

TESIS DEFENDIDA POR
Catarino Alor Aguilar
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. David H. Covarrubias Rosales
Director del Comité

M.C Ricardo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. Roberto Conté Galván
Miembro del Comité

Dr. Pedro Negrete Regagnon
Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy
*Jefe del Departamento de Electrónica
y Telecomunicaciones*

Dr. Luis Alberto Delgado Argote
Director de Estudios de Posgrado

22 de Junio del 2001

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

**DEPARTAMENTO DE
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**MODELADO Y SIMULACIÓN DE
AMPLIFICADORES DE POTENCIA APLICADOS
A COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES**

TESIS

**Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta:**

CATARINO ALOR AGUILAR

Ensenada, Baja California, México. Junio del 2001.

RESUMEN de la Tesis de **Catarino Alor Aguilar**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO en CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Junio 2001.

**MODELADO Y SIMULACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA
APLICADOS A COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES**

Resumen aprobado por:

David H. Covarrubias Rosales
Director de tesis

En la actualidad, las comunicaciones móviles son el sector de mayor dinamismo y crecimiento dentro de las telecomunicaciones. Esto se debe a la creciente demanda de los servicios de comunicaciones móviles y a los nuevos avances tecnológicos. Hasta hace pocos años, la telefonía celular era la aplicación más representativa de las comunicaciones móviles, donde los estándares de primera y segunda generación permitieron la regulación e implementación de redes de telefonía celular en gran cantidad de países. Estos estándares están basados en esquemas de acceso múltiple por división de frecuencia FDMA, por división de tiempo TDMA y recientemente en el esquema de acceso múltiple por división de código CDMA.

Por lo tanto la presente tesis está enfocada al modelado y simulación de amplificadores de potencia, para mejorar las prestaciones del transreceptor y con ello obtener una mejor relación portadora a interferente (C/I) en todo el intervalo de frecuencia de interés.

En esta tesis se analizan diferentes clases de amplificadores de potencia, con la finalidad de mejorar los parámetros de linealidad, estabilidad, consumo de potencia, productos de intermodulación y atenuación.

La simulación realizada en este trabajo se hizo mediante una plataforma de simulación de software llamado MMICAD, con la finalidad de hacer un proceso de optimización y finalmente definir cual de estas clases de amplificadores de potencia es la más adecuada para mejorar las prestaciones en los sistemas de comunicaciones móviles celulares.

Palabras clave: Amplificador de potencia, Linealidad, estabilidad, Comunicaciones móviles celulares.

ABSTRACT of the Thesis of **Catarino Alor Aguilar**, presented as a partial requirement to obtain the MASTER in SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. June 2001.

MODELED AND SIMULATION OF POWER AMPLIFIERS APPLIED TO MOBILE CELLULAR COMMUNICATIONS

Approved by:

Dr. David H. Covarrubias Rosales
Thesis Advisor

Nowadays, mobile communications are the most dynamic and growing sector of telecommunications, pushed by the high demand of mobile communications services and by newly introduced technological improvements. A few years ago, cellular telephone systems were the most representative application of mobile communications, and the development of first and second generation standards allowed the regulation and installation of cellular telephone networks in many countries. These standards are based upon frequency division multiple access FDMA, time division multiple access TDMA, and recently, upon code division multiple access CDMA.

This thesis deals with the modelation and simulation of power amplifiers for improving the transreceptor performance and obtain a better carrier-to-interference (C/I) relation in the bandwidth used.

In this thesis several power amplifiers are analyzed, with the purpose of improve its performance as linearity, stability, power consumption, intermodulation products, and attenuation.

The simulation presented in this work was carried out in MMICAD to define which of these power amplifiers is more adequate to improve the mobile cellular communications performance.

Key word: power amplifier , linearity, stability, Mobile Cellular Communications.

DEDICATORIA

A DIOS:

Te doy gracias por permitirme llegar a este día en el cual veo realizado el objetivo de culminar mi preparación profesional, sin Ti nada de esto estaría pasando. Gracias por que en medio de la tormenta como lo has dicho estaré seguro. Ahora veo cumplida tu palabra. *“El libro de esta ley nunca se apartará de tu boca antes del día y de noche meditarás en él, para que guardes y hagas todo lo que en él este escrito, porque entonces, harás prosperar tu camino y todo te saldrá bien; mira que te mando que te esfuerces y seas valiente y no temas, ni desmayes por que Yo estaré contigo donde quiera que vayas”*

A MIS PADRES:

Padre aunque ya no estas conmigo se que en donde estés te debes de sentir orgulloso de mí, me hubiera gustado pasar estos momentos juntos para agradecer a Dios, por ello... Te doy gracias por aportar esa parte de ti para que yo existiera, y ser un hombre de bien gracias Papá (†).

Madre se que de no ser por tí no estuviera aquí te agradezco por permitirme vivir y hacerme un hombre de bien y apoyarme en los momentos de mi carrera de no ser por ello y la confianza que depositaste en mi hoy no estaría en donde estoy gracias, Mamá.

A MIS HERMANOS:

Gracias por todo su apoyo, se que la unión que tenemos como familia ha hecho posible este momento y que en los momentos claves, siempre conté con ustedes, especialmente tu **Edith**, gracias por todas esas palabras de aliento que me dabas para seguir adelante y por confiar en mi te lo agradezco infinitamente, y a ustedes también **Héctor** y **Gabino**, espero que ustedes también alcance sus metas y siempre vuelen alto.

A MI ESPOSA:

A la mujer que Dios me dio por esposa, gracias **amor** por esa paciencia que me tuviste en mi estancia aquí y por apoyarme y alentarme a cumplir mis metas, sin tu apoyo, cariño y esfuerzo hoy no estuviera aquí, en verdad te agradezco por apoyarme en las buenas y en la malas y por estar a mi lado y compartir conmigo este logro **TE AMO CHIQUILLA LINDA**.

AGRADECIMIENTOS

En especial a mi amigo y director de tesis **Dr. David H Covarrubias Rosales**, por su confianza que deposito en mi como persona y por enseñarme a valorar muchas cosas y por sus buenos consejos que siempre tuvo para mí con el afán de que sea mejor cada día gracias Dr.

Al distinguido comité de tesis **MC Ricardo Chávez Pérez, Dr Roberto Conté Galván y Dr Pedro Negrete Regagnon** , gracias por sus buenos comentarios y aciertos a la elaboración de este manuscrito.

Al grupo de trabajo de Comunicaciones Inalámbricas (**Aldo, Elitania, Roberto y David**) sin ellos esto no hubiera sido posibles, gracias por ser mis amigos y hacer mi estancia más placentera.

Agradezco a mis maestro de Altas Frecuencias por la formación que me dieron en el primer año de maestría compartiendo sus conocimientos con nosotros (**Dr Apolinar Reynoso, Dr José Luis Medina, MC Jesús Ibarra, MC Ricardo Chávez Pérez**) y a mis compañeros de grupo de microondas (**Everardo y Marco Antonio**), compañero gracias por estar conmigo en las buenas y en la malas y por seguir siempre la flecha.

Agradezco a la **Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica** de la **Universidad Autónoma de Nuevo León** por su apoyo a esta maestría, al igual que a la **PROMEP** por su apoyo económico durante mi estancia aquí.

CONTENIDO

	Página
TESIS	2
I INTRODUCCIÓN	1
I.1 ANTECEDENTES	2
I.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	2
I.3 MARCO DE REFERENCIA DEL PROBLEMA	4
I.4 OBJETIVOS DE LA TESIS	5
I.5 METAS PARA EL TRABAJO	6
I.6 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO	7
II SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES Y NORMATIVA INTERNACIONAL.	9
II.1 INTRODUCCIÓN	9
II.2 CONCEPTO CELULAR EN LOS SISTEMAS DIGITALES DE COMUNICACIONES MÓVILES.	12
II.2.1 Concepto de re-uso de frecuencia	15
II.2.2 Método de localización de células co-canales.	16
II.2.3 Relación portadora interferencia (C/I)	18
II.2.4 Frecuencia de operación de los sistemas digitales de comunicaciones móviles celulares.	20
II.2.5 Funcionamiento del handover.	22
III CANAL RADIO Y MODELOS DE PROPAGACIÓN	25
III.1 INTRODUCCIÓN.	25
III.2 CLASIFICACIÓN DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN	26
III.2.1 Modelo del espacio libre.	27
III.2.2 Modelo Kafaru.	27
III.2.3 Modelo de Sakagmi y Kuboi.	28
III.2.4 Modelo de Lee	28
III.2.5 Modelo de Ibrahim y Parsons.	29
III.2.6 Modelo de Okumura.	29
III.2.7 Modelo de Hata.	31
III.2.7.1 Factores de Corrección Adicionales.	32
III.3 ESTUDIO DEL CANAL RADIO MÓVIL	35
III.3.1 Propagación de ondas de radio en un canal móvil.	36
III.3.2 Modelo de Clarke.	36
III.3.3 Mecanismos básicos de propagación.	38
III.3.3.1 Reflexión.	38
III.3.3.2 Difracción.	39
III.3.3.3 Dispersión.	39
III.4 CLASIFICACIÓN ESTADÍSTICA DE CANALES RADIO MÓVILES.	39
III.4.1 Canal Gaussiano	40
III.4.2 Canal con desvanecimientos tipo Rayleigh.	40
III.4.3 Canal con desvanecimientos tipo Rician.	40

CONTENIDO (Continuación)

	Página
III.5 DESVANECIMIENTOS.....	41
III.5.1 Desvanecimiento lento.	42
III.5.2 Desvanecimiento rápido.....	42
III.5.3 Desvanecimiento por multitrayectoria.....	42
III.6 CONCLUSIONES	43
IV DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSRECEPTOR.	
.....	45
IV.1 PRINCIPIO DE LA LINEALIZACIÓN.....	46
IV.2 ANÁLISIS DEL RECRECIMIENTO ESPECTRAL DE LOS AMPLIFICADORES DE	
POTENCIAS NO LINEALES.....	52
IV.3 PRODUCTOS DE INTERMODULACIÓN.	57
IV.4 MMICAD (MONOLITHIC AND MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT ANALYSIS	
AND DESIGN.).....	61
V REQUERIMIENTOS DE LOS AMPLIFICADORES DE	
POTENCIA EN COMUNICACIONES MÓVILES.....	64
V.1 INTRODUCCIÓN.....	64
V.2 REQUERIMIENTOS DE LOS DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS DE RF EN EL ESCENARIO	
DE COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES.	65
V.3 PROPÓSITO.....	67
V.4 ANTECEDENTES, E IMPORTANCIA DE LOS ESTUDIOS PRELIMINARES.....	68
V.4.1 Requerimientos de linealidad en Amplificadores de Potencia.....	70
V.4.2 Requerimientos de la disipación de potencia en DC en los amplificadores	
de Potencia.....	73
V.5 DISEÑO Y MÉTODOS DE INVESTIGACIÓN.....	74
V.5.1 Control de Eficiencia.	74
V.6 ANÁLISIS DE DIFERENTES TIPOS DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN	
COMUNICACIONES MÓVILES.	76
V.6.1 Amplificador Clase A.	80
V.6.2 Amplificador Clase B.....	88
V.6.1 Amplificador Clase AB.....	95
V.6.3 Amplificador Clase C.	101
V.6.4 Amplificador Clase D.	102
V.6.5 Amplificador Clase EF.	102
VI OPTIMIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DEL TERMINAL	
MÓVIL.....	109
VI.1 INTRODUCCIÓN.	109
VI.2 ETAPA DE OPTIMIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA AB.....	111
VI.3 ETAPA DE OPTIMIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA EF.	116
VII CONCLUSIONES Y APORTACIONES.	124
VII.1 CONCLUSIONES.....	124

CONTENIDO (Continuación)

	Página
VII.2 APORTACIONES.....	127
VII.3 TRABAJOS FUTUROS.....	128
LITERATURA CITADA.....	129
GLOSARIO	132
APÉNDICE A.....	134

