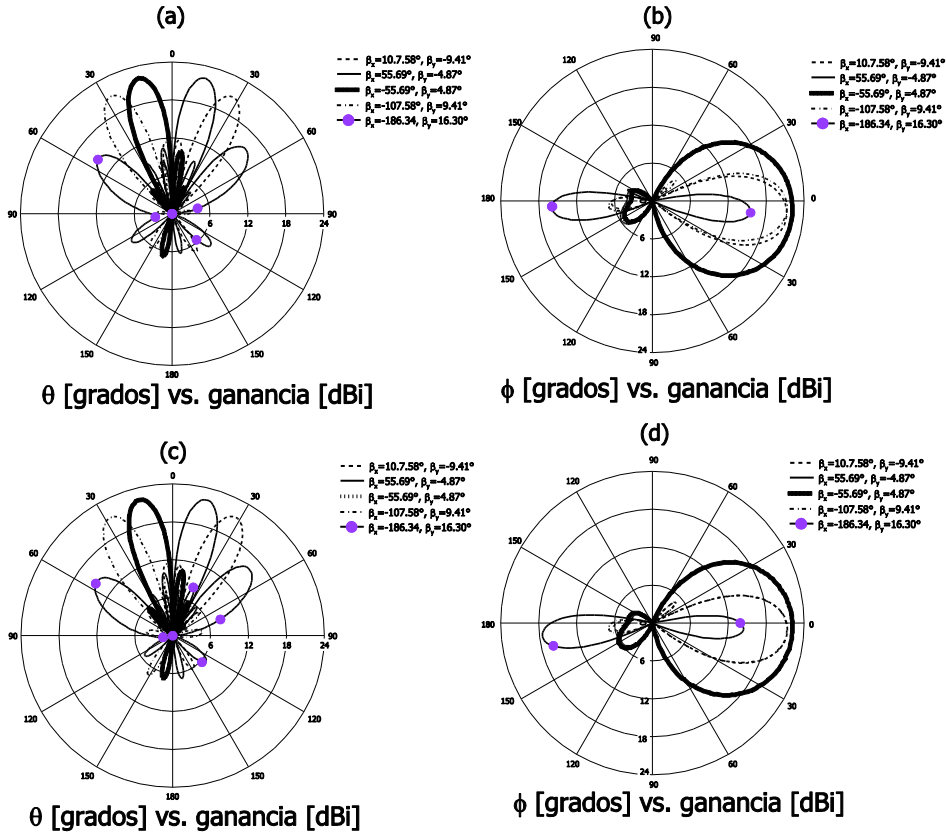


Figura 6. 7 Patrones de radiación respectivos a las fase de excitación de la tabla 6.3, (a) y (b) patrones en el plano azimutal y elevación del arreglo con polarización de 45° , (c) y(d) patrones en el plano azimutal y elevación del arreglo con polarización de -45°

Para el arreglo planar, las conclusiones que se tienen son las siguientes:

- Conforme el valor absoluto del ángulo θ se aproxime a 60° , aparecen lóbulos en la dirección $-\theta$ y su valor también crece conforme θ aumenta. Cuando $\theta=60^\circ$, que es el peor caso para la orientación del lóbulo principal en el plano azimutal, se puede observar en la figura 6.7 (a) y 6.7 (c) que el patrón de radiación presenta dos lóbulos principales orientados a 60° y -60° . En estas mismas figuras se ve que en, los ángulos de -30° , -15° , 15° y 30° , el segundo lóbulo principal no está presente.
- El arreglo planar permite la reducción del ancho del lóbulo principal, por lo que la aplicación de este arreglo es principalmente en sistemas que emplean múltiples haces.

- La ganancia también es función del ángulo θ , conforme éste crece se reduce la ganancia. Como ejemplo se encuentra en la tabla 6.3 que para el arreglo con el dipolo con polarización de 45° , cuando $\theta=15^\circ$, la ganancia es de 22.1 dBi. Si θ es de 30° la ganancia se disminuye aproximadamente 1 dB. Para $\theta=60^\circ$, la ganancia máxima del lóbulo principal es de 16 dBi.
- Una comparación de los resultados del análisis teórico con los obtenidos por computadora, se encuentra una discrepancia en la dirección del lóbulo principal. Como ejemplo, si para el arreglo con polarización de 45° , se requiere una orientación del lóbulo principal de $\phi_0=-5^\circ$ (inclinación hacia abajo) y $\theta=15$, las fase de excitación que se presentan en la tabla 6.3 son $\beta_x=-55.69^\circ$ y $\beta_y=4.87^\circ$. En el análisis por computadora se encuentra que la dirección del lóbulo principal es $\phi'=-7^\circ$ y $\theta'=14^\circ$. Para la inclinación del lóbulo principal en el plano de elevación existe una diferencia de 2° , mientras que la diferencia en el plano azimutal es de 1° . En el empleo de antenas activas se logra la alta exigencia que se requiere para la coherencia de la fase de excitación y la desviación que se llegue a tolerar sería igual al resultado que se obtiene por computadora. A diferencia de una antena pasiva en donde las líneas coaxiales introducen cambios de fase que modifican la forma y dirección del patrón de radiación.

6.2.2 Efecto de la amplitud de la señal en el arreglo

La modificación de la amplitud de la alimentación en un arreglo lineal posibilita la reducción de la amplitud de los lóbulos laterales. Los métodos para determinar las amplitudes de los elementos son el arreglo binomial y el arreglo *Dolph-Tschebyscheff* [3], en esta sección se aplicarán estos métodos en el estudio de un arreglo lineal que tiene como radiador el dipolo de polarización cruzada en forma de hélice.

Para un arreglo lineal de N elementos, se le asignan los coeficientes del triángulo de Pascal que se asocia al desarrollo binomial de grado $N - 1$. Cuando el arreglo lineal es vertical, tal es el caso de las estaciones base y se aplica el arreglo binomial es posible reducir en su totalidad los lóbulos secundarios, sin cambiar el ancho del lóbulo en el plano azimutal [3].

El arreglo *Dolph-Tschebyscheff* es una variante del binomial con la cual se busca suprimir la amplitud del primer lóbulo lateral. Para su diseño se emplea una relación R_0 que indica el número de veces que es mayor el lóbulo principal al primer lóbulo lateral. Cuando R_0 tiende a infinito, los lóbulos secundarios son infinitamente pequeños y las amplitudes de excitación de los elementos del arreglo *Dolph-*

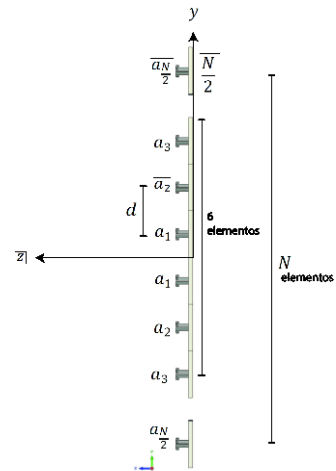


Figura 6. 8 Amplitudes asignadas a un arreglo lineal de N elementos, N es par

Tschebyscheff son iguales a los obtenidos con el arreglo binomial.

A pesar de que un arreglo binomial permite suprimir los lóbulos laterales, la desventaja que presenta este arreglo es que presenta variaciones grandes entre las amplitudes de alimentación de los diferentes elementos de un arreglo. Esta desventaja se reduce con el arreglo *Dolph-Tschebyscheff*, ya que trata de uniformizar las amplitudes con base en el valor de R_0 .

Al considerar el arreglo lineal de la figura 6.8 de N elementos, donde N es un número par, el número de amplitudes diferentes es igual a $N/2$. Como ejemplo, se tiene un arreglo de 6 elementos y por simetría las amplitudes asignadas son: a_1, a_2 y a_3 . En [3] se describen los métodos para la asignación del valor de las amplitudes y los valores se muestran en la tabla 6.4 para un arreglo binomial y un arreglo *Dolph-Tschebyscheff* con dos valores de relación de lóbulo principal a primer lóbulo lateral (R_0) de 20 dB y 30 dB.

Arreglo	R_0	Amplitudes normalizadas		
		a_1	a_2	a_3
Binomial	Infinito	10	5	1
<i>Dolph-Tschebyscheff</i>	20 dB	1.29	1.06	1
<i>Dolph-Tschebyscheff</i>	30 dB	2.43	1.79	1

Tabla 6. 4 Amplitudes normalizadas para un arreglo lineal de 6 elementos

Los datos que se presentan en la tabla 6.4 se introducen en la herramienta de arreglos en el software CST para un arreglo vertical de 6 elementos de dipolos cruzados con forma de hélice. La distancia de separación es de 0.6λ y la fase de excitación entre elementos es de 0° . El análisis se realiza para el arreglo con polarización de 45° , suponiendo que el comportamiento para el arreglo con polarización de -45° será similar.

En la figura 6.9 se muestran los patrones de radiación cuyas características del arreglo se mencionan en el párrafo anterior. En la figura 6.9 (a) se muestra el patrón de radiación de arreglo *Dolph-Tschebyscheff* cuando el valor de R_0 es de 20 dB. En esta figura se puede observar como los lóbulos laterales se expanden sobre el plano de elevación. La figura 6.9 (b), corresponde al patrón de radiación con un valor de $R_0=30$ dB. Con un valor de R_0 más alto se reducen aún más los lóbulos laterales. En la figura 6.9 (c), se observa que

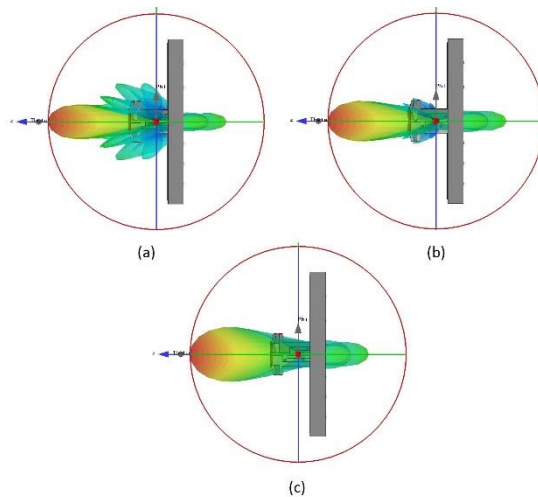


Figura 6. 9 Patrón de radiación (a) y (b) arreglo lineal *Dolph-Tschebyscheff* con $R_0=20$ dB y $R_0=30$ dB respectivamente, (c) arreglo binomial

no existe lóbulo posteriores en el arreglo. En la tabla 6.4 se observa que para el arreglo binomial, existe una relación de 10 veces entre la amplitud mínima y la amplitud máxima de los elementos de arreglo, esto puede producir una baja eficiencia de la red de alimentación.

Los patrones de radiación en el plano de elevación del arreglo anterior, se presentan en la figura 6.10 y a partir de ellos se elabora la tabla 6.5. Si se analizan los datos como arreglos *Dolph-Tschebyscheff*, se puede concluir que la ganancia del arreglo crecerá si R_0 se hace pequeño. La ganancia mínima en la dirección máxima del lóbulo principal se tiene cuando R_0 tiende a infinito y es de 14.3 dBi. Para el valor de $R_0=30$ dB la ganancia del lóbulo principal aumenta a 15.5 dBi, la relación de lóbulo principal a primer lóbulo lateral es de 26 dB, 4 dB menor del valor esperado. Cuando $R_0=20$ dB, la ganancia correspondiente a la dirección máxima del lóbulo principal es de 15.9 dBi, en este caso el valor de R_0 que se obtiene en el estudio por computadora es 17.3 dB, aproximadamente 3dB por debajo del valor esperado.