LISTA DE FIGURAS

	Página
FIGURA 1.-REPRESENTACIÓN A BLOQUES DE LAS NORMATIVAS INTERNACIONALES EN LAS COMUNICACIONES MÓVILES.	11
FIGURA 2.-CONCEPTO CELULAR APLICADO A LAS COMUNICACIONES MÓVILES.	13
FIGURA 3.-REPRESENTACIÓN DE LA CLASIFICACIÓN DEL CONCEPTO CELULAR MACRO, MICRO Y PICO CÉLULAS EN LOS SISTEMAS MÓVILES.	14
FIGURA 4.- CONCEPTO DE RE-USO DE FRECUENCIA.	16
FIGURA 5.- RE-USO DE FRECUENCIAL EMPLEANDO EL MÉTODO DE TRASLACIÓN	18
FIGURA 6. INTERVALOS DE FRECUENCIAS PARA COMUNICACIONES MÓVILES.	21
FIGURA 7.-TRASPASO DE LLAMADA (HANDOVER) EN UN SISTEMA MÓVIL.....	24
FIGURA 8.-RESULTADOS OBTENIDOS DEL SIMULADOR HECHO EN MATLAB PARA EL MODELO DE HATA-OKUMURA.....	34
FIGURA 9.- ILUSTRACIÓN DEL PRINCIPIO DE LA LINEALIZACIÓN EN EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	46
FIGURA 10.- CONCEPTUALIZACIÓN DE LINEALIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA.	48
FIGURA 11.-SEÑALES CALCULADAS EN UN CASO NORMALIZADO. (A) ENVOLVENTES LINEALES Y NO LINEALES Y DIFERENTES SEÑALES (B) ENVOLVENTES LINEALES Y COMPENSADOS.....	51
FIGURA 12.-COMPORTAMIENTO DEL RECRECIMIENTO DE LA SEÑAL EN LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA INALÁMBRICOS (A) CASO IDEAL (B) CON DISTORSIÓN.	54
FIGURA 13.-PRODUCTOS DE INTERMODULACIÓN EN EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA	60
FIGURA 14.-REPRESENTACIÓN EN BLOQUES DE UN DISPOSITIVO BAJO PRUEBA.....	63
FIGURA 15.- COMPORTAMIENTO DE UNA SEÑAL ELÉCTRICA: A) SIN DISTORSIÓN, B) CON DISTORSIÓN	66
FIGURA 16.-AMPLIFICADORES DE POTENCIA PARA COMUNICACIONES INALÁMBRICAS (A) ESTACIÓN BASE Y (B) TERMINAL MÓVIL.....	69
FIGURA 17.-COMPORTAMIENTO DEL RECRECIMIENTO DE LA SEÑAL EN LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA INALÁMBRICOS (A) CASO IDEAL (B) CON DISTORSIÓN.	70
FIGURA 18.-ILUSTRACIÓN DE ACPR PARA DIFERENTES REQUERIMIENTOS DE LOS ESTÁNDARES DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS (A) AMPS Y (B) CDMA IS-95.	71
FIGURA 19.-COMPORTAMIENTO DEL VOLTAJE DE LA BATERÍA DEL TERMINAL MÓVIL A TRAVÉS DE LOS AÑOS.	73
FIGURA 20.- ARQUITECTURA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA, CON UN CAMBIO DINÁMICO EN LA FUENTE DE VOLTAJE.....	75
FIGURA 21.- RELACIÓN DE POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	78
FIGURA 22.-. CURVAS CARACTERÍSTICAS DE OPERACIÓN DEL AMPLIFICADOR EN CLASE A81	
FIGURA 23.- TOPOLOGÍA EMPLEADA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE A.	82
FIGURA 24.-COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN EN UN AMPLIFICADOR CLASE A.....	83
FIGURA 25.-RESPUESTA DE ACOPLAMIENTO EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE A	84

LISTA DE FIGURA (Continuación)

	Página
FIGURA 26.- RESPUESTA DEL VSWR EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE A.	85
FIGURA 27.-COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE A.	87
FIGURA 28.- REPRESENTACIÓN EN BLOQUES DE LA OPERACIÓN EN CONTRAFASE DE UN AMPLIFICADOR CLASE B.	89
FIGURA 29.- TOPOLOGÍA EMPLEADA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE B.	90
FIGURA 30.- COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN DE UN AMPLIFICADOR CLASE B.	91
FIGURA 31.- RESPUESTA DE ACOPLAMIENTO EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE B.	92
FIGURA 32. - RESPUESTA DEL VSWR EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE B.	93
FIGURA 33.- COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE B.	94
FIGURA 34.- TOPOLOGÍA EMPLEADA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE AB.....	96
FIGURA 35.-COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN EN UN AMPLIFICADOR CLASE AB.	97
FIGURA 36.- RESPUESTA DE ACOPLAMIENTO EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE AB.....	98
FIGURA 37.- RESPUESTA DEL VSWR EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE AB.....	99
FIGURA 38.- COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE AB.	100
FIGURA 39.- TOPOLOGÍA EMPLEADA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE EF.	103
FIGURA 40.- COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN EN UN AMPLIFICADOR CLASE EF.	104
FIGURA 41.- RESPUESTA DE ACOPLAMIENTO EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE EF.....	105
FIGURA 42.- .- RESPUESTA DEL VSWR EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE EF.	106
FIGURA 43.- COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE EF.	107
FIGURA 44.-DIAGRAMA A BLOQUES DEL PROCESO DE DISEÑO, SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.	110
FIGURA 45.- COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN OPTIMIZADOS DE UN AMPLIFICADOR CLASE AB.....	112
FIGURA 46.-RESPUESTA OPTIMIZADA DE LOS ACOPLAMIENTOS EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE AB.....	113
FIGURA 47.-RESPUESTA DEL VSWR OPTIMIZADA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR CLASE AB.....	114
FIGURA 48.- OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE AB.	115

LISTA DE FIGURA (CONTINUACIÓN)

	Página
FIGURA 49.- COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA Y ATENUACIÓN OPTIMIZADOS DE UN AMPLIFICADOR CLASE EF.	117
FIGURA 50.- RESPUESTA OPTIMIZADA DE LOS ACOPLAMIENTOS EN LOS PUERTOS DEL AMPLIFICADOR CLASE EF.	118
FIGURA 51.-RESPUESTA DEL VSWR OPTIMIZADA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR CLASE EF.....	119
FIGURA 52.- OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL FACTOR DE ESTABILIDAD MU EN UN AMPLIFICADOR CLASE EF.	121
FIGURA 53.- RESPUESTA DEL AMPLIFICADOR CLASE EF, DESPUÉS DE HABER SIDO OPTIMIZADO EN GANANCIA Y ATENUACIÓN.	126

LISTA DE TABLAS

	página
TABLA I.- PRINCIPALES PARÁMETROS DE LOS ESQUEMAS WCDMA Y WIDEBAND CDMAONE.....	12
TABLA II.-CARACTERÍSTICAS MÁS IMPORTANTES DE LOS TIPOS DE COBERTURA MACRO, MICRO Y PICO CÉLULAS EN LOS SISTEMAS MÓVILES.	14
TABLA III.-TAMAÑO DEL CLUSTER EN RELACIÓN A LOS VALORES (I , J) PARA HACER LA TRASLACIÓN Y ENCONTRAR EL SIGUIENTE CO-CANAL.	18
TABLA IV. FRECUENCIAS DE OPERACIÓN DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES ACTUALES.	22
TABLA V.- COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS ENTRE LOS AMPLIFICADORES DE CLASE AB Y EF.....	123

Capítulo 1.

MODELADO Y SIMULACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA APLICADOS A COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES

I INTRODUCCIÓN

El avance que ha tenido los sistemas móviles de primera y segunda generación se enfocó principalmente en el desarrollo de modulación, códigos, protocolo, entre otros, más sin embargo dicho esfuerzo fue mínimo en la tecnología relacionada con antenas.

Por tal motivo los sistemas de tercera generación introducen nuevos conceptos o diseño tales como: *inteligencia, sistema auto-configurables y alta eficiencia*.

En la búsqueda de tales diseños que resuelvan los conceptos anteriores la atención ahora se ha enfocado en: *métodos de filtraje espacial, técnicas de antenas avanzadas, antenas adaptativas y antenas inteligentes* [Covarrubias, 2001].

En todo ello un aspecto de especial importancia lo constituye la sección de RF (Radio Frecuencia) de los transreceptores móviles y de la estación base. En este aspecto ubicamos nuestro trabajo de investigación, particularmente en el amplificador de potencia del terminal, línea de investigación de gran actualidad.

Hoy más que nunca las comunicaciones móviles para los sistemas personales requieren de amplificadores lineales y altamente eficientes con alto rechazo de intermodulación (IMR). Para lograr realizar más eficientemente el diseño de los amplificadores lineales deseados, se vuelve esencial la investigación de la linealidad de los elementos activos, es decir, de los transistores como componentes de amplificación [Infante, 2000].

I.1 Antecedentes

Los nuevos sistemas de comunicaciones digitales crean un desafío en el incremento del consumo de potencia para los dispositivos de radio frecuencia (RF) utilizados en los transreceptores inalámbricos por varias razones. Como un ejemplo de ello, la siguiente generación propuesta de banda ancha de acceso múltiple por división de códigos (conocido como WCDMA), previene la separación del ancho de banda de la señal de 1.3MHz a 5MHz. Esto se ha hecho para mejorar más la capacidad total del sistema, pero esto supone un incremento en el consumo de potencia y una alta linealidad del amplificador de potencia a la salida del transmisor. Además, el intervalo dinámico y el ancho de banda del receptor tendrán que ser aumentados también para poder acomodar la señal resultante.

Por lo tanto en base a estos factores, hemos identificado una área clave para la implementación de la siguiente generación de los sistemas digitales móviles celulares. Por tal motivo el proyecto propuesto para esta tesis radica en el diseño del amplificador de potencia del terminal móvil y con ello tener una mejora en los parámetros del amplificador de potencia (consumo de potencia, linealidad, estabilidad, distorsión, etc).

I.2 Planteamiento del Problema

En los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricos, el parámetro de calidad más importante es la relación Portadora a Interferencia (C/I), en donde el enfoque fundamental en dichos sistemas ha sido controlar el factor de interferencia (ruido térmico más interferencia co-canal y canal adyacente), para cumplir con el valor límite impuesto de 9dB en sistemas digitales. Para el caso del nivel de portadora, que depende del nivel de energía isotrópica radiada de potencia (EIRP), de las ganancias de

las antenas (del terminal móvil y de la estación base), y de las pérdidas por propagación, el parámetro a controlar es precisamente el nivel de potencia. Buscando desde luego disminuir el nivel de interferencia con otros usuarios, pero fundamentalmente evitar la aparición de los tan temidos productos de intermodulación [Covarrubias, 2001]. En este trabajo nos enfocamos, al diseño de la sección del transreceptor del terminal móvil de radio frecuencia (RF), con el objetivo de optimizar el funcionamiento global de los sistemas de comunicaciones móviles. A partir del diseño óptimo (mínimo producto de intermodulación de segundo y tercer orden) de la sección de RF más la antena de los transreceptores mencionados.

En cualquier sistema de comunicaciones el principal parámetro de calidad es la relación (Portadora /Ruido) C/N en el receptor. Este parámetro define que tanta potencia de la señal se compara con la potencia de ruido presente en el canal. Por lo tanto, C/N se puede considerar como un factor de mérito del sistema de comunicaciones cuya ecuación es la siguiente:

$$\frac{C}{N} = \frac{(ERP)L_p G_r}{N}, \quad (1)$$

donde: **ERP** es la potencia radiada efectiva, L_p son las pérdidas por propagación en el canal, G_r es la ganancia de la antena receptora, y N es la potencia efectiva de ruido.

Normalmente el tipo de ruido que se considera es el ruido térmico, el cuál viene dado por:

$$N = kTW, \quad (2)$$

donde: k es la constante de Boltzman, T es la temperatura de ruido del receptor y W es el ancho de banda del sistema [Covarrubias, 2001].

De acuerdo a las expresiones anteriores, se puede determinar que la calidad del enlace es dependiente de los parámetros: ganancias de las antenas T_x y R_x , potencia de transmisión y temperatura de ruido, parámetros todo bajo control de diseño.

El único parámetro fuera de control es el parámetro de propagación o pérdidas por trayectoria. Esta pérdida se refiere a la atenuación que sufre la señal en su ruta entre el T_x y R_x .

Tomando en cuenta lo anterior, en esta tesis nos enfocaremos al diseño de la sección de RF del transreceptor del terminal móvil, con el objetivo de optimizar el funcionamiento global de los sistemas de comunicaciones móviles, a partir del diseño óptimo (mínimo producto de intermodulación de segundo y tercer orden) de la sección de RF más la antena de los transreceptores mencionados.

I.3 Marco de referencia del problema

Una de las tareas clave para el desarrollo de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación, fue la selección de un esquema de acceso que contara con las propiedades necesarias para la integración de múltiples servicios. Debido a las limitaciones en ancho de banda, este esquema de acceso debería ofrecer una alta eficiencia espectral para garantizar el máximo provecho en capacidad de usuarios, todos con posibilidad de transmisión de datos a altas velocidades. El esquema de acceso proyectado para satisfacer estos requerimientos es el acceso múltiple por división de código en su modalidad de banda ancha.

Uno de los servicios ofrecidos por los sistemas de tercera generación es la información de voz, el cual ha sido y seguirá siendo de acuerdo a las proyecciones, un servicio de intensa utilización. En entornos de alta movilidad, con desvanecimientos por trayectorias múltiples y con otras fuentes de ruido presentes en el canal radio, la información transmitida, incluida la voz es muy susceptible a degradarse [Mendoza, 2000].

Las transmisiones de las señales de la etapa de RF a través de los puertos de una antena, ya sea ésta de un terminal móvil ó de una estación base, está fundamentalmente limitada por la distorsión generada por el amplificador de potencia y la potencia consumida en señal continua (DC). En muchos casos la distorsión puede ser reducida, ésto a expensas de incrementar la disipación de potencia en DC. La distorsión en los amplificadores de potencia resulta por lo tanto en una señal espectral muy grande de salida [Asbeck, 1999].

Por lo tanto bajo este marco de referencia y conocido el problema a solucionar, es posible definir los objetivos generales de este trabajo de tesis, así como las metas necesarias para alcanzar satisfactoriamente dichos objetivos.

I.4 Objetivos de la tesis

El objetivo general de esta tesis es diseñar amplificadores eficientes de potencia aplicados a los sistemas de comunicaciones móviles celulares. Realizando para ello modelados, simulaciones y optimización en el diseño de tales dispositivos para el

intervalo de frecuencia de 800 a 1900MHz, buscando con todo caso mejorar las prestaciones del sistema de las comunicaciones móviles celulares.