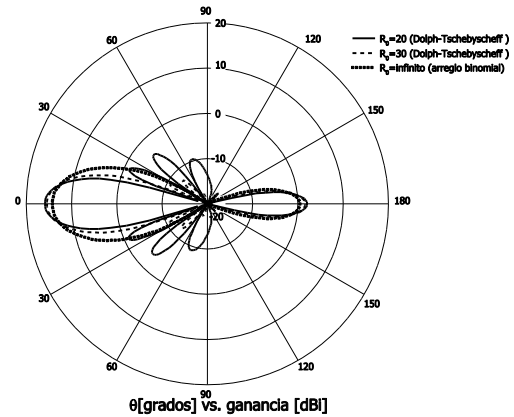


Figura 6. 10 Patrones de radiación en el plano azimutal de una arreglo lineal de 6 dipolos con polarización de 45° para tres valores de R_0

R_0 propuesto	Ganancia en la dirección máxima del lóbulo principal	Ancho del lóbulo a 3 dB en el plano de elevación	R_0 obtenido por el estudio por computadora
Infinito	14.3 dBi	14.6°	No definido
30 dB	15.5 dBi	16.6°	26 dB
20 dB	15.9 dBi	21.3°	17.3 dB

Tabla 6. 5 resultados por el estudio por computadora de un arreglo lineal de 6 dipolos con polarización de 45° para tres valores de R_0

De manera general se tienen las siguientes observaciones para las técnicas de arreglos lineales con amplitud no uniforme.

- Al emplear una amplitud constante para cada elemento del arreglo se generan lóbulos secundarios sobre el plano de elevación. En antenas activas se puede utilizar sectorización vertical y estos lóbulos producen interferencia a los lóbulos que se encuentran debajo de éste.
- Las antenas activas pueden tener la capacidad de adaptar el patrón de radiación y reducir el nivel de los lóbulos secundarios y así reducir la interferencia. Con base en la dirección de la señal de arriba, se toman los retardos con que ésta llega a cada elemento del arreglo y se hace el cálculo para la dirección del lóbulo principal. En estos cálculos, las amplitudes no son constantes, pero también se busca que no varíen en un intervalo amplio.

6.3 Estudio por computadora del patrón de radiación de una antena activa

En esta sección se realiza un estudio en AWR de un sistema de múltiples haces. Esta característica le permite a la antena activa transmitir y recibir las portadoras en haces direccionales muy estrechos. En la figura 6.11 se presenta la vista interior de una antena de múltiples haces y que tiene arreglos con polarización de $\pm 45^\circ$.

Además de que se emplean múltiples haces para cubrir una porción del plano horizontal, el plano de elevación también se pueden sectorizar. La sectorización vertical permite usar diferentes haces

con el fin de enlaces de subida/bajada. En el estudio por computadora de la sección 6.3.3, se presenta un algoritmo por simulación de un sistema celular sectorizado de manera vertical con 2 haces en donde un haz presenta un reuso de frecuencia 1, y el otro haz presenta un reuso de frecuencia 3.

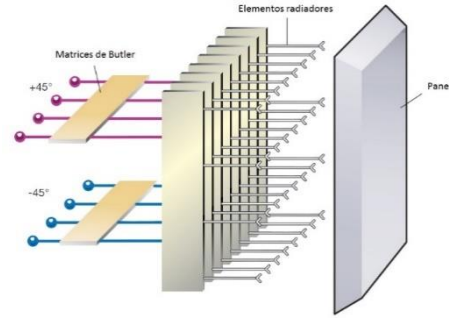


Figura 6. 11 Antena múltiple haz con doble polarización [2]

6.3.1 Patrón de radiación adaptivo

Como se observó en el estudio anterior, un patrón de radiación adaptivo se logra con un arreglo planar. Con un algoritmo de procesamiento digital que controla y procesa la amplitud y fase de cada elemento para dar forma al patrón de radiación. Como el sistema celular es una red con un reuso exhaustivo de frecuencias, la interferencia cocanal llega a crecer. Sin las antenas activas, esta interferencia puede llegar a ser un problema que afecta la calidad de la llamada.

En el estándar 3GPP para antenas activas [1] se presenta el modelo matemático para la formación del patrón de radiación, el cual se dirige en un ángulo θ_{az} en el plano azimutal y una inclinación ϕ_{inc} . La ecuación para la formación del haz está dada por la expresión 6-4 [1].

$$G_{formado}(\theta, \phi) = G_{elemento}(\theta, \phi) + 10 \log_{10} \left(\left| \sum_{m=1}^{N_H} \sum_{n=1}^{N_V} W_{n,m} V_{n,m} \right|^2 \right) \tag{6-4}$$

Donde

$G_{formado}(\theta, \phi)$ = patrón de radiación del haz formado (dBi)

$G_{elemento}(\theta, \phi)$ = patrón de radiación del elemento radiador (dBi)

N_H = número de elementos en el eje horizontal

N_V = número de elementos en el eje vertical

El vector de superposición $V_{n,m}$ se da por la ecuación 6-5 y el vector de la ponderación $W_{n,m}$, que contiene la información de la dirección del haz se describe con la ecuación 6-6.

$$V_{n,m} = e^{2\pi i \left((n-1) \frac{d_V}{\lambda} \cos \phi + (m-1) \frac{d_H}{\lambda} \sin \phi \sin \theta \right)}, n = 1, 2.. N_V; m = 1, 2 ... N_H \tag{6-5}$$

$$W_{n,m} = \frac{e^{2\pi i \left((n-1) \frac{d_V}{\lambda} \cos \phi_{inc} - (m-1) \frac{d_H}{\lambda} \cos \phi_{inc} \sin \theta_{az} \right)}}{\sqrt{N_H N_V}}, n = 1, 2.. N_V; m = 1, 2 ... N_H \tag{6-6}$$

Donde

ϕ_{inc} = ángulo de inclinación en el plano de elevación

θ_{az} = ángulo de dirección en el plano azimutal

d_H = separación entre elementos en eje horizontal

d_V = separación entre elementos en eje vertical

λ = longitud de onda

Como ejemplo, en la figura 6.12 (a) se muestra el patrón de radiación del elemento radiador en forma de hélice para la polarización de 45°. La adaptación se realiza en el plano azimutal con un

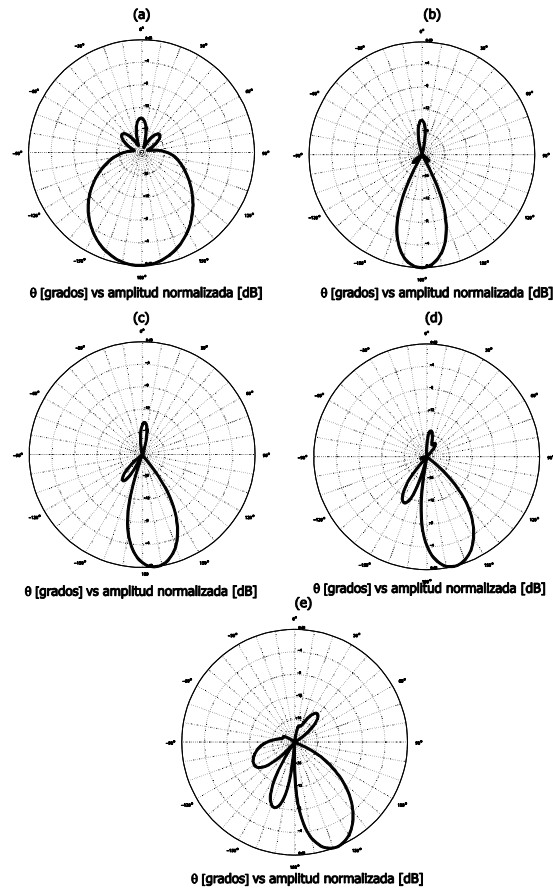


Figura 6. 12 Patrones de radiaciones normalizados en el plano azimutal del modelo de la ecuación 6-4, (a) patrón del elemento individual, (c)-(e) patrones de radiación para un escaneo de 0°, 10°, 20° y 30° respectivamente

arreglo planar de 6 elementos verticales y 3 elementos horizontales, la distancia de separación entre elementos para el eje horizontal y vertical es $d_V=d_H=0.6\lambda$ a un frecuencia de 1800 MHz. A partir de las expresiones 6-4, 6-5 y 6-6, en las figuras 6.12 (b)-(e) se presentan los patrones de radiación para valores de θ_{az} de 0° , 10° , 20° y 30° .

6.3.2 Múltiples haces

Un sistema con la formación del patrón de radiación de manera inteligente, como el que se emplea en las antenas activas, se clasifican en dos categorías, los sistemas de múltiples haces conmutados y sistemas de arreglos adaptivos [3]. Aunque un sistema adaptivo podría superar a un sistema de múltiples haces, su aplicación es mucho más compleja y costosa. Debido a la sencillez de los sistemas de múltiples haces, son una solución atractiva en el desarrollo de sistemas adaptivos en escenarios con bajo tráfico de datos. En el funcionamiento de esta antena se predefinen muchos patrones de radiación fijos, de los que se escoge sólo uno que mejore la recepción o transmisión de la señal. Un sistema con múltiples haces se ve como una celda con sectorización de alto orden que conmuta al patrón de radiación óptimo.

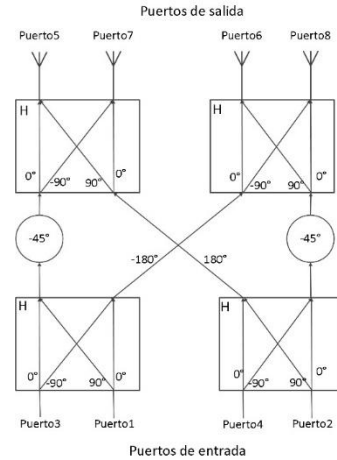


Figura 6.13 Matriz de Butler de 4x4

Una matriz de *Butler* es una red de formación de haces fijos que consta de acopladores híbridos que producen los desfases de la señal de alimentación en los elementos en el eje horizontal de un arreglo planar produciendo haces ortogonales. Un ejemplo de la matriz de *Butler* se muestra en la figura 6.13 y sus gradientes de fase se registran en la tabla 6.6.

Puerto de entrada	Puerto de salida				Fase de excitación β	Haz	$\theta(d_H = 0.6\lambda), \phi = 90^\circ$
	5	6	7	8			
1	45°	-180°	-45°	90°	135°	1	128.68°
2	0°	45°	90°	135°	45°	2	102.02°
3	135°	90°	45°	0°	-45°	3	77.97°
4	90°	-45°	-180°	45°	-135°	4	51.31°

Tabla 6. 6 Generación de los haces de una matriz de Butler 4X4

$$\theta_{az} = \cos^{-1} \left(\frac{-\lambda\beta}{2\pi d_H \sin \phi} \right) \tag{6-7}$$

El ángulo de dirección de cada haz en el plano azimutal se puede determinar con la ecuación 6-7 y los valores se presentan en la columna derecha de la tabla 6.6. Como caso de estudio, se presenta un sistema de múltiples haces para el resultado del patrón de radiación del puerto de 45° del dipolo

con polarización ortogonal que se diseñó en el capítulo 4. El sistema emplea una matriz *Butler* de 4x4, los haces a generar son 4, por lo tanto el número de elementos en el eje horizontal es igual al número de haces a generar, el haz *i* se determina por la expresión 6-8 donde las fases de excitación se toman de la tabla 6.6.

$$G_i(\theta, \phi) = G_{elemento}(\theta, \phi) + 10 \log_{10} \left(\left| \frac{1}{N_H} \frac{\text{sen} \left(\frac{N_H}{2} \left(\frac{2\pi d_H}{\lambda} \cos \theta \sin \phi + \beta_i \right) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi d_H}{\lambda} \cos \theta \sin \phi + \beta_i \right) \right)} \right|^2 \right), \tag{6-8}$$

$i = 1, 2, 3, 4$

Donde

$G_i(\theta, \phi)$ = patrón de radiación del haz *i* (dBi)

$G_{elemento}(\theta, \phi)$ = patrón de radiación del elemento radiador (dBi)

N_H = número de elementos en el eje horizontal

β_i = fase de excitación del haz *i*

d_H = separación entre elementos en eje horizontal

Para el valor de $\phi=90^\circ$, los 4 haces en el plano azimutal se muestran en la figura 6.14. La característica de la matriz de *Butler* es que genera haces ortogonales. Los haces de la figura 6.14 se consideran ortogonales ya que en los valores en la dirección de la ganancia máxima se presentan nulos de los haces adyacentes.

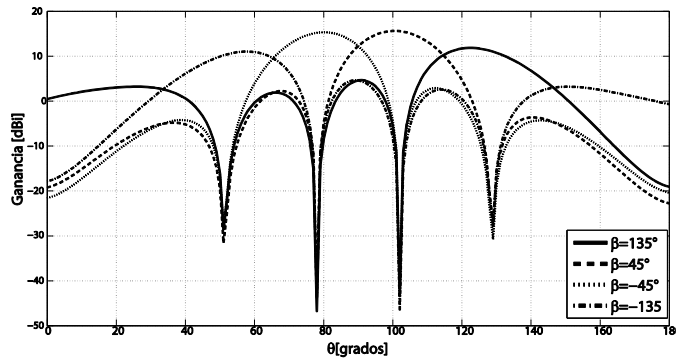


Figura 6. 14 Formación de 4 haces ortogonales a partir de las fases de excitación de una matriz de Butler de 4x4

Simultáneamente se estudia el comportamiento de la matriz de *Butler* con el programa AWR. En éste se introduce el patrón de radiación en 3D del radiador que se obtuvo con el CST, en este caso es el dipolo con polarización de 45°. Se considera un arreglo planar de 6 filas y 4 columnas. A diferencia con el programa de cómputo CST, en el AWR se pierde el sentido de la distancia, por lo que no es aconsejable colocar 24 bloques de antenas separados 0.6λ para el eje vertical y horizontal.

Aquí, el arreglo planar es visto como 4 arreglos lineales de 6 elementos con el fin de observar los haces múltiples que se generen, estos arreglos se muestran en la figura 6.15. En cada arreglo se tiene una portadora de 1840 MHz y una gradiente de fase igual a las que se presentan en la tabla 6.6.

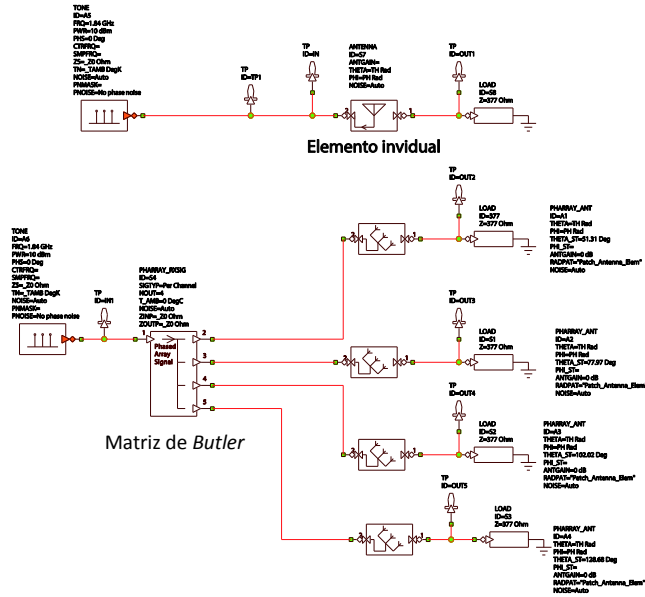


Figura 6. 15 Diagrama a bloques en AWR del arreglo con la matriz de Butler

En la figura 6.16 (a) se presenta el corte en el plano azimutal del patrón de radiación del elemento individual. En la figura 6.16 (b) se muestran múltiples haces que se generan a partir de la multiplicación del factor de arreglo con el patrón del dipolo con polarización de 45°. En esta figura también se observa que las direcciones del lóbulo principal se orientan en las direcciones de los valores de θ que se presentan en la tabla 6.6.

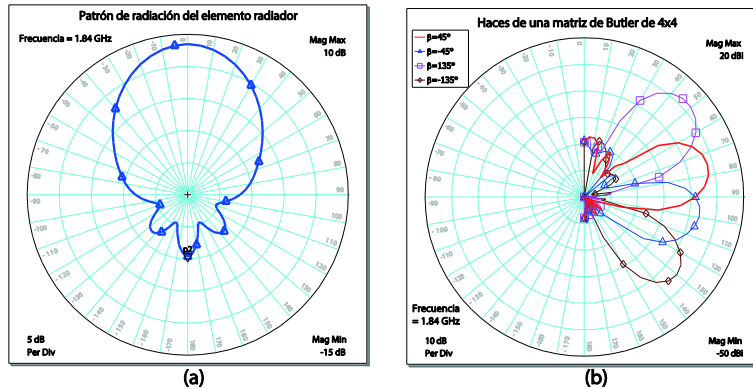


Figura 6. 16 (a) Patrón de radiación del dipolo con polarización de 45° y (b) patrones de radiación en el plano azimutal del arreglo con la matriz de Butler

Este estudio se hizo para el puerto de polarización de 45° con el elemento radiador de doble polarización, los resultados presentan el mismo comportamiento para el puerto con polarización de -45°. Un sistema de múltiples haces logra incrementar el orden de sectorización en la celda, con ayuda

de la matriz de *Butler*, los haces que se generan son ortogonales. La gran ventaja que presenta esta matriz, es que la ortogonalidad permite que la interferencia producida por los haces adyacentes se cancele. Esta gran ventaja se puede aprovechar en antenas activas en donde se requiera aumentar la capacidad. Como se menciona anteriormente, los haces son fijos pero el usuario no se encuentra en la dirección máxima del lóbulo principal. A pesar de esto, el haz que se le asigna al usuario tendrá más ganancia comparado con el haz que cubre un sector más amplio, por lo que se mejora la comunicación. Este sistema es más sencillo que el sistema adaptivo, su control depende de los conmutadores de fase la generación de las fases de excitación que son constantes una vez que se elige el haz. A diferencia de un sistema adaptivo, en que constantemente realiza los cálculos de amplitud y fase, los cuales ninguno de los dos parámetros son constantes. Por otra parte estas amplitudes y fases deben modificarse en tiempo real ante un tráfico que cambia periódicamente.

6.3.3 Sectorización Vertical

La formación del haz es una manera eficiente de aumentar la relación señal a ruido para los enlaces de subida y de bajada. En la figura 6.17 (a) se observa que la máxima relación señal a ruido (SNR) se presenta sobre el eje de la dirección máxima del lóbulo principal. El escenario de esta figura es la de un ambiente urbano, en donde los usuarios que se encuentren en los últimos pisos del edificio presentan el peor caso de cobertura. Con la orientación del haz hacia esos usuarios, la SNR se puede incrementar como se muestra en la figura 6.17 (b). En este caso se nota que el haz tiene una inclinación hacia arriba, y no se realiza de la manera tradicional que es inclinándolo hacia abajo. Las antenas activas se deben adaptar a este escenario y se vuelve más complejo cuando el número de haces aumenta.

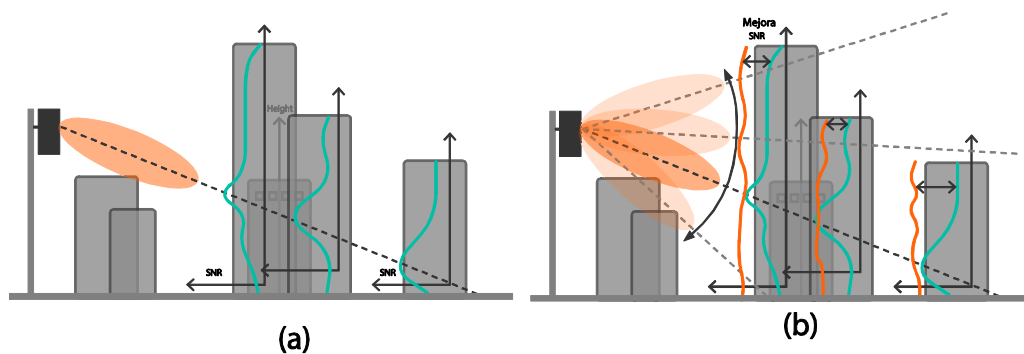


Figura 6. 17 Escenario para la formación del haz en el plano de elevación (a) un sólo haz en el ambiente urbano y (b) inclinación del haz para mejorar la SNR

La idea de la sectorización vertical es tener diferentes haces a diferentes ángulos de inclinación en el plano de elevación. Esto permite tener diferentes haces que se proyectan a diferentes regiones de la celda, en donde cada región se puede presentar un escenario específico.

En el siguiente estudio se busca incrementar la tasa neta de información que un usuario

transmite en una red celular. El escenario de una red celular, con OFDM, en el cual, la celda se divide en una región interior y una región exterior como se muestra en la figura 6.18, la región interior es una celda con radio menor a la celda principal y la región exterior es el área entre la celda interna y la celda externa. Mediante una sectorización vertical, cada región se cubre con un haz con diferente inclinación, estos haces se pueden generar con un antena activa.

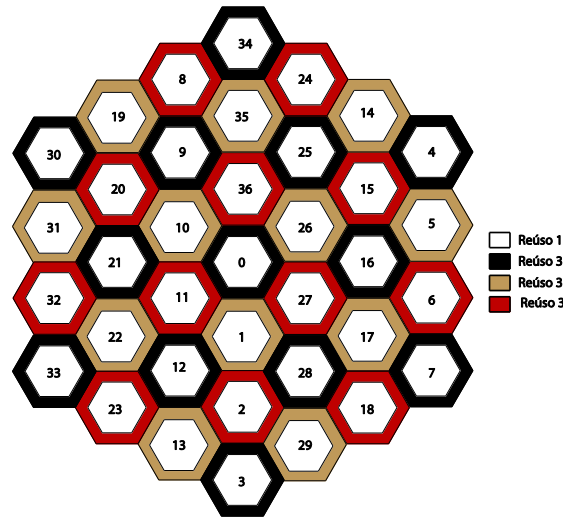


Figura 6. 18 Escenario del sistema celular con dos tipos de reuso

El sistema celular, es un sistema que se componen de 4 anillos que son 37 celdas como se muestra en la figura 6.18. La región interior de la celda utiliza reuso 1, mientras que para la región exterior se utiliza reuso 3. La simulación se realiza de manera independiente para cada reuso. En el 1 se generan arribos aleatorios de usuarios en la región de 0 a R_{int} , donde R_{int} es el radio de la celda interior. Para el reuso 3 se generan arribos aleatorios en el borde de la celda que es entre la región R_{int} y R , donde R es el radio de la celda. El tiempo entre arribos que se generan entre usuarios son intervalos aleatorios, este tiempo tiene una distribución de probabilidad exponencial negativa. El número de canales para la región de reuso 1 es de 30, mientras que para la de reuso 3 es de 10 canales. En total, se tienen 40 canales por celda.

El sistema que se propone en la figura 6.18 es un sistema cerrado y homogéneo, en donde cada celda tiene 6 celdas vecinas. Cada celda presenta un número de identificación que van del número 0 a 36 y la ecuación 6-9 permite calcular el número de identificación de las 6 celdas vecinas.

$$C_{Vk} = (C_o + C_k) \text{ mod}(37) \tag{6-9}$$

Donde

k = lado de la celda, 0, 2, ..., 5

C_{Vk} =número de la celda vecina del lado k

C_o = número de la celda a calcular sus celdas vecinas

El valor de C_k se determina por la expresión 6-10.

$$C_k = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 3n - 1, & k = 1 \\ 3n - 2, & k = 2 \\ -1, & k = 3 \\ 3n^2 - 6n + 2, & k = 4 \\ 3n^2 - 6n + 3, & k = 5 \end{cases} \quad (6-10)$$

Mediante estas etiquetas se puede distinguir las celdas vecinas de todo el sistema y así poder distinguir las celdas interferentes, por lo que el escenario de la simulación es para el enlace de bajada donde las estaciones base de cada celda son las únicas fuentes de interferencia. Para el reuso 1 se establece que el primer y segundo anillo interferente llega a influir más, mientras que para el reuso 3 se considera únicamente el primer anillo interferente dado a que su distancia de reuso es mayor.