I.5 Metas para el Trabajo

Para poder llevar a cabo el objetivo general de la tesis se plantean las siguientes metas ú objetivos particulares:

1. Investigar y estudiar los conceptos fundamentales de los sistemas de comunicaciones móviles de segunda, segunda plus y tercera generación.
2. Investigar y caracterizar al canal radio en las frecuencias de 800 y 1900MHz.
3. Investigar el estado del arte de los modelos de propagación en el espacio libre (entorno urbano y exteriores) los cuales nos permitirán conocer el ambiente de operación de los sistemas de comunicaciones móviles.
4. Investigar el estado del arte de los amplificadores de potencia de las estaciones base y del terminal móvil en los sistemas de tercera generación.
5. Modelar los parámetros de calidad de los amplificadores de potencia en los sistemas de tercera generación.
6. Simulación de los parámetros de calidad de los amplificadores de potencia utilizando una plataforma de simulación.
7. Evaluación numérica del diseño con parámetros óptimos de los amplificadores de potencia para mejorar las prestaciones de C/I de los sistemas de tercera generación.

Una característica de este trabajo de tesis, es que aportar con nuevos conocimientos en el estado del arte de los diseños de amplificadores de potencia.

I.6 Organización del Trabajo

Este trabajo de tesis consta de siete capítulos, organizados de la siguiente manera:

En el capítulo dos, “*Sistemas de Comunicaciones Móviles y Normativa Internacional*”, se describen los conceptos fundamentales de un sistema de comunicación móvil, los elementos que la conforman (terminal móvil, estación base y estructura celular) y las normativas internacionales para los sistemas de segunda, segunda plus y tercera generación.

En el capítulo tres, “*Canal Radio y Modelos de Propagación*”, se describe el medio sobre el que operan los sistemas de comunicaciones móviles, haciendo énfasis en parámetros importantes como son los mecanismos fundamentales de propagación de las señales de radio, los factores de atenuación y las fuentes de distorsión. Se analizan también los modelos de desvanecimiento tipo Gaussiano, Rician y tipo Rayleigh, representativos de los canales radio móviles.

En el capítulo cuatro, “*Definición de los Parámetros del Transreceptor*”, se definen y se hace un análisis matemático de los parámetros del transreceptor móvil, para justificar el modelo del diseño del amplificador de potencia empleado en los sistemas de comunicaciones móviles.

En el capítulo cinco, ***“Requerimientos de los Amplificadores de Potencia en Comunicaciones Móviles”***, se hace un estudio de las diferentes clases de amplificadores de potencia (A, B, AB, C, D y EF), para observar su comportamiento a través de una plataforma de simulación y con ello definir cual es el mejor en base a los análisis de los parámetros del amplificador de potencia.

En el Capítulo seis ***“Optimización del Amplificador del Terminal Móvi.”***, se realiza el proceso de optimización con la plataforma de simulación empleada en esta tesis, variando el dispositivo activo (transistor de potencia) en el diseño del amplificador de potencia, y buscando con ello mejorar las prestaciones de los parámetros del transreceptor.

Finalmente, en el capítulo siete, ***“Conclusiones y Recomendaciones”***, se enumeran las conclusiones más importantes extraídas de este trabajo de investigación. Así como también las aportaciones relacionadas a esta tesis y el seguimiento que pueda tener en esta área tan importante, como son los sistemas de comunicaciones móviles celulares.

Capítulo 2.

II SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES Y NORMATIVA INTERNACIONAL.

Objetivo.

El objetivo de este capítulo es presentar las características más importantes de los sistemas digitales de comunicaciones móviles celulares y sus normativas internacionales.

II.1 Introducción.

Dado el tema de investigación de esta tesis resulta importante ubicarlo dentro del contexto de las normativas internacionales. Si bien ésto constituiría por si mismo un estudio muy completo, para fines de esta tesis solo mencionaremos los aspectos más sobresalientes de los sistemas digitales de comunicaciones móviles.

Previo a ello conviene mencionar que se acostumbra clasificar a los sistemas móviles celulares de acuerdo a su desarrollo tecnológicos como: de primera, segunda y tercera generación [Rappaport, 1996].

Existen algunas normas internacionales utilizadas para los sistemas móviles celulares de segunda y tercera generación. Dichas normas dentro de la segunda generación se consideran a los sistemas comerciales: **GSM** (Sistema Global Móvil) , **PDC** (Celular Digital Personal) , **IS-54/136** e **IS-95**. Todos ellos ofrecen tecnología digital, proporcionando voz digital y servicio de mensajes cortos. Estos sistemas emplean como técnicas de acceso: **TDMA** (Acceso Múltiple por División de Tiempo). Particularmente resulta de interés en este trabajo la **norma IS-95**, desarrollada por **QUALCOMM** como **CDMA** (Acceso Múltiple por División de Códigos) como una

alternativa a los sistemas móviles basados en la técnica de acceso **TDMA**. **CDMA** mejora de 10 a 20 veces la capacidad de llamada comparado con el sistema **AMPS** (Servicio Avanzando de Telefonía Móvil) y ofrece mejor resistencia a multitrayectorias, calidad de voz superior, un incremento en la privacidad de las llamadas [William, 1989].

Existe otro sistema de 2ª generación importante llamado **GSM** que nace debido a la necesidad de un estándar compatible en todo Europa. Para incrementar la capacidad de la red **GSM** se ha especificado el sistema **DCS** (Servicio Digital Celular) **1800** (mismas características del **GSM**) en la banda 1800MHz [Rappaport, 1996].

Dentro de los estándares digitales **IMT-2000** (Telecomunicaciones Móviles Internacionales), para los sistemas móviles de 3ª generación se encuentran la versión europea llamada: **UTRA** (Servicio Universal de telecomunicación Móvil Terrestre de Acceso por radio), **FDD** (Duplexado por División de Frecuencia), **WCDMA** (Ancho de Banda por CDMA), y la versión americana llamada, **CDMA2000**.

En la *figura 1* se muestra un resumen a bloques de la evolución de los sistemas digitales de las comunicaciones móviles celulares.

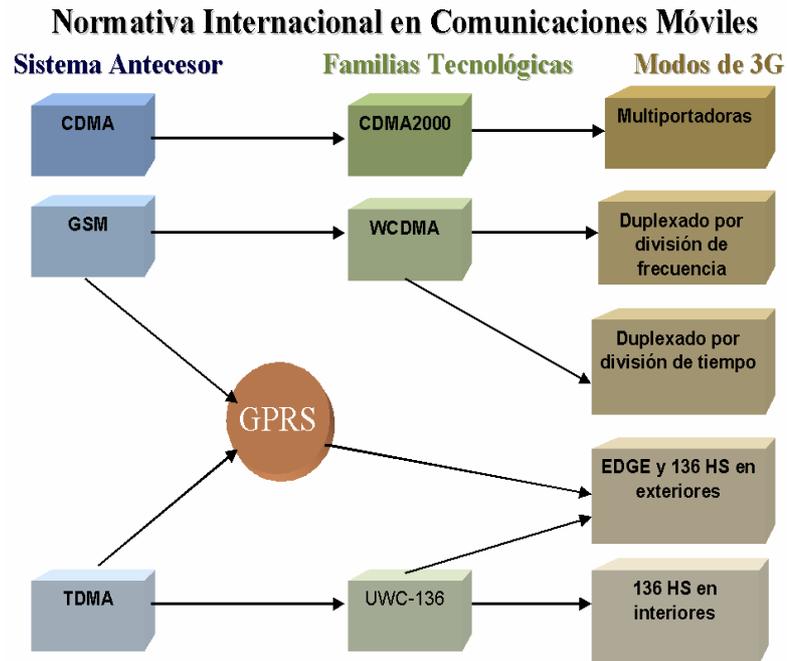


Figura 1.-Representación a bloques de las normativas internacionales en las comunicaciones móviles.

De la figura 1 resulta importante señalar las principales capacidades de la 3ª generación: Transmisión simétrica/asimétrica, 384 bit/s para espacios abiertos, 2Mbit/s para baja movilidad, utilización de ancho de banda dinámico, soporta tanto conmutación de paquetes como de circuitos, diferentes servicios simultáneos, una sola conexión calidad de voz como en la red fija, mayor capacidad y uso eficiente del espectro.

En la *tabla 1* se muestran las características de los sistemas celulares digitales de tercera generación.

Tabla I.- Principales parámetros de los esquemas WCDMA y Wideband cdmaOne

Parámetro	WCDMA	Wideband cdma2000
Ancho de banda	5,10,20MHz	1.25,5,10,15,20MHZ
Velocidad de Chip ¹ (Mchips/seg)	4.096/8.192/16.384	1.2288/3.6864/7.3728/11.0593/14.7456
Longitud de la trama	10ms/20ms(opcional)	20ms para datos y control y 5ms para control de información

II.2 Concepto celular en los sistemas digitales de comunicaciones móviles.

De la misma forma que en el apartado anterior, también de manera muy descriptiva presentaremos los aspectos asociados a la tecnología celular.

Las comunicaciones móviles celulares utilizan el espacio libre para transmitir la información del terminal móvil a una estación base y de ésta a un centro de conmutación. Podemos por lo tanto definir que los elementos esenciales de un sistema de comunicaciones móviles celulares son: el terminal móvil, la estación base y la estructura celular.

Empezaremos por describir que es la estructura celular, cuando hablamos de una estructura celular, nos referimos a un conjunto de estaciones bases llamadas *celdas* o *cluster*.

Es decir que el concepto de sistema celular se refiere al esquema de funcionamiento y/u organización aportado por la mayoría de los sistemas inalámbricos.

A partir de este concepto es posible atender de una manera eficiente a miles de usuarios

¹ Velocidad de Chip.- son el manejo de un amplio ancho de banda, de tasas de chip elevadas y el uso de códigos de ensanchamiento concatenados que le permiten ofrecer servicios múltiples simultáneamente.

empleando una porción limitada del espectro radioeléctrico. De acuerdo a las frecuencias empleadas en los sistemas celulares, la señal viaja distancias muy cortas por lo cual se requieren varios transmisores para cubrir una área mayor y se limita el problema de potencia, ya que el área de servicio es más pequeña tal y como se muestra en la *figura 2*.

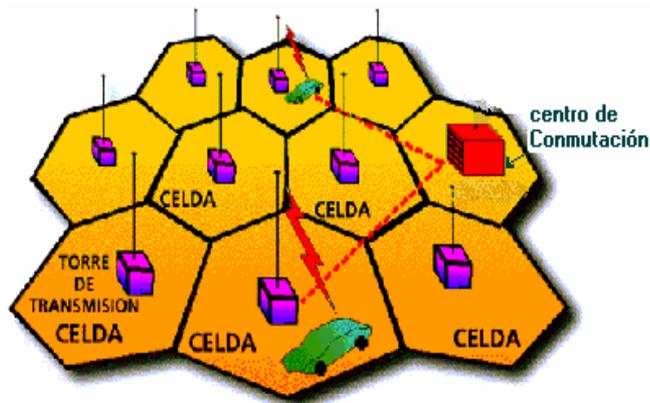


Figura 2.-Concepto celular aplicado a las comunicaciones móviles.

Dada la movilidad del usuario, en dicha figura se observa como viaja la señal a través de las estaciones bases y sus grupos de canales dentro de una zona de cobertura. Este proceso es conocido como roaming o seguimiento de llamada. Los canales disponibles se distribuyen a través de una región y pueden ser reutilizados tantas veces como sea necesario, siempre que la interferencia entre estaciones con el mismo canal se mantenga por debajo de los niveles aceptables [Gard, 1996].

Una manera de clasificar el concepto celular se basa en las zonas de cobertura: macro células, micro células, y pico células las cuales se muestran en la *figura 3*.

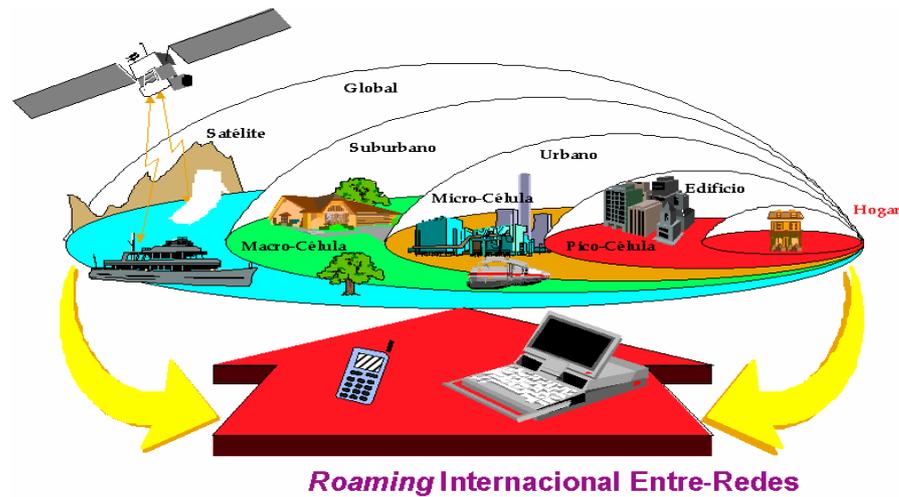


Figura 3.-Representación de la clasificación del concepto celular macro, micro y pico células en los sistemas móviles.

En la figura 3 se muestran, los distintos tipos de cobertura que hay en el ámbito de los sistemas digitales móviles celulares. En la *tabla II* se muestra un resumen de las características más importantes de estas coberturas [Cátedra, 1999].