La simulación del comportamiento se realiza con base en el algoritmo de la figura 6.19. Como primer paso se inicializan las variables, el segundo paso es buscar el siguiente evento para actualizar el tiempo de simulación, si el evento es un arribo se incrementan el número de arribos en el sistema, de otra manera se elimina el evento y se libera el canal que se estaba ocupando. Regresando al primer caso (donde el arribo se acepta), se procede a programar el tiempo del siguiente arribo. Una vez que se realiza lo anterior, se genera aleatoriamente un número entre 0 a 36 que indica el número de celda en el que se genera el arribo. Se comprueba si existen canales disponibles en esa celda (menor a 30 para reuso 1 y menor a 10 para reuso 3), si no hay canales disponibles el contador de arribos bloqueados se incrementa. Si existen canales disponibles se genera la coordenada dentro de la región de reuso, el tipo de reuso se especifica al inicio del algoritmo. Se realiza el cálculo de cuantos canales hay disponibles y se evalúan las distancias entre la coordenada que se generó con todas las celdas interferentes. Para el cálculo de la potencia de la señal presente en el móvil y las potencias interferentes se realiza con la expresión 6-11, la cual se toma de la referencia [1].

$$[P_r] = [P_t] + [G_r] + [G_r] - 128.1 - 37.6 \log_{10} r \quad (6-11)$$

Donde

$[P_r]$ = potencia de recepción (dBm)

$[P_t]$ = potencia de transmisión (dBm)

$[G_t]$ = ganancia de la antena transmisora (dBi)

$[G_r]$ = ganancia de la antena receptora (dBi)

r = distancia de separación entre el móvil y la estación base (km)

Como datos se considera una potencia de transmisión de 46 dBm, una ganancia de antena transmisora de 15 dBi y la ganancia de la antena receptora es de 2 dBi. Una vez que se calcula la potencia de la señal en el equipo móvil y las potencias de interferencia se calculan la relación potencia

de la señal a potencia de interferencia más ruido con la siguiente expresión.

$$[SINR_{i,j}] = 10 \log \left(\frac{P_{r,i}}{P_{i,j} + N_0} \right) \tag{6-12}$$

Donde

$[SINR_{i,j}]$ = relación potencia de la señal a potencia de interferencia más ruido del evento i y del canal j (dB)

$P_{r,i}$ = potencia de la señal en el móvil del evento i (Watts)

$P_{i,j}$ = potencia de la señales de interferencia para el móvil del evento i y el canal j (Watts)

N_0 = potencia de ruido (Watts)

El valor de la $SINR_{i,j}$ se calcula para todos los j canales disponibles, con base a esto se elige el canal que presente la máxima $SINR_{i,j}$. Una vez que se tiene este valor se calcula la tasa de boques erróneos ($BLER$). Las modulaciones más eficientes logran un $BLER$ mayor a 10^{-1} y se determina con base en el valor de la $SINR_{i,j}$, la cual se obtiene de tablas en [7]. La tasa neta de información instantánea se calcula con la ecuación 6-13.

$$D = e \times BW \times (1 - BLER) \tag{6-13}$$

Donde

D = tasa neta de información instantánea (bits/s)

BW = ancho de banda del canal (Hz)

e = eficiencia de modulación

El ancho de banda que se considera es de 3MHz y la eficiencia de modulación depende del tipo de modulación que se use, por ejemplo para QPSK es de 0.5, y para 64-QAM es de 0.833. Como OFDM es un sistema adaptivo, el tipo de modulación se elige con base al valor de la $SINR_{i,j}$, esto se presenta por medio de la tabla 6.7

Modulación	e	$SINR_{min}$	$SINR_{max}$
QPSK	0.5		8 dB
8PSK	0.5	8 dB	11 dB
16-QAM	0.66	14 dB	18.5 dB

Tabla 6. 7 Eficiencia de modulación contra SINR

Los valores de la tasa neta de información instantánea se suman para calcular la tasa neta de información promedio, que resulta al dividir entre en el número total de usuarios que fueron aceptados en el sistema para descargar información. Cuando se cumple con la condición del número de arribos a simular concluye el algoritmo.

Para la comprobación de este algoritmo se hace una comparación con el modelo analítico que se describe en la referencia [8]. El escenario que se toma es de 30 canales para el reuso 1 y la tercera parte para el reuso 3. El ancho de banda por canal es de 0.3 MHz. Para el esquema de simulación, se considera una celda con radio $R=1$ km y el radio interior para la región de reuso 1 es igual $R_{int}=0.8R=0.8$ km. El tiempo entre arribos de los usuarios es aleatorio con una función de probabilidad exponencial negativa y se hace un estudio desde una tasa 0.1 arribos/s hasta una tasa de

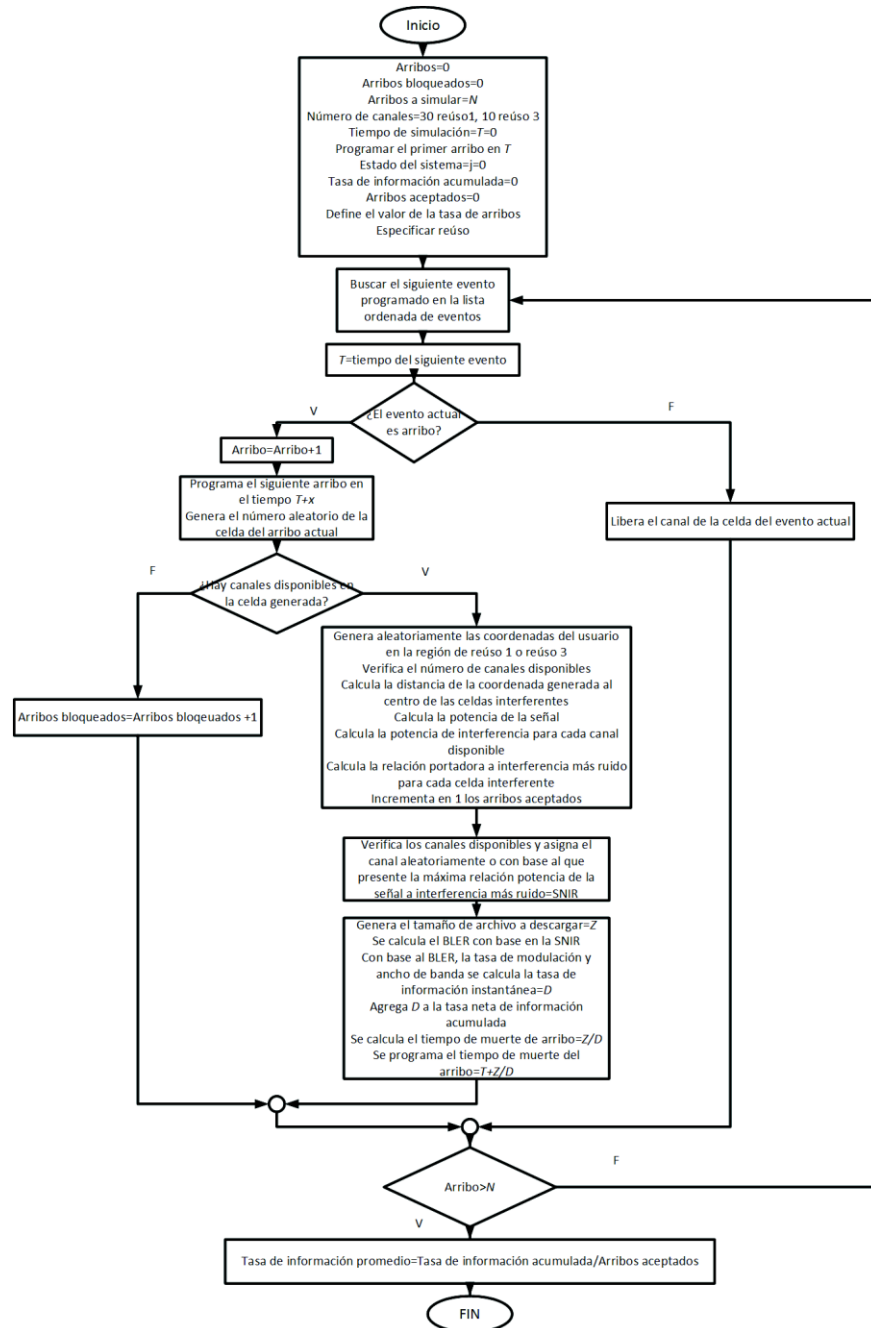


Figura 6. 19 Algoritmo de simulación de la tasa neta de información promedio en un sistema sectorizado verticalmente en 2 regiones de reuso de frecuencias

1.21 arribos/s. Cada usuario transmite un archivo de tamaño Z , el tamaño del archivo es una variable aleatoria, también con una función de probabilidad exponencial negativa y media de 4.5 Mbytes [8]. Al comprar el modelo analítico de [8] con la simulación, se obtienen las curvas de la figura 6.20, donde la figura 6.20 (a) corresponde al modelo analítico y la figura 6.20 (b) al de simulación. En el resultado por simulación, la curva para reuso 1 es ligeramente mayor que el resultado analítico, la desviación es aproximadamente de 2 Mbytes. Mientras que para el reuso 3 los valores son más próximos entre el resultado analítico y el simulado.

De las curvas que se muestran en la figura 6.20, se nota que el peor caso de la tasa neta de información promedio es para el reuso 3. A pesar de que para este reuso, la interferencia de las celdas adyacentes es menor, la tasa neta es muy baja, esto es porque solamente la tercera parte de los recursos se utiliza en cada celda. En el siguiente estudio de simulación se incrementa el ancho de banda a 3 MHz para un R_{int} igual a $0.5R$, $0.6R$, $0.7R$, $0.8R$, y $0.9R$. Estos resultados se muestran en la figura 6.21. A partir de esta figura se nota que al incrementar el ancho de banda la tasa neta se incrementa más de un orden de magnitud y por otra parte, ésta se mantiene casi constante para las tasas de arribos.

Para el reuso 1 se nota que para R_{int} de $0.5R$ a $0.7R$ la tasa neta de información crece, esto indica que la región de reuso 1 crece y más recursos (canales) son asignados a los usuarios. Con esta idea se espera que para $R_{int}=0.9R$ llegue a su valor óptimo de la tasa neta de información. Sin embargo se observa que para $R_{int}=0.8R$ la tasa neta de información se reduce comparada con la tasa neta de información para $R_{int}=0.7R$. Lo anterior se debe a que conforme R_{int} aumenta, los recursos se distribuyen en la celda, pero como el sistema es homogéneo, la interferencia también aumenta. Si R_{int} aumenta lo suficiente, llegará a un punto donde todo el sistema sea visto como un sistema de reuso universal, en donde todas las celdas se interfieren entre sí, por lo que la tasa neta de información se reducirá. Por lo tanto, para estos casos de simulación el valor que presenta la máxima tasa neta de información es cuando R_{int} toma el valor de $0.7R$.

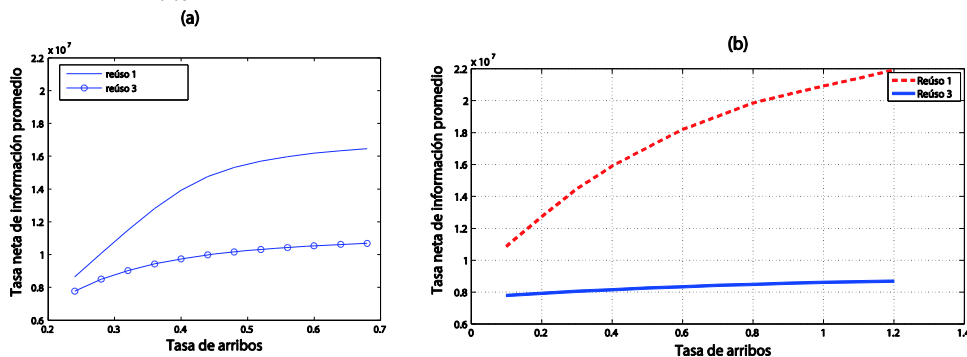


Figura 6. 20 Tasa neta de información para planeación de frecuencia con reuso 1 y 3, (a) resultados analíticos y (b) resultados por simulación

Ante las variaciones de R_{int} , la tasa neta de información para el reuso 3 no se ve tan afectada.

Si R_{int} aumenta, la región de reuso 3 disminuye, se puede pensar que como esta región se reduce, entonces la tasa neta de información se incrementa (ya que la región es menor y hay más canales). De cierto modo es correcto, pero por otra parte si la región de reuso 3 disminuye, la probabilidad de que los usuarios generen llamadas en esa porción de la celda también es baja así que la tasa neta de información también será baja.