Tabla II.-Características más importantes de los tipos de cobertura macro, micro y pico células en los sistemas móviles.

Tipo de celda	<i>Macro célula</i>	<i>Micro célula</i>	<i>Pico célula</i>
Radio de celda	0-30Km	0.5-3Km	50-500m
Velocidad media ó máxima del TM.	50Km/h a 500Km/h.	50Km/h a 200Km/h.	10Km/h.
Distancia para un área de cobertura de 10%:	1Km (Hay visión directa).	20m (No hay visión directa).	2m (Sombra).
Tipo de cobertura	Ciudad ambiente rural.	Zona metropolitana	Interiores
Tiempo de finalización del traspaso de llamada:	<500mseg.	<100mseg.	<100mseg.

Es importante resaltar que en estas coberturas, intervienen la planificación celular y/o el re-uso de frecuencia, los niveles de portadora a interferencia, las frecuencias de operación, y el proceso del handover² los cuales se van a tratar en los siguientes apartados.

II.2.1 Concepto de re-uso de frecuencia.

Los sistemas de radio celulares se basan en la colocación estratégica de las estaciones bases normalmente en el centro de la célula, así como de la reutilización de los canales a través de una región de cobertura. Al proceso de diseño de seleccionar y colocar grupos de canales en todas las estaciones bases dentro de un sistema, se le llama reutilización de frecuencias ó planificación de frecuencias.

La *Figura 4* ilustra el concepto de reutilización de frecuencias, donde las celdas con el mismo número utilizan el mismo grupo de canales. Los canales disponibles en el sistema se dividen en clusters de células, estos racimos pueden entonces repetirse para permitir que las frecuencias sean reutilizadas en cada racimo sin ninguna interferencia de un co-canal. Los racimos se arreglan regularmente en grupos de 4, 7, 12, y 21 para asegurar un patrón de cobertura regular.

² Handover: Traspaso de llamada de un terminal móvil a otro.

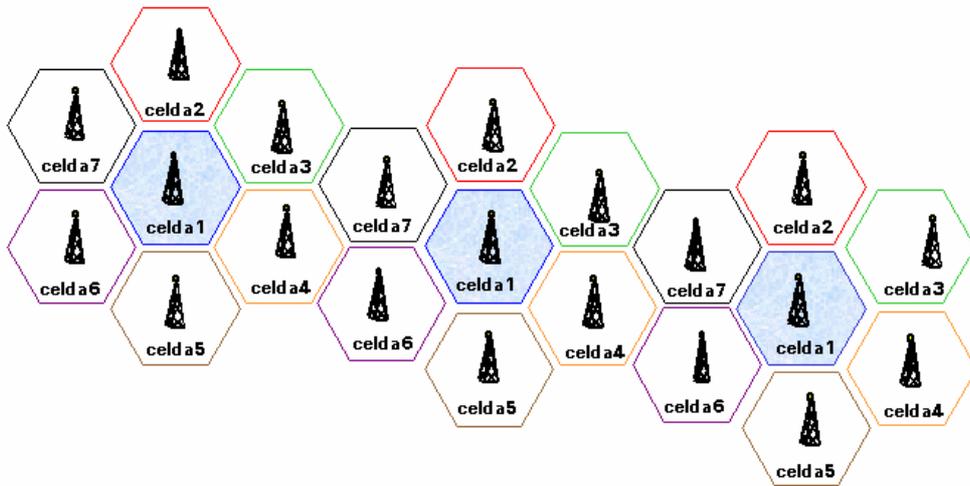


Figura 4.- Concepto de re-uso de frecuencia.

II.2.2 Método de localización de células co-canales.

Este método se emplea para encontrar el vecino más próximo co-canal de una célula y evitar el problema de teselación es decir, para evitar los traslape o empalmamientos de las frecuencias de operación y así definir de nuevo en que sector o región va a estar colocado otra célula con la mismas características. Para localizar el co-canal lo que se hace es que se toman dos valores i y j como números enteros y positivos y se mueven n veces i a lo largo de una cadena de hexágono y después se giran 60° en contra de la manecilla del reloj para mover n veces j y encontrar donde va a estar la nueva célula co-canal [Covarrubias, 2000].

Para encontrar la distancia que hay de una célula a otra se obtiene de la siguiente expresión :

$$D^2 = 3R^2(i^2 + j^2 + ij), \quad (3)$$

donde D es la relación de la distancia entre el centro de la célula, R es el radio de la célula e i y j representas los desplazamientos de traslación para encontrar el siguiente co-canal.

Por otra parte N que representa el tamaño del cluster, se puede representar por una relación de áreas como:

$$N = \frac{\text{Área del cluster}}{\text{Área de celda}}, \quad (4)$$

donde *Área del cluster* es igual a $\sqrt{\frac{3}{2}}D^2$ y *Área de celda* es igual a $3\sqrt{\frac{3}{2}}R^2$.

Sustituyendo los respectivos valores y simplificando estas expresiones en la ecuación (4) se obtiene lo siguiente:

$$N = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}D^2}{3\sqrt{\frac{3}{2}}R^2} = \frac{D^2}{3R^2} = \frac{3R^2(i^2 + j^2 + ij)}{3R^2},$$

$$N = (i^2 + j^2 + ij). \quad (5)$$

Con la expresión anterior se puede calcular los posibles valores de tamaño de clusters. Un ejemplo de esto sería obtener un tamaño de cluster de 7, para este caso se toma un valor de i igual a 2 y j igual a 1, y se hace la traslación como se muestra en la *figura 5* para encontrar el siguiente co-canal.

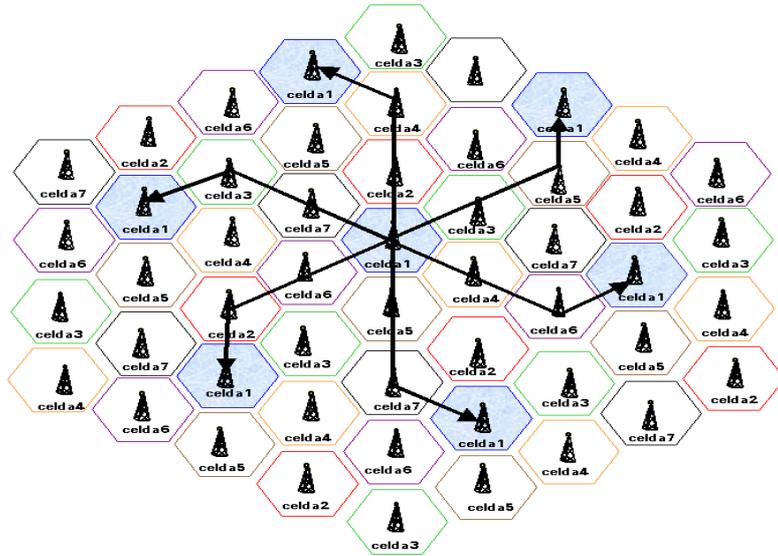


Figura 5.- Re-uso de frecuencias empleando el método de traslación

En la siguiente tabla se hace un resumen de los diferentes traslaciones de i e j para obtener tamaño de clusters de 4,7,9,12,13,19 y 27.

Tabla III.-Tamaño del cluster en relación a los valores (i , j) para hacer la traslación y encontrar el siguiente co-canal.

N_j	0	1	2	3
0	0	1	4	9
1	1	3	7	13
2	4	7	12	19
3	9	13	19	27

El valor del cluster es una función de que tanta interferencia un móvil o una estación base puede soportar manteniendo una calidad de servicio aceptable de portadora a interferencia (C/I) del cual hablaremos en el siguiente punto [Covarrubias David,2000].

II.2.3 Relación portadora interferencia (C/I).

El nivel de portadora depende desde luego del nivel de atenuación en función de la distancia del nivel de potencia de transmisión, del radio de la celda y de las características del medio de propagación. Estas características hace que la relación portadora a interferencia C/I tengan mayor peso y representatividad en los sistemas de comunicaciones móviles que la relación C/N (Portadora a ruido).

Lo anterior se puede representar como:

$$C = \frac{\alpha P_{TX}}{R^\gamma}, \quad (6)$$

Donde α , representa la atenuación debida a la distancia, P_{TX} es la potencia transmitida, R es el radio de la celda, γ es la pendiente de propagación y C es la portadora.

Respecto a la interferencia en está hay muchas fuentes que provocan este fenómeno de interferencia situándose en el caso más desfavorable en el que todas las estaciones bases interfirieren entre sí, ésto se representa de la siguiente manera:

$$I = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha P_{TX}}{d_i^\gamma}, \quad (7)$$

donde N representa el número o tamaño del cluster y d la distancia entre estación base y móvil.

Por lo tanto en base a las expresiones anteriores y suponiendo que las potencias son iguales y que todas las estaciones bases son iguales, podemos obtener la siguiente expresión:

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{R^\gamma}{d_i^\gamma}}, \quad (8)$$

Lo anterior significa que los interferentes próximos son los que más nos interesa analizar. Tomando en cuenta que normalmente seis interferentes situados a la misma distancia forma lo que se conoce como una corona. Esta corona indica la relación C/I que debe de existir en los radios de celda para asegura una calidad de 9dB impuesta para los sistemas digitales. Esto puede ser obtenido de la siguiente manera:

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R} \right)^\gamma, \quad (9)$$

II.2.4 Frecuencia de operación de los sistemas digitales de comunicaciones móviles celulares.

Es importante considerar las frecuencias de operación ya que las condiciones ambientales afectan a las señales de manera diferente en función de su frecuencia. Algunos fenómenos metereológicos como la niebla, la lluvia y la nieve deterioran en mayor medida a las transmisiones de altas frecuencia.

En la *figura 6* se muestran los intervalos de frecuencias para canales inalámbricos. Podemos notar que las bandas de frecuencias que nos interesan son las de VHF y UHF principalmente, ya que en ellas se ubican las frecuencias asignadas para los sistemas de comunicaciones móviles celulares.

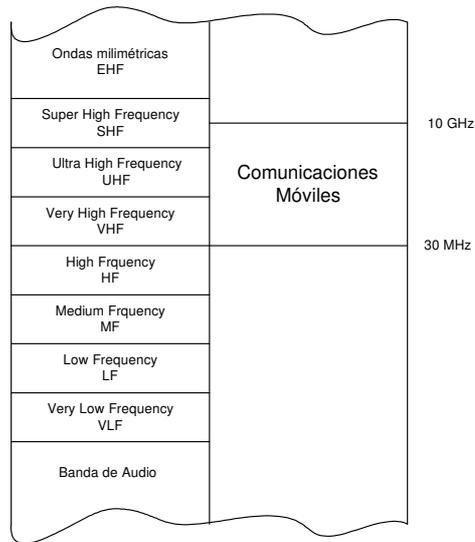


Figura 6. Intervalos de frecuencias para comunicaciones móviles.

En la *Tabla IV* se indican las frecuencias de operación ascendentes y descendentes para los sistemas de comunicaciones móviles más importantes tanto del sistema americano como de los sistemas europeos .

Tabla IV. Frecuencias de operación de los sistemas de comunicaciones móviles actuales.

SISTEMA DE COMUNICACIÓN	FRECUENCIAS DE OPERACIÓN (MHZ) ENLACE ASCENDENTE / DESCENDENTE
AMPS (Advanced Mobile Phone System)	869-894 / 824-849
PCS (Personal Communications Service)	1930-1990 / 1850-1910
ETACS (Enhanced Total Access Communications System)	917-950 / 872-905
GSM (Global System for Mobile Communications)	935-960 / 890-915
IS-54, IS-136 TDMA	869-894 / 824-849
IS-95 CDMA	869-894 / 824-849

11.2.5 Funcionamiento del handover.

Con el fin de dar soporte a la movilidad del terminal móvil, los sistemas móviles cuentan con una serie de funciones específicas, denominadas funciones de movilidad. Entre ellas destacan la actualización de la posición, las funciones asociadas al establecimiento de llamada (que llamaremos genéricamente localización) y el Handover. La importancia de estas funciones radica en que, junto a las limitaciones en los servicios ofrecidos que impone el empleo de una interfaz radio, determinan la necesidad, de una infraestructura diferente a una aplicación de las capacidades desarrolladas en los sistemas que dan soporte a las comunicaciones fijas.

El registro de la posición del terminal móvil, permite conocer la localización de cualquier usuario activo, esté o no en movimiento de forma lo suficientemente precisa

como para poder establecer una comunicación eficiente, del soporte de un sistema de bases de datos en el que se almacene de forma actualizada la posición de cada terminal.

La función de localización o registro implica una estrategia de búsqueda del terminal móvil por parte de la red. El Handover o transferencia de llamada entre estaciones bases debida al movimiento del terminal, resultará en operación mucho más compleja, sobre todo desde el punto de vista de la red.

La función del Handover consiste en asegurar la continuación de la llamada una vez que está ha sido establecida. Se define como Handover a la función que supone un cambio de canales físicos sean del usuario y/o estación base durante una llamada manteniendo dicha llamada.

En los sistemas de primera y segunda generación, el Handover se produce siempre como consecuencia de un cambio en las condiciones de recepción por parte del móvil y/o de la estación base, entre elementos (estaciones base) del mismo nivel jerárquico y sin que se produzca un cambio en los servicios portadores. Además, se trata de una operación relativamente infrecuente.

En los sistemas de tercera generación, podrán producirse Handovers a petición de la red; se podrán producir entre elementos con distinta funcionalidad o pertenecientes a diferentes proveedores de servicios; y podrán implicar el cambio del servicio portador que soporta el servicio que se proporciona [Parsons,1992].

Este cambio puede ser causado por el propio movimiento del terminal (al pasar de una célula a otra), o debido a factores como el perfil del usuario, la capacidad del sistema, gestión de la red, entre otros.

Como puede verse en la *figura 6*, el traspaso de llamada que debe realizarse en la red fija no es una tarea insignificante, y más si se tiene en cuenta que el Handover puede ocurrir entre estaciones base situadas en diferentes centrales locales o incluso en diferentes centrales de tránsito.

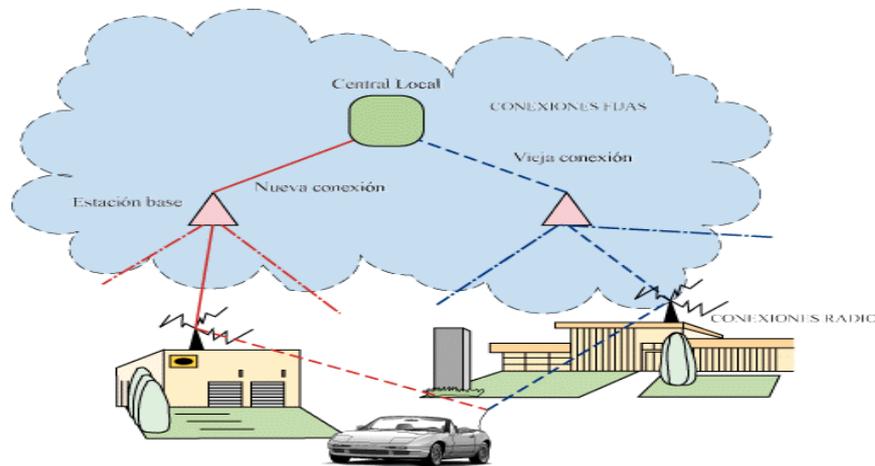


Figura 7.-Traspaso de llamada (handover) en un sistema móvil.

Como consecuencia de la arquitectura de la estructura celular existente en la red el punto de traspaso puede estar situado a cualquier nivel en la red.

Concluyendo: como una estrategia para ir acercándose al objetivo de esta tesis. En este capítulo hemos expuesto los conceptos de los elementos más importantes y normativas involucradas en los sistemas de comunicaciones móviles celulares. A partir de ello podemos pasar ahora al análisis de la problemática asociada canal radio y

modelos de propagación en el espacio libre, todo lo cuál será tratado en el siguiente capítulo.

Capítulo 3.

III CANAL RADIO Y MODELOS DE PROPAGACIÓN.

Objetivo.

Una de las tareas más importantes en la planeación de un sistema de comunicación móvil es el poder predecir la potencia mínima de transmisión requerida. Es decir desde una estación base dada, a una determinada frecuencia, para proveer una calidad de cobertura aceptable sobre una área de servicio predeterminada involucrando en ello al canal radio y a los modelos de propagación, elementos éstos últimos objetos de una descripción general en este capítulo.

III.1 Introducción.

En este capítulo discutiremos las características de propagación y de multitrayectorias de las ondas de radio, así como también los modelos de propagación para la aplicación en un entorno de áreas urbanas y semi-urbanas en los sistemas móviles celulares.

La eficiencia del servicio en las comunicaciones móviles está fuertemente ligada con la calidad lograda en la transmisión, por lo tanto el canal radio coloca limitaciones fundamentales en la eficiencia de estos sistemas ya que una señal transmitida por este medio se ve atenuada debido a diferentes factores.

Como primer punto discutiremos las pérdidas por propagación, las cuales se determinan en base a diferentes características existentes en el ambiente en el que se realiza la transmisión, tales como el tipo de ciudad, características de la misma, así como los parámetros de las antenas como son: las alturas, potencia de transmisión, frecuencia de operación, entre otros. Para la determinación de estas pérdidas, existen diferentes modelos de propagación.

El estudio del canal radio será de utilidad para el desarrollo de este trabajo de tesis ya que las comunicaciones móviles utilizan como medio de transmisión el canal radio (espacio libre). Debido a ello es importante tener definida la problemática que involucra la transmisión de información a través del espacio libre con posibilidades de no tener una visión directa entre el móvil y la estación base [William, 1994].

Por lo tanto dado al enfoque de esta de tesis, resulta de particular interés el estudio del canal radio y los modelos de propagación.

III.2 Clasificación de los Modelos de propagación.

Atendiendo a su naturaleza, los modelos de propagación pueden ser clasificados como:

- **Modelos empíricos.** Se recurre a una fórmula en la que se involucran los factores principales que influyen en la propagación.
- **Modelos determinísticos.** Están basados en curvas o expresiones que recrean un conjunto de mediciones de datos. Estos modelos tienen la ventaja de tomar implícitamente los factores de propagación, tantos conocidos como desconocidos.

- **Modelos semiempíricos o semideterminísticos.** Están basados sobre ecuaciones derivadas para la aplicación de métodos determinísticos para modelos genéricos urbanos o modelos de interiores.

En base a lo anterior se describirán de una forma general los modelos de propagación que han sido desarrollado en las ultimas décadas [Cátedra, 1999].

III.2.1 Modelo del espacio libre.

Es un modelo ideal de propagación en el que existe visibilidad entre la antena transmisora y la antena receptora. En el espacio libre las ondas electromagnéticas se disminuyen como una función del inverso del cuadrado de la distancia d . Expresada en su forma lineal las pérdidas por propagación en el espacio libre viene dada por:

$$L_p = \frac{4\pi\lambda^2}{d^2}, \quad (10)$$

donde λ es la longitud de onda. Lo anterior también se puede representar en forma logarítmica como:

$$L_p = -32.3 - 20\log(f) - 20\log(d), \quad (12)$$

donde f es la frecuencia de transmisión en MHz.

Este modelo es ampliamente utilizado en sistemas de comunicación vía satélite y de comunicaciones en donde se requieran distancias espaciales muy grandes. Para nuestro caso en los sistemas de comunicaciones móviles celulares, hay que considerar una serie de pérdidas adicionales debidas a obstáculos terrestres y a la existencia de trayectorias múltiples, para ello recurriremos a otros modelos que se mencionaran a continuación.

III.2.2 Modelo Kafaru.

El modelo de Kafaru se basa en la clasificación de los tipos de uso de terreno o suelo. Este método considera la localización de construcciones, tamaño, número de construcciones, altura y variaciones de altura entre otras. En base a este método se llegó a una clasificación basada en varias funciones de densidad considerando funciones estadísticas.

III.2.3 Modelo de Sakagmi y Kuboi.

El modelo de Sakagi y Kuboi está basado en el modelo de Okumura utilizando un método de regresión múltiple, es un modelo solo para áreas de tipo urbana y semi-urbana, al no manejar factores de corrección se convierte en un modelo muy limitado. La principal restricción de este modelo es que no se puede usar para estudios en áreas rurales[Cátedra, 1999].

III.2.4 Modelo de Lee.

El modelo de Lee es utilizado para áreas urbanas y semi-urbanas y predice la potencia recibida P_r en dBm de la siguiente manera:

$$P_r = A - b \log(d) - n \log\left(\frac{f}{900}\right) + 10 \log \alpha, \quad (13)$$

donde d es la distancia en kilómetros entre las antenas transmisoras y receptoras y f es la frecuencia en MHz. Los parámetros A y B dependen de las características ambientales (áreas urbanas o semi-urbana), el factor n puede tomar un valor de 2 ó 3 dependiendo del área y la frecuencia a la cual se esté transmitiendo y el parámetro α se obtiene de la siguiente manera:

$$\alpha = \frac{h_t^2 h_r^m p_t g_t g_r}{3660}, \quad (14)$$

Donde h_t y h_r representan la altura de la antena en metros, p_t es la potencia transmitida en watts, g_t y g_r son las ganancias de la transmisión y recepción de las antenas respectivamente, y m depende de la altura de la antena receptora y toma un valor de 2 cuando es mayor de 10 metros y de 3 cuando es menor de 3 metros [Cátedra, 1999].

III.2.5 Modelo de Ibrahim y Parsons.

Ibrahim utilizó una base de datos de utilización de tierra, para tres frecuencias diferentes (168, 445 y 900MHz). La antena transmisora fue colocada a 46 metros sobre la superficie de la tierra. Los datos fueron basados en calles de 500 m, las cuales se clasifican en diferentes categorías de uso. Ibrahim extrajo dos factores:

- Primero, el factor **L** de utilización de tierra, definido como el porcentaje de la calle bajo consideración que está cubierto por edificios.
- Segundo, un grado de urbanización **U**, definido como el porcentaje del área edificada dentro de la cuadra que está cubierta por edificios altos. En este contexto, “*alto*” significa edificios con cuatro o más pisos.

El análisis mostró que estos parámetros están altamente correlacionados con las pérdidas por trayectoria y resultan apropiados para el modelado de propagación[Cátedra, 1999].

III.2.6 Modelo de Okumura.

Este modelo fue desarrollado por Yoshihisa Okumura en 1968.

Sus principales características son:

Pueden ser utilizados para las siguiente áreas de cobertura

- *Área abierta.* Aquélla en la que no hay árboles o edificios en el trayecto de propagación.
- *Área suburbana.* Aquélla con algunos edificios pequeños y árboles, la zona cercana al móvil tiene algunos obstáculos pero de poca importancia.
- *Área urbana.* Con edificios altos y juntos.

Además el modelo está basado en mediciones hechas dentro y alrededor de Tokio. Con intervalo de frecuencia: Hasta 1920 MHz (extrapolando hasta 3000 MHz), y está basado en pérdidas por trayectorias en el espacio libre con distancia de 1 km a 1000 km.

El modelo de Okumura es uno de los modelos más usados para predicciones en áreas urbanas. Okumura desarrolló un conjunto de curvas de atenuación media relativa para espacio libre (A_{mu}) en un área urbana sobre un terreno casi-suave con una altura de la antena de la estación base efectiva (h_{te}) de 200 m y una altura de la antena del móvil (h_{fe}) de 3 m. Estas curvas fueron desarrolladas usando una antenas omni-verticales para ambos (base y móvil) y son graficadas como función en un intervalo de frecuencia de 150 a 1920MHz y como una función de distancia desde la estación base en el intervalo de 1km a 100km [Covarrubias, 1999].

Para calcular las pérdidas por propagación utilizando el modelo de Okumura, primero se determinan las pérdidas en espacio libre y el valor de $A_{mu}(f,d)$, leído en las curvas que Okumura desarrolló, siendo éstos sumados a los factores de corrección (inclinación, combinación tierra-mar, tipo de suelo, aislamiento por montaña). Entonces las pérdidas por propagación están dadas como:

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA}, \quad (15)$$

Donde:

$L_{50}(dB)$: es el 50% del valor de las pérdidas por trayectorias de propagación.

L_F : son las pérdidas por trayectorias en el espacio libre.

A_{mu} : es la atenuación media relativa en el espacio libre.

$G(h_{te})$: factor de ganancia de la altura de la antena de la estación base.

$G(h_{re})$: factor de ganancia de la altura de la antena del móvil.

G_{AREA} : es la ganancia debido al tipo de contorno (medio ambiente).

III.2.7 Modelo de Hata.

Está derivado del artículo de Okumura con el fin de que sus resultados puedan ser más fácilmente aplicables, mediante una expresión empírica. La fórmula de Hata se aplica a ciertos intervalos de parámetros de entrada y es válido solamente para terreno casi-suave.

Es válido para:

100 – 1500MHz (f_c).

distancia emisor-receptor: 1 – 20Km (R).

altura efectiva antena estación base: 30 – 200m (h_b).

altura efectiva antena estación móvil: 1 – 10m (h_m).

Considera:

Pérdida de propagación entre antenas isotropas.

Terreno moderadamente llano (casi-plano), no irregular.

Fórmula estándar para las pérdidas en zona urbana (para otro tipo de terreno habrá que aplicar correcciones).

La expresión para las pérdidas en zona urbana es:

$$L_p(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_T - a(h_R) + (44.9 - 6.55 \log h_T) \log R.$$

$a(h_R)$ es el factor de corrección para la altura de la antena del móvil:

Para ciudad de tamaño mediana o pequeña:

$$a(h_R) = (1.1 \log f_c - 0.7) h_r - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{dB}.$$

Para ciudad grande:

$$a(h_R) = 8.29 (\log 1.54 h_R)^2 - 1.1 \quad \text{si } f_c \leq 200 \text{ MHz}.$$

$$a(h_R) = 3.2 (\log 11.75 h_R)^2 - 4.97 \quad \text{si } f_c \leq 400 \text{ MHz}.$$

Las correcciones para otros tipo de área son:

área suburbana:

$$L_{50} = L_{50} (\text{área urbana}) - 2 [\log (f_c/28)]^2 - 5.4(\text{dB}).$$

área abierta:

$$L_{50} = L_{50} (\text{área urbana}) - 4.78 (\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94(\text{dB})$$

donde la altura efectiva de la antena de la estación base se calcula según Okumura.

III.2.7.1 Factores de Corrección Adicionales.

Los factores de corrección adicionales, en forma gráfica, son usados en el cálculo en la orientación de la calle, transmisión en áreas urbanas y rural y sobre terreno irregular. Estas correcciones pueden ser sumadas o restadas como sea necesario. Los parámetros relacionados, que son evaluados para determinar varios factores de corrección, incluye:

1. Altura de la antena de la estación base efectiva (H_{Te}).
2. Variación de la altura del terreno (Δh).
3. Aislamiento por la altura de un terreno elevado (por ejemplo: montaña).
4. Inclinación promedio del terreno.