Las variaciones de R_{int} se puede establecer con el ángulo de inclinación de cada haz en la antena activa. En este estudio por simulación se puede ver que la tasa neta de información se puede incrementar. De igual manera, existen diversos escenarios en donde la sectorización vertical que se produce con las antenas activas mejora algunos parámetros dentro de la red celular, como el aumento de capacidad y el mejoramiento de la planeación en la asignación de las frecuencias de reuso.

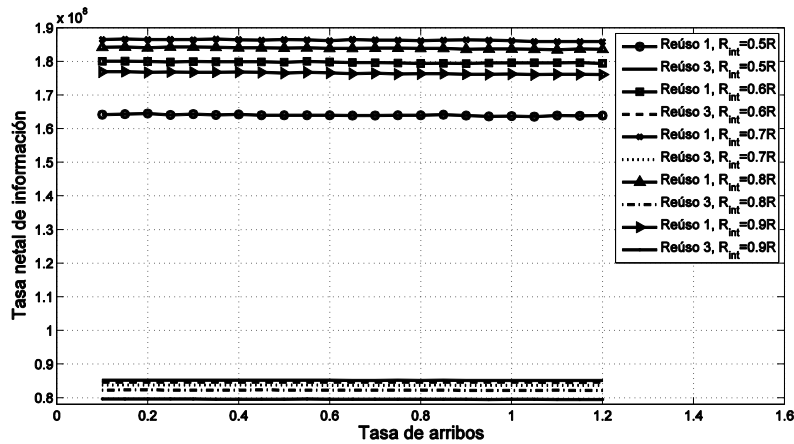


Figura 6. 21 Resultados por simulación de un sistema de sectorización vertical homogéneo a diferentes R_{int}

6.4 TDS en la antena activa

Con el desarrollo de las antenas activas en estaciones base, se eliminan varios componentes como cables de RF, conectores y amplificadores de montaje en torre. En algunas estaciones base se instalan TDSs cerca de los elementos radiadores, sin embargo, la arquitectura de una activa va un paso más allá de estos sistemas.

Las antenas activas no sólo integran el TDS cerca de los elementos radiadores, sino que integra una red de múltiples TDS que se conectan de manera individual a los elementos del arreglo. La diferencia entre una antena activa y una antena pasiva que emplean TDSs

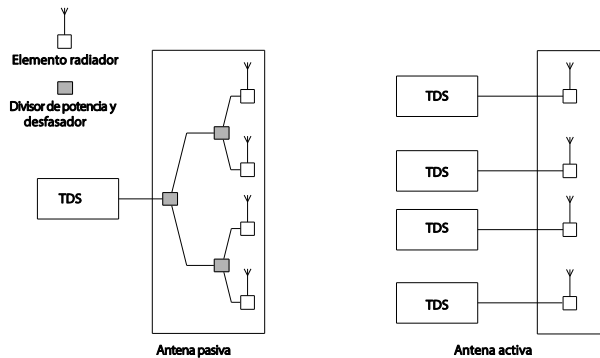


Figura 6. 22 Características de una antena pasiva y una antena activa

se presentan en la figura 6.22.

Los beneficios de la red de TDSs en la antena activa son:

- Existe una gran reducción de hardware en el gabinete y en la torre de estación base.
- Crece mejoramiento del enlace de subida/bajada. Para el enlace de bajada se incrementa la eficiencia de potencia, mientras que para el enlace de subida la degradación de la señal se reduce.
- La distribución de los TDSs permite incrementar la eficiente térmica y agrega canales de redundancia tanto en la recepción como en la transmisión. En el estudio por computadora que se realizó en AWR, se encuentra que las diversas ramas en la recepción permite reducir el factor de ruido, mientras que en la transmisión se incrementa la eficiencia y se reducen las pérdidas del amplificador de potencia.
- Los TDSs distribuidos facilitan la formación del haz, permitiendo las mejoras en la capacidad de la red y la cobertura.

En esta sección se realiza un estudio por computador de diversas ramas en la transmisión y en la recepción para la parte de RF de un TDS. El número de ramas de transmisión/recepción corresponden al número de elementos presentes en el arreglo de elementos. Los bloques de RF son homogéneos y corresponden a los bloques que se diseñaron en el capítulo 5.

6.4.1 Requerimientos del transreceptor en una antena activa

Para implementar y modelar el transreceptor de una antena activa, se toman en cuenta los requerimientos presentes en la tabla 6.8 [1]. Los datos de esta tabla son para un sistema LTE, algunos de estos datos son similares para un sistema GSM y HSPA. A pesar de esto, los requerimientos de LTE son más rigurosos por lo que son los que se solicitan para la parte de RF del TDS de la antena activa.

Parámetro	Valor	Enlace
Potencia de salida	Mayor a 38 para una macro celda	Bajada
Magnitud del vector de error	3.5 % para 64-QAM a 17.5% para QPSK	Bajada
Relación de potencia de fuga del canal adyacente (ACLR)	45 dB	Bajada
Tasa de datos	1 Mbps	Bajada
Sensibilidad	-107 dBm	Subida
SINR	-7 dB (valor mínimo)	Subida
Figura de ruido	2 dB	Subida
Margen de interferencia	1 dB	Subida
Tasa de datos	64 Kbps	Subida

Tabla 6. 8 Requerimientos para un TDS que se emplea en una antena activa

6.4.2 Estudio por computadora de la parte analógica de un TDS en un arreglo lineal

Con la implementación de una red de transreceptores asociados a cada elemento presente en el arreglo se obtiene un sistema de múltiples canales. En una antena activa, la señal se comparte toda la

red de transreceptores lo que incrementa la efectividad en la antena, además de que cada transreceptor agrega una ganancia adicional a la señal de recepción. La distribución de los transreceptores proporciona una mayor confiabilidad, en un sistema inteligente se puede monitorear cuando un transreceptor falle y éste sea reemplazado. Sin necesidad de redes de alimentación, y por medio de desfases y atenuadores, se puede configurar fácilmente la forma del patrón de radiación.

En la figura 6.23 se muestra un sistema multicanal de una antena activa que contiene 6 elementos. En este estudio cada canal se modela con el diagrama a bloques de la etapa de recepción que se diseñó en el capítulo 5. El bloque separador de canales de esta figura se utiliza para informar al simulador que los bloques de recepción de cada rama son canales separados de cada elemento del arreglo, mientras que el combinador de potencia suma las señales que provienen de cada rama. En el diagrama a bloques de la figura 6.23, se tiene presente en la entrada una señal con potencia de -91 dBm a una frecuencia de 1750 MHz, la señal se procesa de manera independiente por cada una de las 6 ramas.

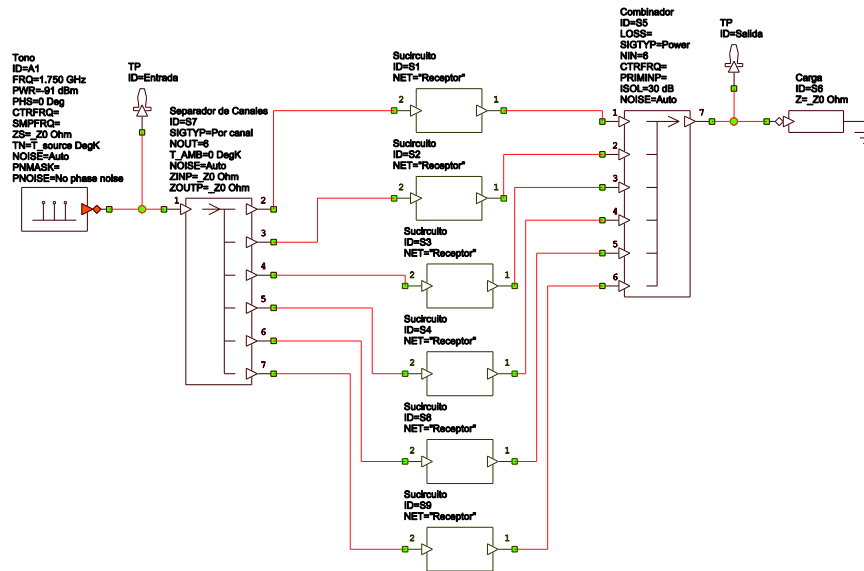


Figura 6. 23 Diagrama a bloques del sistema de recepción para un arreglo de 6 elementos

Para determinar las mejoras que se obtiene con un sistema multicanal, en la tabla 6.9 se presentan los resultados por computadora de los bloques de la etapa de analógica del receptor que se diseñó en el capítulo 5 y que se muestra en la figura 6.24. En este caso, el sistema presenta un sólo canal. El siguiente estudio se enfoca en el aumento de los canales de recepción, un bloque “receptor” de la figura 6.23 se constituye de todos los bloques de la figura 6.24. El estudio se realiza para 4, 6 y 8 canales.

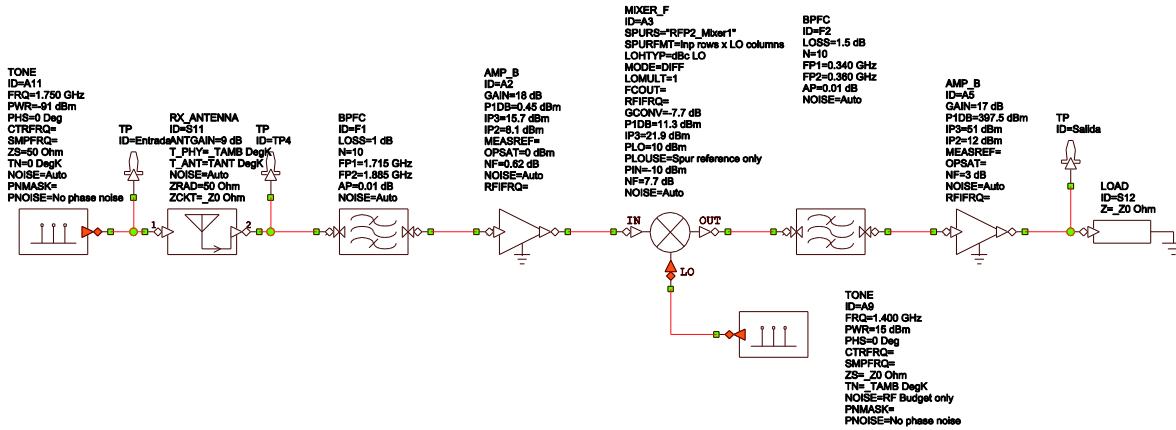


Figura 6. 24 Diagrama a bloques de un canal analógico de recepción

Parámetro	1 canal	4 canales	6 canales	8 canales
Potencia en la entrada [dBm]	-91	-91	-91	-91
Potencia de salida [dBm]	-56.72	-50.71	-48.95	-47.7
Ganancia total [dB]	34.27	40.29	42.05	43.3
Temperatura equivalente de ruido* [K]	747.5	186.87	124.58	93.43
Figura de ruido [dB]	5.53	2.16	1.552	1.213
Relación G/T [dBK ⁻¹]	-19.73	-13.72	-11.96	-10.71
Punto de intersección de tercer orden en entrada [dBm]	4.67	10.7	12.46	13.709

Tabla 6. 9 Valores de las figuras de mérito ante el aumento de los canales de recepción

Los siguientes puntos destacan las mejoras en la señal de recepción ante el aumento de canales.