5. Combinación de trayectoria de terreno_mar.

Una vez que los parámetros relacionados al terreno son calculados los factores de corrección necesarios pueden ser sumados o sustraídos como se requieran.

A partir del proceso de investigación de los principales modelos de propagación, en este trabajo se realizó un simulador en **Matlab** que nos permite encontrar las pérdidas por propagación. Para el desarrollo del simulador de canal radio, se hace la combinación de **Hata-Okumura**. Con **Hata** se calcula las pérdidas de propagación y se le suman las pérdidas por los factores de corrección por **Okumura**.

Dicho modelo es válido para:

- Intervalo de frecuencia: 100 – 1500MHz (f_c).
- Distancia emisor-receptor: 1 – 20Km (R).
- Altura efectiva antena estación base: 30 – 200 m (h_b).
- Altura efectiva antena estación móvil: 1 – 10 m (h_m).

Considera:

Pérdidas de propagación entre antenas isotrópicas.

Terreno moderadamente llano (casi-plano), no irregular.

Fórmula estándar para las pérdidas en zona urbana (para otro tipo de terreno habrá que aplicar correcciones).

Calcula las pérdidas propagación en una zona urbana en exteriores considerando diferentes tipo de ciudades y factores de corrección y calcula la intensidad del campo eléctrico en áreas rurales.

A continuación en la *figura 8* se muestran las ventanas de dicho simulador y los resultados que se obtienen.

Modelo De Propagación Hata-Okumura
 Datos de entrada (Respetar los parámetros de entrada)

Distancia (1-20): Km Frecuencia (150-1500): MHz

Tipo de Medio

Mar y Tierra
 Aislamiento por Montaña

"Okumura-Hata"
 Parámetros de Entrada

Modelo de Ciudad: Ángulo de Inclinación (20 a 20): o (Respetar los Parámetros)

Características del Terreno: Altura de la Antena Base (30-200 m): m (Respetar los Parámetros)

Altura de la Antena Móvil (1-10 m): m (Respetar los Parámetros)

Área Montañosa

Altura de la Montaña: m
 Distancia de la Montaña al Móvil (0-8000m): m

Perdidas por Propagación:

Posición del Receptor:

Combinación Mar y Tierra

Distancia de la señal sobre el Mar (1-20)Kms: Km

Posición de Tronco de Tierra y Mar:

→ "EB - Tierra \ Mar - EM"
 → "EB - Mar \ Tierra - EM"

Factores de Corrección Hata - Okumura

Factor de corrección para el ángulo de inclinación: dB

Factor de corrección para terreno ondulado: dB

Factor de corrección para mar y tierra: dB

Factor de corrección para aislamiento por montañas: dB

Factor de corrección para orientación de la calle: dB

Figura 8.-Resultados obtenidos del simulador hecho en matlab para el modelo de Hata-Okumura.

De la figura 8, además de mostrar los valores de las pérdidas de propagación muestran también los valores de factores de corrección, empleados en el proceso de simulación. Este simulador fue hecho en Matlab, la finalidad de hacerlo fue para poder caracterizar el comportamiento del canal radio el cual abordaremos en el siguiente apartado.

III.3 Estudio del canal radio móvil.

Las comunicaciones móviles tuvieron un gran desarrollo tecnológico y comercial a partir de la introducción del concepto de re-uso de frecuencia, propuesto por la compañía Bell a fines de los años cuarenta. A partir de entonces las redes de comunicaciones móviles han sido construidas en una estructura celular.

Este canal se caracteriza porque al menos una de las terminales involucradas en la comunicación se encuentra en movimiento, debido a que el canal de comunicación utiliza el espacio libre y la atmósfera como medios de transmisión. Por lo tanto hablar del canal radio es un concepto muy amplio ya que cualquier información que se transmite a través del espacio libre cae dentro de esta categoría. Como es el caso de las transmisiones en interiores de edificios y en exteriores, las transmisiones a través de terminales fijas y en movimiento, las transmisiones dentro y fuera de la atmósfera terrestre, entre otras

En el caso de las redes radio celulares, las estaciones bases son fijas, mientras que las terminales que utilizan los usuarios tienen libertad de movimiento.

Debido a ello el canal de comunicación de mayor interés es el canal móvil, el cual introduce las principales limitantes en las prestaciones de los sistemas digitales de comunicación móviles celulares [William, 1994].

III.3.1 Propagación de ondas de radio en un canal móvil.

Las comunicaciones móviles celulares tienen lugar entre una estación base y un determinado número de terminales móviles. Esto ocurre dentro de una célula, tradicionalmente estas células eran de gran tamaño con radios de cobertura de hasta 30 kilómetros, lo que reduce la probabilidad de contar con visión directa entre las estaciones móviles y la estación base.

En años recientes se han instalado células de cobertura menor, donde las oportunidades de visión directa son más probables. A estas células se les conoce como micro células y tienen radios de cobertura que oscilan entre los 100 y los 1000 metros. Las micro células dan cobertura a áreas pequeñas tales como parques y tramos de calles. La presencia de un camino de visión directa entre la estación base y el terminal móvil causan un profundo impacto en la propagación de las señales de radio, lo que significa que las características de propagación son altamente dependientes a la forma y tamaño de las células.

III.3.2 Modelo de Clarke.

Dado lo anterior y como parte del proceso de investigación en este aspecto, se estudió el modelo de **Clarke**, el cual considera dada la existencia de la onda electromagnética propagándose en el canal radio, la existencia de “ n ” ondas planas de igual magnitud, y la señal transmitida polarizada verticalmente. El modelo de **Clarke** determina los componentes del campo en el móvil, en el punto de recepción expresadas éstas como:

$$E_Z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_Z t + \theta_n), \quad H_X = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(\omega_C t + \theta_n),$$

$$H_Y = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cos(\omega_C t + \theta_n).$$

(16)

Donde θ_n es al ángulo de fase relativo a la fase portadora. E_0 es la amplitud de “n” onda plana y η es la impedancia intrínseca .

Debido a que el canal radio es extremadamente aleatorio y de análisis complicados, la ruta de transmisión entre el transmisor y receptor puede variar al no tener una visión directa (LOS³), con lo cual la señal puede ser obstruida por edificios, montañas y vegetación, lagos. A esto se le conoce como mecanismo de propagación de la señal de radio, y pueden atribuirse principalmente a los fenómenos de reflexión, difracción y dispersión. La mayoría de los sistemas celulares operan en áreas urbanas y las múltiples reflexiones de las señales de radio en edificios y estructuras hacen que la estación móvil reciba una gran cantidad de versiones de la señal transmitida, en lugar de una sola.

Los mecanismos de propagación mencionados anteriormente dan origen a desvanecimientos, pérdidas por trayectoria y distorsiones (efecto Doppler), lo que a su vez se traduce en una reducción señal a ruido SNR⁴ y en un aumento en la tasa de errores BER⁵

³ LOS.- Line Of Sight

⁴ SNR.-Signal to Noise Ratio.

⁵ BER.- Bit Error Rate.

De hecho, cada versión de la señal transmitida llega a la estación móvil con un retardo de tiempo, un desfase de amplitud, fase y frecuencia determinados por la trayectoria seguida por la señal desde la estación base hacia la estación móvil.

Debido a lo anterior, las señales recibidas por las estaciones móviles son sustancialmente diferentes a las versiones transmitidas. El nivel de la señal recibida se mejora cuando las señales de las diferentes trayectorias interfieren constructivamente en la antena de la estación móvil, sin embargo ocurre lo contrario cuando interfieren destructivamente. A este fenómeno de atenuación se le conoce como *desvanecimiento multi-trayectorias* y puede ser tan profundo que la señal recibida sea esencialmente cero [William, 1999].

III.3.3 Mecanismos básicos de propagación.

Los tres mecanismos básicos de propagación de las señales de radio son la reflexión, la difracción y la dispersión. Estos mecanismos dan origen a desvanecimientos, pérdidas de trayectoria y distorsiones, lo que a su vez se traduce en una reducción de la relación señal a ruido SNR y un aumento en la tasa de errores BER.

III.3.3.1 Reflexión.

La señal de radio frecuencia (RF) es reflejada cuando incide sobre una superficie de mayor longitud que su longitud de onda, por ejemplo la superficie terrestre, paredes y edificios. Cuando una señal de radio que se propaga a través de un medio incide en otro medio de propiedades eléctricas diferentes, es parcialmente reflejada y parcialmente transmitida. Si la onda plana incide en un dieléctrico perfecto, entonces parte de la energía es transmitida al segundo medio y el resto es reflejada al medio del cual proviene.

III.3.3.2 Difracción.

El fenómeno de difracción permite que las señales de radio se propaguen sobre la superficie curva de la Tierra y a través de obstáculos. Se puede decir que la señal de RF se flexiona para vencer obstáculos entre el transmisor y receptor. A pesar de que la intensidad de la señal recibida decrece rápidamente conforme un receptor se introduce a mayor profundidad en una región obstruida (región sombreada), el campo de difracción generalmente proporciona una señal útil con suficiente intensidad.

III.3.3.3 Dispersión.

La señal recibida en un canal móvil es siempre más intensa de lo que se pudiera predecir a través de los fenómenos de reflexión y difracción. Esto es debido a que la energía reflejada es distribuida hacia todas direcciones cuando una onda de radio incide sobre una superficie rugosa (superficie de menor tamaño que la longitud de onda de la señal incidente). Algunos objetos tales como postes de iluminación, árboles, y anuncios de tránsito tienden a distribuir la energía hacia todas direcciones.

III.4 Clasificación estadística de canales radio móviles.

En un canal móvil es importante conocer la naturaleza estadística de variación de las señales. Las propiedades estadísticas son producto de las condiciones del entorno y de la distancia de separación entre el transmisor y receptor, las cuales favorecen que uno u otro parámetro de propagación sea predominante (tales como reflexión, difracción, dispersión, trayectorias múltiples).

Por tal motivo, el canal Gaussiano, los canales con desvanecimientos tipo Rayleigh y tipo Rician son tres canales de propiedades estadísticas claras y diferenciadas.

A continuación mencionaremos que son cada uno de ellos.

III.4.1 Canal Gaussiano.

Un canal Gaussiano es el más simple y normalmente se le conoce como canal de ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN⁶). Básicamente se trata del ruido generado en el receptor, cuando la trayectoria de transmisión es casi ideal.

Se considera que el ruido tiene una densidad espectral de potencia constante a lo largo de todo el ancho de banda del canal y una función de distribución de probabilidad (PDF⁷) de su amplitud de tipo Gaussiana. Se puede considerar que este tipo de canal es irrealizable bajo condiciones de movilidad, sin embargo con el uso de micro-células y pico-células es posible tener visión directa (LOS) con trayectorias múltiples prácticamente nulas.

III.4.2 Canal con desvanecimientos tipo Rayleigh.

Otro efecto importante es el desvanecimiento de Rayleigh; dado que la fase de las trayectorias múltiples será modificada por las reflexiones, en el caso de una señal directa y una señal reflejada con una diferencia de fase de 180° producirá la cancelación de la señal a la entrada del receptor.

III.4.3 Canal con desvanecimientos tipo Rician.

En los sistemas digitales de comunicaciones móviles celulares basados en micro-células es común que existan líneas de visión directa entre los móviles y la estación base, aparte de las versiones reflejadas y dispersas. Esta trayectoria dominante reduce en

⁶AWGN.- Additive White Gaussian Noise

⁷PDF.- Probability Distribution Function.

forma significativa la intensidad de los desvanecimientos. La función de distribución de probabilidad de la envolvente recibida es de tipo Rician.

En este punto resulta conveniente introducir el parámetro de Rician dado por:

$$K = \frac{\text{potencia de la trayectoria dominante}}{\text{potencia de las trayectorias dispersas}}, (17)$$

Es importante notar que cuando K vale cero el canal es tipo Rayleigh, mientras que si K es infinito, el canal es Gaussiano.

III.5 Desvanecimientos.

Una onda de radio también puede ser reflejada por cualquier objeto en la atmósfera; una montaña, un edificio, un aeroplano, entre otros. Estas reflexiones producirán necesariamente diferentes trayectorias creando uno de los problemas más difíciles en la transmisión de la radio. La dispersión por retardo (*propagación de la señal por diferentes trayectorias*), producirá que la señal viaje por múltiples trayectorias las cuales llegarán con una diferencia en el tiempo, produciendo una deformación por retardo.

Los modelos de propagación centran sus predicciones en el promedio de la potencia de la señal recibida en una distancia desde el transmisor, considerando también la variabilidad de la potencia de la señal en una proximidad cerrada a una localización en particular. Los desvanecimientos de la señal pueden ser clasificados dentro de dos áreas: desvanecimiento lento que es el resultado de la propagación en gran escala de la señal y el desvanecimiento rápido o desvanecimiento Rayleigh que es el resultado de pequeña escala de la señal.

III.5.1 Desvanecimiento lento.

El desvanecimiento lento se refiere al decremento en la potencia de la señal cuando la distancia entre el receptor y el transmisor incrementa. Generalmente la intensidad de la potencia recibida en el receptor falla con el inverso del cuadrado de la distancia entre el transmisor y receptor.

III.5.2 Desvanecimiento rápido.

Tiene lugar muy rápidamente, con una distancia entre picos de aproximadamente de un desplazamiento de $\lambda/2$ (*media longitud de onda*), las cuales son debidas a su potencia y están distribuidas según en la forma logarítmico - normal.

Un ejemplo de ello sería si nos movemos a través de un desierto plano, sin obstáculos, la señal sólo sufrirá las variaciones debidas a la distancia; sin embargo, en un caso normal donde la señal es obstruida por múltiples obstáculos (edificios, puentes, árboles, entre otros) se producen unos cambios rápidos en la media local (en un intervalo de 5 a 50 m.) mientras que las variaciones debidas a los obstáculos topográficos producen variaciones más lentas. Ambos tipos de variaciones están distribuidas en forma logarítmica - normal, al menos dentro del intervalo de unos pocos cientos de metros.

III.5.3 Desvanecimiento por multitrayectoria.

El desvanecimiento por multitrayectoria es un fenómeno fundamental en el ambiente inalámbrico el cual significativamente afecta la potencia de la señal recibida en la localización del móvil. Debido a la dispersión, reflexión y difracción, las ondas

recibidas en el móvil son de diferentes direcciones con diferente tiempos de retardo. Como el móvil se mueve sobre distancias muy pequeñas, la potencia instantánea de la señal recibida puede fluctuar rápidamente dando un aumento al desvanecimiento a pequeña escala.

En general una señal cambia lentamente con el tiempo debido a las pérdidas por propagación, más rápidamente debido a los desvanecimientos lentos y muy rápido debido a los desvanecimientos por multitrayectorias. Todas estas pérdidas deben superponerse a la señal transmitida, de forma que esto indica la forma en que el canal radio afecta a la señal transmitida.

Al saber como afecta el canal radio a la señal transmitida se utiliza esta información para establecer contramedidas que se reflejen en un mejor diseño del sistema celular [Rappaport, 1996].

III.6 Conclusiones

Para que un sistema de comunicaciones móviles celular cumpla con los niveles de eficiencia deseados, ésto es, que la relación señal interferente C/I no sea menor a un valor dado, se deben tomar en cuenta los efectos del canal radio.

Es decir que hay que caracterizar el canal radio a las frecuencias de interés, para determinar las funciones de densidad de probabilidad que se caracterizan la propagación en el canal radio (Rayleigh, Rice, Log-Normal), y con ello tomar las contramedidas necesarias para compensar los efectos del canal radio en la señal que se transmite.

Todo lo anterior se refleja de manera directa en nuestro parámetro C/I , el cual es el objetivo de diseño en el amplificador de potencia para que cumpla con el valor de 9dB impuesto por el diseño.

Por lo tanto en el siguiente capítulo hablaremos sobre las características de los parámetros involucrados en el diseño del amplificador de potencia y mejorar con ello las prestaciones de los sistemas digitales de comunicaciones móviles celulares.

Capítulo 4.

IV DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSRECEPTOR.

Objetivo.

El objetivo de este capítulo es investigar y definir los parámetros del transreceptor móvil, los cuales son de gran importancia para el diseño del amplificador de potencia empleado en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas.

Antecedentes.

Dadas las consideraciones del transreceptor del terminal móvil resulta conveniente definir los parámetros objetivos de diseño. El primero de ellos es el parámetro de respuesta lineal del amplificador de potencia el cual se describirá en este apartado. Posteriormente se describirán otros parámetros como el análisis del recrecimiento espectral débil y productos de intermodulación, y se hará un análisis de la herramienta de simulación empleada en los diferentes diseños de las clases de amplificadores de potencia.

No obstante que las consideraciones de diseño del amplificador de potencia para el terminal móvil será objeto de un análisis muy amplio en el siguiente capítulo, vale la pena a cuenta los parámetros sobre los cuales buscaremos nuestro diseño: linealidad (*alta*), recrecimiento espectral (*reducido*), eficiencia (*alta*), consumo de potencia en DC (*bajo*), estabilidad (*buena respuesta*), todos los parámetros serán, definidos en este capítulo.

IV.1 Principio de la linealización.

Este parámetro juega un papel fundamental en la operación de los amplificadores de potencia empleados en comunicaciones móviles. Para explicar el principio de linealización en la *figura 9* se muestra el caso de una señal de dos tonos.

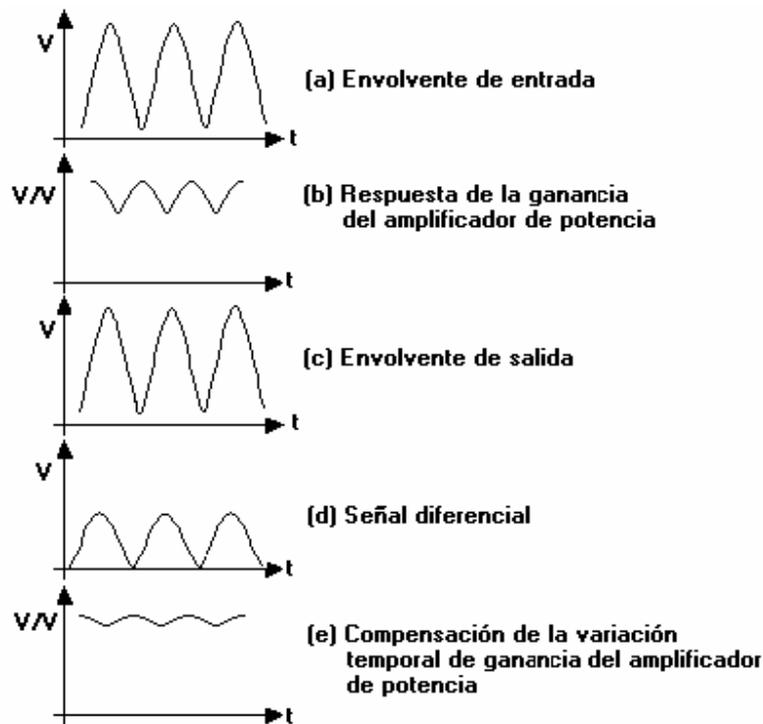


Figura 9.- Ilustración del principio de la linealización en el amplificador de potencia.

Se considera que las conversiones AM-AM⁸ y AM-PM⁹ muestran curvas similares. Esto es válido para los amplificadores de potencia clase A, B y AB cuando el nivel máximo de potencia de la señal es suficientemente menor que el nivel de saturación de tal manera que las no linealidades, interés de este apartado, pueden expresarse con toda precisión mediante un polinomio de tercer orden [Asbeck, 1999].

⁸ AM-AM: Amplitud Modulada - Amplitud Modulada.

⁹ AM-PM: Amplitud Modulada-Fase Modulada.

Las características de conversión AM- AM y AM-PM del amplificador pueden ser medidas empleando una señal de onda continua (CW) de dos tonos.

Es decir que una señal de dos tonos tiene una variación temporal en la envolvente, la cual puede estar trabajando en las regiones lineales y no lineales; del amplificador de potencia y además muestra la variación de ganancia conforme a el tiempo.

Como resultado, el amplificador de potencia produce una envolvente comprimida en la parte superior de la señal de salida, ésta se muestra en la *figura 9(c)*. La señal diferencial de la envolvente entre la entrada y salida, puede ser considerada una medida de cuanta distorsión hay en la señal de entrada del amplificador de potencia.

Esto implica que las características de la conversión AM-AM del amplificador de potencia puede ser obtenida por una extracción, ésto se refiere cuando la señal diferencial y la señal de entrada de RF tengan una variación temporal en la envolvente.

Para comprobar el principio de la linealización, resulta conveniente plantear la expresión matemática que la define. Para ello partiremos de un caso de señales de dos tonos con la misma potencia de señal mostrada en la *figura 10*.

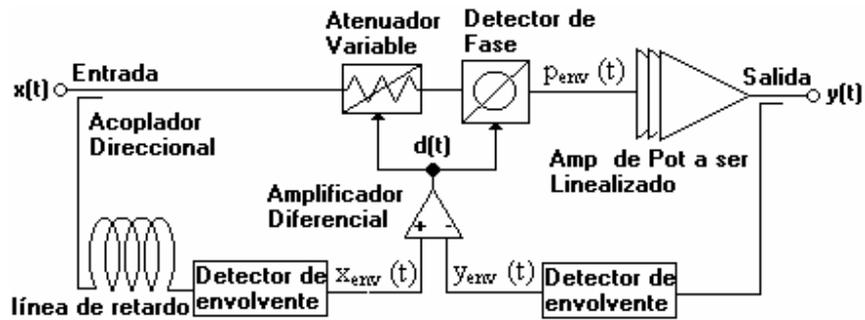


Figura 10.- Conceptualización de linealización del amplificador de potencia.

En la figura 10, se presenta el comportamiento de un sistema retroalimentado con entrada $x(t)$ y salida $y(t)$. Ambas son generadas usando un amplificador diferencial. Además, tal y como se muestra en la figura anterior estas señales van a pasar por diferentes etapas de elementos de control como son: detectores de envolventes, acoplador direccional, atenuador variable, detector de fase y por último el amplificador de potencia, el cual va a ser linealizado.

En este sistema, para un caso de dos tonos la potencia de señal a la entrada de RF, se representa como:

$$x(t) = 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t), \quad (18)$$

(18)

Donde $x(t)$ es la variable de entrada, A es la amplitud de la señal individual, ω_c es la frecuencia y $\Delta\omega$ es la frecuencia de espaciamiento.

Si suponemos que las características de conversión AM-AM del amplificador puede ser representada por un polinomio de tercer orden de acuerdo a la siguiente expresión:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 (x(t))^2 + a_3 (x(t))^3, \quad (19)$$

Sustituyendo el valor de $\mathbf{x}(t)$ en el polinomio, nos queda lo siguiente:

$$y(t) = a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) + a_2 \left[2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right]^2 + a_3 \left[2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right]^3$$

empleando las siguientes identidades:

$$\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2} \quad ; \quad \cos u \cos v = \frac{1}{2} (\cos(u+v) + \cos(u-v)) \quad ,$$

se obtiene lo siguiente:

$$y(t) = a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) + a_2 \left[2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right]^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega_c t}{2} \right] + \dots$$

$$\dots a_3 \left[2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right]^3 \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega_c t}{2} \right] \cos \omega_c t$$

simplificando la expresión anterior nos queda lo siguiente:

$$y(t) = \left(a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right) + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 \cos(2\omega_c t) + \dots$$

$$\dots a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \left(\frac{1}{2} \cos(\omega_c t) + \frac{\cos(2\omega_c t) \cdot \cos(\omega_c t)}{2} \right)$$

$$y(t) = a_1 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right) + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 \cos(\omega_c t) + \dots$$

$$\dots a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \left(\frac{1}{2} \cos \omega_c t + \frac{1}{4} (\cos(3\omega_c t) + \cos(\omega_c t)) \right)$$

$$y(t) = a_1 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \right) + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 \cos(2\omega_c) + \dots$$

$$\dots a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_c t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_c t) \right)$$

agrupando términos iguales se obtiene:

$$y(t) = \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 + \left[a_1 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right) + \frac{3}{4} a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \right] \cos(\omega_c t) + \dots$$

,(20)

$$\dots + \frac{1}{2} a_2 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^2 \cos(2\omega_c t) + \frac{1}{4} a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \cos(3\omega_c t)$$

Suponiendo un acoplamiento ideal paso banda, con un rechazo total en la señal fuera de banda y con una envolvente de forma perfecta. Podemos suponer que la envolvente de $y(t)$ de la expresión anterior es:

$$y(t) = a_1 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right) + \frac{3}{4} a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3, \quad (21)$$

Esta expresión nos proporciona la información suficiente para describir el principio de la linealización. Considerando las expresiones (18) y (21) la señal diferencial vendrá dada por:

$$d(t) = C_{in} \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right) - C_{out} \left[a_1 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right) + \frac{3}{4} a_3 \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right)^3 \right],$$

(22)

Donde los términos C_{in} y C_{out} representan la relación de acoplamiento de la entrada y salida del sistema. Esto se refiere a que con una buena selección de C_{in} y C_{out} , podemos obtener que las características de las no linealidades del amplificador sean definidas en $d(t)$ de manera muy específica. Por su parte, el atenuador variable

multiplica la señal de RF de entrada por la expresión (22). Si suponemos que el atenuador variable es lineal cerca de su punto de operación, a la salida de éste tendremos que:

$$P_{env}(t) = \left(2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \right) \left[\left\{ C_{in} 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) - C_{out} \left(a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) + \dots \right) \right. \right. \\ \left. \left. \dots xg + 1 \right\} \right] \quad , \quad (23)$$

Donde g es la pendiente de la característica de transferencia del atenuador variable. Cuando esta señal predistorsionada es la señal de entrada del amplificador, la envolvente de $y(t)$ se representará como:

$$y_{env}(t) = a_1 P_{env}(t) + \frac{3}{4} a_3 P_{env}^3(t) \quad , \quad (24)$$

Esta señal completa un ciclo de retroalimentación y después de varios ciclos la retroalimentación de lazo se estabilizará tal y como se muestra en la *figura 11*.