- Incremento de ganancia.** Al combinar las señales recibidas de manera independiente en la etapa de FI, el nivel de potencia aumenta. En la tabla 6.9 se observa que la ganancia total para un solo canal es de 34.27 dB y para 8 canales se aumenta a 43.3 dB, lo cual presenta una mejora de 8.6 dB. Se puede pensar que con añadir otra etapa de amplificación en cascada al sistema de un solo canal se logra el aumento de ganancia obtenido, sin embargo, los diversos canales que se agregan aumentan significativamente la confiabilidad en la recepción.
- Baja degradación en la señal de recepción.** Esto se refleja en la reducción de la temperatura de ruido equivalente y la figura de ruido. El sistema LTE, es un sistema estricto que exige figuras de ruido menores a 2 dB. A través del estudio por computadora se encuentra que para un sistema de recepción con 6 canales, la figura de ruido cumple con este requisito. Ante el aumento a 8 canales de recepción, el valor de la figura de ruido continúa reduciéndose. Por parte de la relación G/T se ve incrementada. En el estudio por computadora se encuentra la mejora de esta figura de mérito de 8.6 dB, que es igual que la mejora en la ganancia. En [9] se demuestra que la relación señal a ruido es directamente proporcional al número de canales. Esta mejora permite establecer

que existe una degradación menor al utilizar antenas activas en estaciones base, y que además, la degradación de la señal continuará disminuyendo ante el aumento de canales en la recepción

- **Linealidad.** Al observar el punto de intersección de tercer orden en la entrada para cada una de las ramas, se nota que éste también aumenta conforme el número de canales crece. La mejora que implica entre el uso de 1 canal a 8 canales es de aproximadamente 9 dB. Esto permite relajar los requerimientos de linealidad en los bloques de recepción.

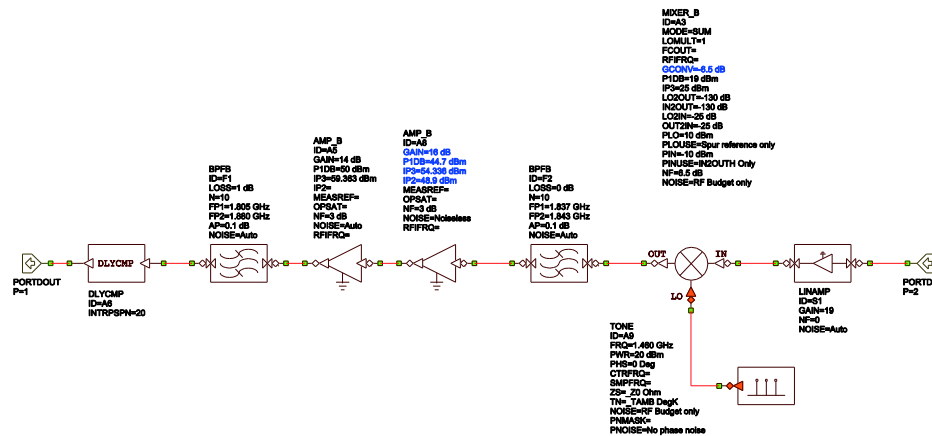


Figura 6.25 Diagrama a bloques de un canal analógico en la transmisión

Para los resultados anteriores, una antena activa logra satisfacer los requisitos para el enlace de subida para una estación base con un arreglo lineal de 6 elementos radiadores. Por este motivo, el estudio se hace con 6 canales en la transmisión, en donde el canal individual corresponde al diagrama a bloques de la etapa de RF del transmisor que se diseñó en el capítulo 5, este diagrama se presenta en la figura 6.25.

En un arreglo de N transmisores, una fracción $(1/N)$ de la potencia de la salida se entrega por un solo transreceptor, la fracción de potencia puede ser uniforme o no uniforme, esto dependerá de la técnica que se utilice para la formación del patrón de radiación. Con esto es posible emplear amplificadores de potencia con potencia de saturación y puntos de compresión de ganancia a 1 dB más bajos. En la figura 6.26 se transmite una señal con modulación 16-QAM que se agrupa en portadoras ortogonales, donde se usa un separador de canales. En la arquitectura de una antena activa, cada canal se conecta a cada elemento del arreglo. Por lo tanto, en los bloques de la figura 6.26, la potencia de cada canal llega a un combinador que suma las potencias en la entrada. La potencia total se introduce en el arreglo, el cual tiene el patrón de radiación del elemento individual que se diseñó en el capítulo 4.

La potencia de salida en una estación base por antena es mayor a 38 dBm, y un valor típico es de 46 dBm. En el capítulo 5 se diseñó un solo canal de transmisión con una salida de potencia de 38 dBm, esto se puede observar en la figura 6.26 en donde la salida de potencia de cada canal es de 38

dBm. La potencia de salida de 46 dBm se logra con el combinador que se conecta a cada uno de los transmisores. En este estudio por computadora, la magnitud del vector de error (EVM) no se ve alterado a causa del combinador de potencia y que es aproximadamente el 5%, que es un valor aceptable para el tipo de modulación que se emplea.

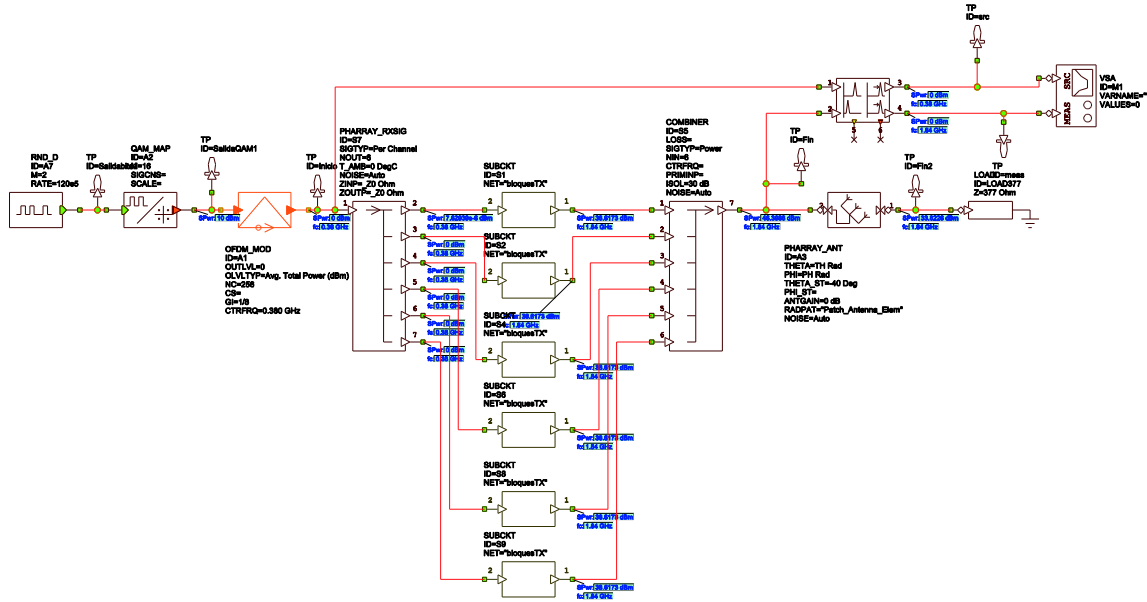


Figura 6. 25 Diagrama a bloques del sistema de transmisión para un arreglo de 6 elementos

Referencias del Capítulo 6

- [1] LTE, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; E-UTRA and UTRA; Radio Frequency (RF) requirement background for Active Antenna System (AAS) Base Station (BS) (Release 12)," 3rd Generation Partnership Project, 2014.
- [2] A. Derneryd y B. Johannisson, "Adaptive base-station antenna arrays," Ericsson, 1999.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, third ed., New Jersey: Wiley, 2005, pp. 283-371, 945-999.
- [4] 4G Americas, "MIMO and Smart Antenna for Mobile Broad Systems," 2012.
- [5] C. Alakija y S. Stapleton, "A mobile base station phased array antenna," *IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications, 1992 Conference Proceedings.*, pp. 118-121, 1992 I.
- [6] V. Kallnichev, "Analysis of beam-steering and directive characteristics of adaptive antenna arrays for mobile communications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, n° 3, pp. 145-152, 2001.
- [7] 3GPP TR 25.814, "Physical layer aspects for evolved UTRA (release 7)," 2006.
- [8] S.-E. Elayoubi, O. Ben Haddada y B. Fourestié, "Performance evaluation of frequency planning schemes in OFDMA-based networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 5, pp. 1623 - 1633, 2008.
- [9] T. Brauner, "Active Antenna Radio Frontends for Multiple Antenna Communication Systems," Zurich, 2004.
- [10] Alloyant, "High Performance Broadband Networks," [En línea]. Available: http://www.alloyant.com/Whitepaper_Beamforming_Technology_and_Advantages.html.
- [11] K. Gotsis, G. Kyriacou y J. Sahalos, "Improved Butler Matrix configuration for smart beamforming operations," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, 2010.

Conclusiones generales

El objetivo de esta tesis fue el desarrollo de una antena activa de alta eficiencia para estación base el cual se cumplió satisfactoriamente. Para lograr esto se realizaron estudios por computadora de la integración un transreceptor al radiador y eliminar por completo el cable de RF. Esto produce un incremento en la eficiencia de potencia en el transmisor, se mejora la sensibilidad en el receptor, se logra construir un patrón de radiación más estable que no depende de las condiciones del cable de RF presentándose una mayor facilidad para el control electrónico de la amplitud y fase de cada elemento del arreglo, las fuentes de intermodulación pasiva se reducen dado que las uniones metal-metal en el cable de RF se eliminan. Para cumplir este objetivo, también se realizó un estudio comparativo de radiadores compatibles con la diversidad por polarización y adecuados para emplearse en estaciones base. Se encontró que los dipolos cruzados con forma de hélice presentan las mejores características eléctricas. Los dipolos cruzados estudiados fueron seleccionados considerando la reducción de la intermodulación pasiva. El elemento radiador seleccionado fue construido y caracterizado, y sus características eléctricas presentaron una fuerte correspondencia con los obtenidas por computadora. Se realizó un estudio por computadora del análisis del arreglo donde se encontró que un arreglo planar permite la manipulación del patrón de radiación de manera adaptiva ya sea dinámica o por medio de haces conmutados; por otra parte, se encontró que si un transreceptor se conecta a cada elemento del arreglo se permite incrementar la relación señal a ruido, linealidad y ganancia por parte del receptor y distribuir el manejo de potencia sobre el arreglo por parte del transmisor. La tesis se desarrolló en 6 capítulos, de los cuales se presentan las conclusiones principales:

- Gran parte del capítulo 1 se centra en estado del arte de las estaciones base, en donde se hizo una descripción la arquitectura de ésta y de los elementos que la conforman. Dentro de los elementos que conforman a la estación base se centró el estudio en la unidad transreceptora, y el radiador. La integración de estos dos bloques permite la eliminación del cable de RF, y por lo tanto eliminar las desventajas que éste produce.
- No sólo basta con integrar la unidad transreceptora con el radiador en la estación base, sino que en conjunto puedan atender a una gran cantidad de usuarios de diferentes estándares. En el capítulo 1 también se realizó una comparación de las arquitecturas de estación base la GSM, WCDMA y LTE, en un sistema celular, estos estándares pueden operar en conjunto. El tipo de transreceptores que puede hacer frente a estos requisitos, son los transreceptores definidos por *software* (TDS), los actuales TDS permiten adaptarse a diferentes estándares de distintos usuarios en tiempo cercano al real. En esta tesis se establece a los TDS como la tecnología que puede operar en conjunto con las antenas activas.

- El campo del estudio de las antenas de estación base es muy amplio, en el capítulo 2 se realizó un análisis de los requerimientos y características más importantes de las antenas pasivas para estación base. En el análisis principal de este capítulo se destacaron las características de una antena de estación base del cual sobresale la siguiente conclusión importante: el uso de un arreglo como antena de estación base permite incrementar la ganancia del radiador y facilitar la inclinación del haz eléctricamente.
- En este mismo capítulo, se realizó un estudio de los requerimientos para el dimensionamiento del arreglo. Este análisis se enfoca en la construcción del patrón de radiación a través de la modificación de la amplitud y fase con la que se alimenta cada elemento, por lo que es la técnica principal que se emplea en antenas activas. Un diseño apropiado de la antena pasiva debe presentar una ganancia grande (15 dBi) con la menor cantidad de elementos para reducir la carga en la torre. Con el estudio de la directividad del factor de arreglo se encontró que para un arreglo lineal de N elementos, su directividad es máxima cuando la separación es aproximadamente λ . En otro análisis, que se enfoca en la generación de los lóbulos laterales, los cuales están en función de la distancia de separación de los elementos, se encuentra que a una distancia de separación mayor o igual a λ , la amplitud de los lóbulos laterales se vuelven críticos. Por lo tanto, un diseño del radiador de estación base que presente una alta ganancia con una amplitud de los lóbulos laterales relativamente baja, el espaciado entre elementos debe estar en el intervalo $0.5\lambda \leq d < \lambda$.
- Las limitaciones presentes en una antena de estación base que se describieron en el capítulo 2 son las siguientes: la intermodulación pasiva, error de seguimiento. De estos dos factores, el nivel de intermodulación pasiva se pueden reducir evitando la mayor cantidad posible de uniones meta-metal presentes en el radiador. El error de seguimiento es un factor que no se puede reducir con alguna técnica conocida, debido a que es una característica inherente de los radiadores de doble polarización. Sin embargo, se recomienda emplear elementos simétricos y con patrones de radiación más estables para que el error de seguimiento no aumente.
- En el capítulo 3 se realizó el estudio de la arquitectura de un TDS, en donde su limitante principal para su enfoque de un TDS ideal, es función del intervalo dinámico y de la velocidad de muestreo del ADC y del DAC. Para relajar los requerimientos de estos, es necesario de una arquitectura heterodina, en donde las conversiones analógico-digital y digital-analógico se hacen en la etapa de FI, por lo tanto se pueden utilizar un ADC y un DAC de más baja velocidad de muestreo.
- En este mismo capítulo se presentaron las ventajas que presenta un USRP, gran parte de ellas satisfacen los requerimientos de las estaciones base multiestándar, además, con base a su arquitectura se cumple que es un TDS que puede operar en tiempo real gracias a RT LINUX.

- El estudio de las antenas pasivas para estaciones base y los TDS se permitió abordar la parte experimental de la tesis que es el desarrollo del elemento radiador para estación base, el cual se realizó en el capítulo 4. En el cual primero se hace un estudio comparativo de tres dipolos cruzados con doble polarización con las características de corte en pendiente, brazos cruzados y forma de hélice. El radiador de dipolos cruzados en forma de hélice presentó las mejores características requeridas por los radiadores de estación base.
- El diseño inicial de los tres radiadores comparados se basan a partir del diseño planar cuya ecuaciones de diseño se describen en esta tesis. Para optimizar cada diseño, se realizaron estudios por computadora que permitieron mejorar las características eléctricas de los dipolos y entonarlos a la frecuencia de resonancia propuesta. En la optimización, los dipolos estudiados presentaron las características de ancho de banda a las que fueron diseñados ante un coeficiente de reflexión menor a -15 dB, esto permite aumentar la eficiencia de los dipolos estudiados dado a que se reducen las pérdidas por reflexión. Se seleccionó una estructura compatible con la mínima generación de intermodulación pasiva.
- Existen diferentes formas de alimentación del dipolo, en esta tesis se realizó por medio de un *balun* a través de acoplamiento electromagnético. Esta forma de alimentación presentó dos grandes ventajas sobre el diseño del dipolo, que son: transformar la línea de alimentación balaceada a no balanceada y por medio de la selección adecuada de las características del *balun* acoplar la impedancia de entrada del dipolo a la impedancia de salida de la línea de alimentación.
- A partir de la elección del radiador de doble polarización que presentó las mejores características, se desarrolló su construcción, cumpliéndose con el requisito de minimizar la cantidad de uniones metal-metal y de esta manera eliminar las fuentes de intermodulación pasiva asociadas. Se optimizaron los detalles de la construcción, ante esto se logró que los parámetros S fueran muy cercanos a los esperados en el estudio por computadora. El radiador de dipolos cruzados que se construyó cumplió con los requisitos de ancho de banda, ante un coeficiente de reflexión de -15 dB de cada dipolo.
- Para estudiar la estabilidad del patrón de radiación se realizaron 5 mediciones uniformes en la banda de 1710-1880 MHz. Los patrones de radiación medidos presentaron una alta correspondencia con los patrones de radiación copolares así como los contrapolares obtenidos por computadora. Los valores de ganancia y ancho de lóbulo principal cumplen con las características para que al considerarse como un elemento de en un arreglo lineal de 6 elementos presente una ganancia de 15 dBi y el ancho del lóbulo sea de 60°, para cada polarización. Además se concluye que al aumentar más elementos en el arreglo vertical la ganancia se puede aumentar sin alterar el ancho del lóbulo del patrón de radiación.

- A partir de los patrones de radiación medidos se realizó su comparación para determinar el error de seguimiento en donde se presentaron desviaciones angulares bajas y un error de seguimiento relativamente pequeño.
- Con el estudio de la arquitectura de un TDS en el capítulo 5, se permitió hacer un estudio por computadora de la parte analógica de un TDS con los requerimientos que establece el estándar LTE. El diseño a bloques desarrollado por computadora corresponde a la arquitectura heterodina.
- Por parte del estudio de la trayectoria de recepción se hizo una comparación de los semiconductores que se emplean en los LNA, donde los HEMT de InP permiten desarrollar amplificadores con más bajo nivel de ruido, más alta linealidad y a más altas frecuencias. Bajo estas características, se tomó de datos de fabricantes, los parámetros de un LNA con tecnología HEMT de InP que se incluyeron en un estudio por computadora en el diagrama a bloques de la etapa analógica de la trayectoria recepción de un TDS. Al compararse con el diagrama a bloques de un receptor que empleaba las características de un LNA con tecnología CMOS, se encontró que con el LNA de HEMT de InP las características de linealidad y figura de ruido se mejoraron significativamente. Con estas mejoras se logró satisfacer los requerimientos de figura de ruido y linealidad que exigen los receptores que se emplean para estación base de LTE.
- Un estudio comparativo se realizó de manera similar para los semiconductores que se emplean en amplificadores de potencia, donde los HEMT de GaN son los que se eligieron, debido a que presentan una mayor densidad de potencia, alta eficiencia y alta linealidad. Por lo tanto, se eligen como la tecnología en el desarrollo del PA. Dado lo anterior, se realizó el estudio por computadora de la etapa analógica de la trayectoria de transmisión de un TDS, en la que se utilizó los parámetros de un PA de HEM de GaN proporcionados por un fabricante. En el estudio se concluyó que ante las características de este PA se puede procesar una señal con alta PAR (17 dB) con una EVM menor al 10% a una potencia de salida de 38 dBm. Los anteriores parámetros cumplen los requisitos que se exigen en el enlace de bajada en una estación base de LTE.
- La antena activa que se estudió incorpora las características de la etapa analógica del TDS que se desarrolló en el capítulo 5 y las características eléctricas del radiador diseñado en el capítulo 4 que físicamente se pueden integrar en un solo panel sobre la torra de estación base. Con base en lo anterior, se concluye que la antena activa propuesta en esta tesis presenta bajas fuentes de intermodulación pasiva, tiene una mejor sensibilidad al contener un LNA con tecnología HEMT de InP e incrementa la eficiencia de potencia al utilizar un PA de HEMT de GaN. Estas mejoras se añaden a las ventajas que se obtienen al eliminar el cable de RF.
- En el capítulo 6 se hace el estudio de un patrón de radiación adaptivo con la herramienta de arreglos en CST, considerando las características del radiador que se diseñó en el capítulo 4, con

esto fue posible comprobar que para lograr un patrón de radiación adaptivo tanto en el plano de elevación como en el azimutal, es necesario considerar un arreglo planar.

- Otro estudio que se realizó en la adaptación del patrón de radiación fue la alimentación de los elementos con amplitud uniforme y no uniforme, donde se encontró que con la alimentación no uniforme se puede reducir el nivel de los lóbulos laterales o en su defecto eliminarlos por completo, cuando el arreglo que se emplea tiene una distribución de amplitudes binomial.
- En este último capítulo también se realizó el estudio por computadora de la integración de la etapa analógica del transmisor/receptor del TDS, como se sugiere en la arquitectura de una antena activa, en donde cada elemento del arreglo se conecta a un transreceptor. A partir de este estudio se concluye que la SNR (en escala lineal) aumenta proporcional al número de canales que se emplean en la recepción por lo que se reduce la degradación de la señal en la trayectoria del receptor. En la trayectoria del transmisor, se incrementó el nivel potencia de salida sin la necesidad de aumentar la ganancia del amplificador de potencia manteniendo el valor del EVM para una señal con PAR de 17 dB.

El desarrollo de las antenas activas en estaciones es una nueva línea de investigación que se ha tomado en cuenta en los últimos años. Y dándole a las estaciones base mejores características eléctricas y económicas.

Apéndice A

Se define un arreglo lineal de N elementos isotrópicos y su factor de arreglo normalizado es:

$$(AF)_{normalizado} = \frac{1}{N} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right)} \right) \quad (\text{A-1})$$

Si el haz principal se dirige perpendicularmente al eje del arreglo, la fase de excitación es igual a 0, por lo tanto el factor de arreglo normalizado queda como:

$$(AF)_{normalizado} = \frac{1}{N} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} (kd \cos \theta) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta) \right)} \right) \quad (\text{A-2})$$

La función matemática de la directividad máxima se define en la siguiente expresión.

$$D_{max} = D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (\text{A-3})$$

La potencia radiada es la integral de la intensidad de radiación sobre una esfera de radio r y se define como:

$$P_{rad} = \oiint U(\theta, \phi) \text{sen } \theta \, d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \text{sen } \theta \, d\theta d\phi \quad (\text{A-4})$$

La intensidad de radiación del arreglo lineal es igual al factor de arreglo normalizado elevado al cuadrado.

$$U(\theta, \phi) = ((AF)_{normalizado})^2 = \left[\frac{1}{N} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} (kd \cos \theta) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta) \right)} \right) \right]^2 \quad (\text{A-5})$$

Sustituyendo A-5 en A-4, la potencia radiada se escribe de la siguiente manera.

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{N} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} (kd \cos \theta) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta) \right)} \right) \right]^2 \text{sen } \theta \, d\theta d\phi \quad (\text{A-6})$$

Como la intensidad de radiación únicamente depende de θ la expresión de la potencia radiada se reduce a:

$$P_{rad} = \frac{2\pi}{N^2} \int_0^{\pi} \left(\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} (kd \cos \theta) \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} (kd \cos \theta) \right)} \right)^2 \text{sen } \theta \, d\theta \quad (\text{A-7})$$

La integral de la expresión A-7 no tiene una solución exacta, aunque es una integral definida,

se puede resolver mediante una herramienta de cómputo, pero requiere un tiempo grande de procesamiento. Para reducir este tiempo se aproxima la integral por una suma de la siguiente manera:

$$\int_0^\pi \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}(kd \cos \theta)\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}(kd \cos \theta)\right)} \right)^2 \text{sen } \theta \, d\theta \cong \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}(kd \cos \theta)\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}(kd \cos \theta)\right)} \right)^2 \text{sen } \theta_i \Delta\theta_i \quad (\text{A-8})$$

Donde n es el número de divisiones uniformes en θ y es igual a la expresión A-9.

$$\Delta\theta_i = \frac{\pi}{n} \quad (\text{A-10})$$

Para cada partición, el valor que toma θ_i es igual a:

$$\theta_i = i \left(\frac{\pi}{n} \right) \quad (\text{A-11})$$

Por lo tanto la potencia radiada se puede aproximar mediante una suma.

$$P_{rad} \cong \frac{2\pi^2}{N^2 n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2} kd \cos \theta_i\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta_i\right)} \right)^2 \text{sen } \theta_i \quad (\text{A-12})$$

Como el factor de arreglo está normalizado, la intensidad de radiación máxima es igual a la unidad.

$$U_{max} = 1 \quad (\text{A-12})$$

Sustituyendo las ecuaciones A-12 y A-13 en A-3, la directividad se escribe de la siguiente forma:

$$D_0 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{2nN^2}{\pi \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2} kd \cos \theta_i\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta_i\right)} \right)^2 \text{sen } \theta_i} \quad (\text{A-13})$$

Apéndice B

Se tiene un dipolo de longitud finita, el cual se conforma de dos piezas delgadas de alambre. El dipolo se posiciona simétricamente sobre el eje z como se muestra en la figura B.1 (a), se nota que los brazos de los dipolos no inician en el origen sino de una distancia $\pm \frac{d}{2}$ del origen, por lo tanto la separación entre el origen de ambos brazos es d .

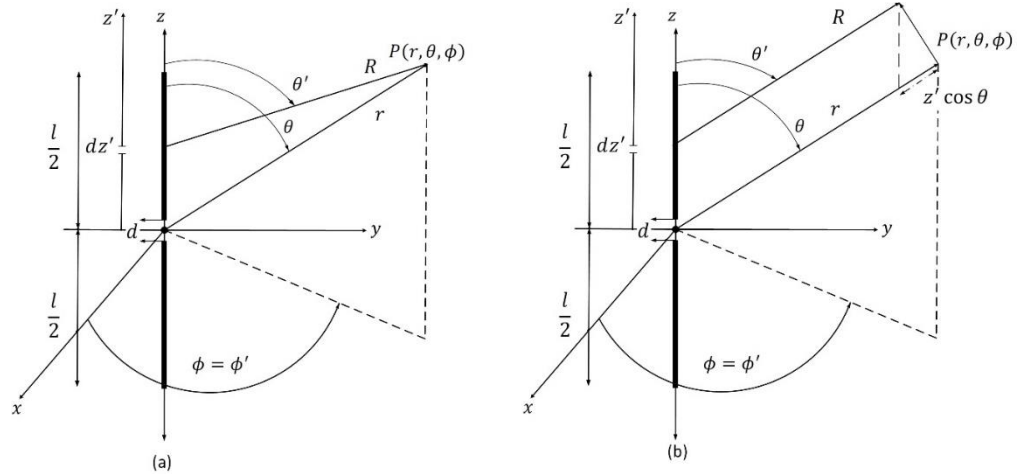


Figura B. 1 Representación geométrica de un dipolo infinitesimal con separación entre los brazos (a) representación en coordenadas esféricas (b) aproximación en campo lejano

Si se considera que el alambre es muy delgado (idealmente de diámetro cero), una buena aproximación de la distribución de la corriente se puede escribir con la siguiente expresión.

$$\mathbf{I}_e(z') = \begin{cases} \hat{\mathbf{a}}_z I_0 \sin\left(\frac{kl}{2} - z'\right), & \frac{d}{2} \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \hat{\mathbf{a}}_z I_0 \sin\left(\frac{kl}{2} + z'\right), & -\frac{l}{2} \leq z' \leq -\frac{d}{2} \end{cases} \quad (\text{B-1})$$

Donde:

I_0 =amplitud máxima de la corriente

k = constante de propagación

l = longitud del dipolo

En la distribución corriente descrita por la ecuación B-1 se considera que el punto de alimentación se encuentra en el origen y la corriente se desvanece en los puntos $z' = \pm \frac{l}{2}$. Cuando no existe separación en el punto de alimentación de cada brazo del dipolo $d = 0$, el dipolo se puede ver como un alambre continuo cuyos campos están dados por las expresiones B-2, B-3 y B-4

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (\text{B-2})$$

$$E_{\theta} = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (\text{B-3})$$

$$E_{\phi} = 0 \quad (\text{B-4})$$

En campo lejano se tiene la condición $kr \gg 1$, por lo tanto, los términos $\frac{1}{jkr}$ y $\frac{1}{(kr)^2}$ tienden a cero. Además se observa que en campo lejano E_r será más pequeño porque es inversamente proporcional a r^2 . En campo lejano las expresiones B-2, B-3 y B-4 se aproximan a:

$$E_r \approx 0 \quad (\text{B-5})$$

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (\text{B-6})$$

$$E_{\phi} = 0 \quad (\text{B-7})$$

El dipolo de longitud finita de la figura B.1(a) se subdivide en un número infinitesimal de dipolos con longitud dz' . Para un dipolo infinitesimal de longitud dz' que se posiciona a lo largo del eje z' , las componentes de campo eléctrico en campo lejano están dadas por las siguientes expresiones:

$$dE_{\theta} = j\eta \frac{kI_e(z') e^{-jkr}}{4\pi R} \sin \theta dz' \quad (\text{B-8})$$

$$dE_r \approx dE_{\phi} = 0 \quad (\text{B-9})$$

Donde R (ver figura B.1(a)) está dada por la siguiente expresión:

$$R = \sqrt{r^2 + (-2rz' \cos \theta + z'^2)} \quad (\text{B-10})$$

Una aproximación de R se puede obtener la figura B.1 (b):

$$R \approx r - z' \cos \theta, \text{ para los términos de fase} \quad (\text{B-11})$$

$$R \approx r \text{ para los términos de amplitud} \quad (\text{B-12})$$

Sustituyendo las ecuaciones B-11 y B-12 en la ecuación B-8 se tiene la siguiente expresión:

$$dE_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_e(z') e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (\text{B-13})$$

Sumando la contribución de todos los elementos infinitesimales se tiene la siguiente integral:

$$E_{\theta} = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} dE_{\theta} = j\eta \frac{k e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_e(z') e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (\text{B-14})$$

Sustituyendo la distribución de corriente de la ecuación B-1 en la integral de la expresión B-14 se tiene que el campo eléctrico es igual a:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-\frac{l}{2}}^{-\frac{d}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} + z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' \right. \\ \left. + \int_{\frac{d}{2}}^{\frac{l}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} - z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' \right] \quad (\text{B-15})$$

De los corchetes de la expresión B-15, la integral del primer término está dada por:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{-\frac{d}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} + z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (\text{B-16}) \\ = \frac{\csc^2 \theta}{k} \left\{ e^{-\frac{jkd}{2} \cos \theta} \left[-\cos\left(\frac{k}{2}(l-d)\right) \right. \right. \\ \left. \left. + j \cos \theta \sin\left(\frac{k}{2}(l-d)\right) \right] + e^{-\frac{jkl}{2} \cos \theta} \right\}$$

Resolviendo la integral del segundo término se tiene la siguiente expresión:

$$\int_{\frac{d}{2}}^{\frac{l}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} - z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (\text{B-17}) \\ = \frac{\csc^2 \theta}{k} \left\{ e^{\frac{jkd}{2} \cos \theta} \left[-\cos\left(\frac{k}{2}(l-d)\right) \right. \right. \\ \left. \left. - j \cos \theta \sin\left(\frac{k}{2}(l-d)\right) \right] + e^{\frac{jkl}{2} \cos \theta} \right\}$$

Al sumar las dos integrales de las expresiones B-16 y B-17 se tienen exponenciales complejas, las cuales se pueden simplificar mediante identidades trigonométricas, por lo tanto, la suma de las dos integrales es igual a:

$$S = \frac{2 \csc^2 \theta}{k} \left\{ \sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) \right\} \quad (\text{B-18})$$

Donde

$$S = \int_{-\frac{l}{2}}^{-\frac{d}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} + z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' + \int_{\frac{d}{2}}^{\frac{l}{2}} \sin\left(\frac{kl}{2} - z'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (\text{B-19})$$

$$\alpha = \frac{k}{2}(l-d) \quad (\text{B-20})$$

$$\beta = \frac{kd}{2} \cos \theta \quad (\text{B-21})$$

Sustituyendo la expresión B-18 en B-15, se tiene la expresión del campo eléctrico.

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r \sin \theta} \left\{ \sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right) \right\} \quad (\text{B-22})$$

La intensidad de radiación está dada por la siguiente igualdad:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E_{\theta}|^2 \quad (\text{B-23})$$

Al sustituir el campo eléctrico de la ecuación B-22 en la ecuación B-23, la intensidad de radiación queda de la siguiente forma:

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta |I_0|^2}{8(\pi \sin \theta)^2} \left\{ \sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right) \right\}^2 \quad (\text{B-24})$$

La potencia radiada se calcula con la integral de la intensidad de radiación respecto θ y ϕ y se expresa de la siguiente manera:

$$P_{rad} = \frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} \right)^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (\text{B-25})$$

Como la función no depende de ϕ , la integral de la expresión B-25 se reduce a:

$$P_{rad} = \frac{\eta |I_0|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} \right)^2 \sin \theta \, d\theta \quad (\text{B-26})$$

La potencia radiada también se puede calcular con la siguiente relación:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (\text{B-27})$$

Donde

R_r = Resistencia de radiación

Al igualar las expresiones B-26 y B-27, se puede despejar a la resistencia de radiación.

$$R_r = \frac{\eta}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin \alpha \sin \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} \right)^2 \sin \theta \, d\theta \quad (\text{B-28})$$

Cuando el valor máximo de la distribución de corriente no ocurre en el puerto de entrada como en la figura B.2, se puede considerar la siguiente relación:

$$\frac{|I_{in}|^2}{2} R_{in} = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (\text{B-29})$$

O también se puede ver como:

$$R_{in} = \left| \frac{I_0}{I_{in}} \right|^2 R_r \quad (\text{B-30})$$

Donde:

R_{in} =Resistencia de radiación en la entrada

R_r =Resistencia de radiación a la corriente de excitación

I_0 =Corriente de excitación

I_{in} =Corriente en las terminales de entrada

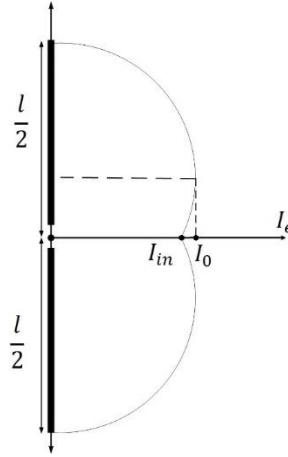


Figura B. 2 Distribución de corriente de un dipolo en donde la corriente máxima no ocurre en la terminal de entrada

Para un dipolo con longitud l , la corriente en las terminales de entrada I_{in} se relaciona con la corriente máxima con la siguiente relación.

$$I_{in} = I_0 \operatorname{sen}\left(\frac{kl}{2}\right) \therefore \left|\frac{I_0}{I_{in}}\right|^2 = \frac{1}{\operatorname{sen}^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (\text{B-31})$$

Al sustituir las expresiones B-31 y B-28 en B-30, la resistencia de entrada se calcula de la siguiente manera.

$$R_{in} = \frac{\eta}{2\pi \operatorname{sen}^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \int_0^\pi \left(\frac{\operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right)}{\operatorname{sen} \theta} \right)^2 \operatorname{sen} \theta \, d\theta \quad (\text{B-32})$$

La integral de la expresión B-32 no tiene una solución exacta, aunque es una integral definida, resolverla mediante una herramienta de cómputo requiere de un tiempo grande de procesamiento, para reducir este tiempo se aproxima la integral como una suma de la siguiente manera:

$$\int_0^\pi \left(\frac{\text{sen } \alpha \text{ sen } \beta \cos \theta - \cos \alpha \cos \beta + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right)}{\text{sen } \theta} \right)^2 \text{sen } \theta \, d\theta \quad (\text{B-33})$$

$$\cong \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen } \alpha \text{ sen } \beta_i \cos \theta_i - \cos \alpha \cos \beta_i + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta_i \right)}{\text{sen } \theta_i} \right)^2 \text{sen } \theta_i \, \Delta\theta_i$$

Donde

n = número de divisiones uniformemente espaciadas en el intervalo 0 a π

$\Delta\theta_i$ = es la magnitud de cada división uniforme en el intervalo de 0 a π y está dado por la ecuación B-34

$$\Delta\theta_i = \frac{\pi}{n} \quad (\text{B-34})$$

$$\theta_i = i\Delta\theta_i \quad (\text{B-35})$$

$$\beta_i = \frac{kd}{2} \cos \theta_i \quad (\text{B-36})$$

La aproximación de la expresión B-33 se convierte en una igualdad cuando $n \rightarrow \infty$, por lo tanto para un número muy grande de particiones, en un programa computacional se puede dar un valor muy grande. Considerando lo anterior, la resistencia de entrada se calcula con la siguiente ecuación.

$$R_{in} \quad (\text{B-37})$$

$$= \frac{\eta}{2\pi \text{sen}^2 \left(\frac{kl}{2} \right)} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\text{sen } \alpha \text{ sen } \beta_i \cos \theta_i - \cos \alpha \cos \beta_i + \cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta_i \right)}{\text{sen } \theta_i} \right)^2 \text{sen } \theta_i \, \Delta\theta_i$$