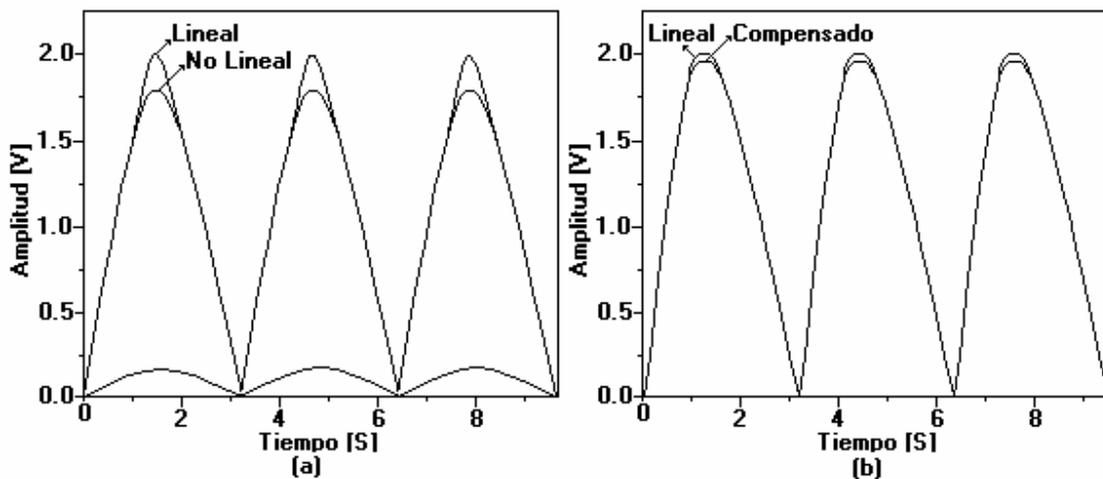


Figura 11.-Señales calculadas en un caso normalizado. (a) Envolventes lineales y no lineales y diferentes señales (b) Envolventes lineales y compensados.

La figura anterior muestra los casos normalizados, basados en las expresiones matemáticas (18) y (24) asignándoles valores a los términos $\Delta\omega$, \mathbf{A} , \mathbf{C}_{in} , y $\mathbf{C}_{out} = 1.0$ y $a_1=1.0$ y $a_3= -0.3$. La *figura 11(a)* muestra las envolvente de entrada lineal y de salida no lineal y la señal diferencial correspondiente, la *Figura 11(b)* muestra la envolvente lineal y compensada. En esta última figura hay menos distorsión en la compensación del envolvente, lo que significa que la señal de salida de RF tiene menos de un componente fuera de banda. Lo cual hace que en la envolvente tenga una mejor linealidad en la salida del amplificador de potencia. Esta consideración se aplicará en las diferentes clases de amplificadores de potencia a través de un proceso de optimización, empleando el programa de MMICAD, el cual será descriptos en apartados posteriores [Zhou, 2000].

En el siguiente apartado se describirá otro parámetro de gran importancia en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, este parámetro está muy relacionado con la linealidad y eficiencia del amplificador de potencia.

IV.2 Análisis del recrecimiento espectral de los amplificadores de potencias no lineales.

La eficiencia del amplificador de potencia es medida por el porcentaje de la potencia proporcionada por la fuente de DC y entregada a la carga; dicha eficiencia se puede expresar de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{c\ arg\ a}}{P_{DC}}, \quad (25)$$

La alta eficiencia de los amplificadores de potencia es un requisito necesario en el diseño, y con una buena eficiencia se puede tener menos interferentes, esto depende desde luego en las clases de amplificadores de potencia a considerar A, B, AB, C, D y EF [Glass, 2000].

Cuando una señal modulada pasa por un dispositivo no lineal, su ancho de banda se ensanchará por un orden impar de no linealidades. Este fenómeno es llamado recrecimiento espectral ó regeneración espectral y es causado por la creación de productos de intermodulación combinados ó mezclados entre los componentes de las frecuencias individuales del espectro.

El recrecimiento espectral causa interferencia en canales adyacentes (*ACI*) este *ACI* es medido por la relación de potencia del canal adyacente (*ACPR*). La densidad de potencia espectral (*PSD*) de una señal representada por $S(f)$ cuya asignación de canal está entre las frecuencias $f1$ y $f2$ y asume que su canal adyacente ocupa frecuencia entre $f3$ y $f4$. Donde *ACPR* es definida por:

$$ACPR = \frac{\int_{f2}^{f4} S(f)df}{\int_{f1}^{f3} S(f)df} \quad , \quad (26)$$

El comportamiento espectral en los amplificadores de potencia para los sistemas móviles inalámbricos, se puede representar gráficamente de la siguiente manera:

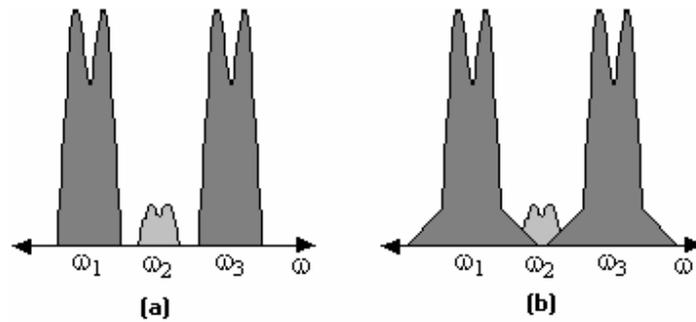


Figura 12.-Comportamiento del recrecimiento de la señal en los amplificadores de potencia inalámbricos (a) caso ideal (b) con distorsión.

Regularmente estas características imponen restricciones estrictas sobre la **ACPR** para un método exacto y su determinación es de particular interés en los diseños de sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas [Asbeck, 1999].

A continuación se hará un análisis matemático tomando en cuenta dos expresiones como base fundamental para el recrecimiento espectral.

El primero de ellos es un modelo de comportamiento de un polinomio de tercer orden no lineal de forma conjugada y se representa de la siguiente manera:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_3 x^2(t)x^*(t), \quad (27)$$

Para la expresión anterior se toma en cuenta las siguiente condiciones para la señal de entrada como:

1. $x(t)$ de media cero y estacionaria.
2. $x(t) = x_R(t) + jx_I(t)$ es circular complejo, lo cual significa que su parte real $x_R(t)$ y su parte imaginaria $jx_I(t)$ son mutuamente independientes y comportante la misma distribución. Nosotros asumimos que $x_R(t)(x_I(t))$ tienen una distribución

simétrica. Por lo tanto, $x(t)$ es referida como un circular complejo en este apartado.

Dado que $x(t)$ de media cero y simétricamente distribuída, entonces $y(t)$ también es de media cero. Nuestro objetivo será entonces expresar la función de autocorrelación de $y(t)$, en términos estadísticos de $x(t)$.

Es decir en términos de cumulante dado por:

$$C_{2y}(\tau) = cum\{y(t), y^*(t + \tau)\}, \quad (28)$$

El cumulante es una herramienta que nosotros utilizaremos aquí para derivar las formas de expresiones cerradas.

Por lo tanto sustituyendo la expresión (10) en (11) se obtiene lo siguiente:

$$C_{2y}(\tau) = cum\{y(t), y^*(t + \tau)\} = cum\left\{y(t) = a_1x(t) + a_3x^2(t)x^*(t), \begin{bmatrix} a_1x(t + \tau) + \dots \\ a_3x^2(t + \tau)x^*(t + \tau) \end{bmatrix}^* \right\}, \quad (29)$$

Aplicando la propiedad :

$$\begin{aligned} C_{kx}(\tau) &= C_{kx}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) \\ &= cum\{x(t), x(t + \tau_1), x(t + \tau_2), \dots, x(t + \tau_{k-1})\} \end{aligned}, \quad (30)$$

donde: $\tau = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1})$ y k es igual al orden del polinomio.

De la expresión (29) se obtiene:

$$\begin{aligned} C_{2y}(\tau) &= a_1a_1^* C_{2x}(\tau) + a_1a_3^* cum\{x(\tau), [x^*(t + \tau)]^2 x(t + \tau)\} + \dots \\ &\dots a_3a_1^* cum\{x^2(t)x^*(t + \tau), x^*(t + \tau)\} + \dots \\ &\dots a_3a_3^* cum\{x^2(t)x^*(t), [x^*(t + \tau)]^2, [x^*(t + \tau)]^2 x(t + \tau)\} \end{aligned}, \quad (31)$$

Empleando la formula de *Leonov-Shiryaev*¹⁰, podemos expandir el cumulante en la expresión, $a_1 a_3 * cum\{x(\tau), [x^*(t + \tau)]^2 x(t + \tau)\}$ como sigue:

$$\begin{aligned} cum\{x(t), [x^*(t + \tau)]^2 x(t + \tau)\} &= cum\{x(t), x^*(t + \tau), x^*(t + \tau), x^*(t + \tau)\} + \dots \\ &\dots 2cum\{x(t), x^*(t + \tau)\}cum\{x^*(t + \tau), x(t + \tau)\} \\ &= C_{4x}(\tau^*, \tau^*, \tau) + 2\sigma_x^2 C_{2x}(\tau) \end{aligned} \quad (32)$$

Donde σ_x^2 es igual a $C_{2x}(0)$ y es la variancia de $x(t)$.

De igual manera, aplicando la fórmula de *Leonov-Shiryaev* a los términos restantes de la expresión (31). Finalmente se obtiene la expresión para la covarianza¹¹ de la función $y(t)$:

$$\begin{aligned} C_{2y}(\tau) &= |a_1|^2 C_{2x}(\tau) + a_1 a_3 * [C_{4x}(\tau^*, \tau^*, \tau) + 2\sigma_x^2 C_{2x}(\tau)] + \dots \\ &\dots a_3 a_1 * [C_{4x}(0, 0^*, \tau^*) + 2\sigma_x^2 C_{2x}(\tau)] + \dots \\ &\dots |a_3|^2 [C_{6x}(0, 0^*, \tau, \tau^*, \tau^*) + 4C_{2x}(\tau)C_{4x}(0^*, \tau, \tau^*)] + \dots \\ &\dots |a_3|^2 [C_{2x}(\tau)C_{4x}(0, \tau^*, \tau^*) + 2\sigma_x^2 C_{4x}(\tau, \tau^*, \tau^*)] + \dots \\ &\dots |a_3|^2 [2\sigma_x^2 C_{4x}(0, 0^*, \tau^*) + 4\sigma_x^4 C_{2x}(\tau) + 2C_{2x}^6(\tau)] \end{aligned} \quad (33)$$

De la expresión anterior se puede concluir lo siguiente:

1. El recrecimiento espectral debido a la no linealidad de tercer orden es claramente evidente por el termino de $C_{2x}^3(\tau)$, y es debido a una multiplicación en el dominio del tiempo; que corresponde a la convolución en el dominio de la frecuencia. Por lo tanto si la función de densidad de probabilidad $S_{2x}(\omega)$ es de banda limitada a ω_c entonces la salida de la función de densidad de probabilidad $S_{2y}(\omega)$ del sistema de tercer orden será de banda limitada a $3\omega_c$.

¹⁰ Leonov-shiryaev: series de tiempo en teoría y análisis de datos.

¹¹ Covarianza: La covarianza entre dos variables es un resumen estadístico indicador de que medida los puntos están relacionadas entre sí.

2. La covarianza de salida, depende de las estadísticas de segundo, cuarto y sexto orden que hay en la entrada del modelo no lineal de tercer orden.
3. Generalizando a órdenes mayores (15° , 16° , etc) de no linealidades y sistemas de Volterra (*para sistemas no lineal con memoria*) el recrecimiento espectral resulta muy complejo de analizar.
4. Si $x(t)$ es un valor real ,entonces $C_{2y}(\tau)$ puede ser derivada siguiendo un procedimiento similar obteniendo una expresión ligeramente diferente.

Podemos concluir entonces, que el recrecimiento espectral toma cada vez más importancia en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, de ahí lo estratégico de minimizar las interferencias entre canales. Una parte significativa en las interferencias de los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, es debido a que se crean por combinaciones de múltiples frecuencias de transmisión, las cuales producen componentes no lineales. Lo anterior se traduce en señales no deseadas conocidas como productos de intermodulación (*PIM*) [Zhou, 2000].

IV.3 Productos de intermodulación.

Estos productos son combinaciones lineales de las frecuencias de las señales originales, descritas como un polinomio de Taylor :

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots \quad (34)$$

La características de intermodulación de un circuito no lineal se puede determinar por medio de un análisis de dos tonos. En este método, se introducen al amplificador dos señales de igual magnitud y con una pequeña separación en frecuencia y se determinan los niveles de las componentes resultantes presentes a la salida.

Se cumplen las siguientes aproximaciones para los *PIM* de tercer orden en $2\omega_1$ - ω_2 y $2\omega_2$ - ω_1 : la amplitud de las señales $V_s = V_{s1}^{I2} = V_{s2}^{I3}$, las frecuencias $\omega \approx \omega_1 \approx \omega_2$ y las funciones de transferencia $H(\omega) \approx H(\omega_1) \approx H(\omega_2)$. Estas aproximaciones son válidas para productos de tercer orden que generalmente caen dentro de la banda de operación. A continuación se hará un análisis para los de segundo orden los cuales tienen sentido solamente cuando caen dentro de la banda.

Considerando las señales de entrada:

$$V_{s1}\cos(\omega_1 t) \text{ y } V_{s2}\cos(\omega_2 t) \quad (35)$$

Y considerando la siguiente expresión para dos tonos en forma cosenoidal :

$$i_2'(t) = a_2 |V_{s1} V_{s2} H(\omega_1) H(\omega_2)| \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \phi_2]$$

(36)

Donde i_2' es la componente de segundo grado, ϕ_2 es el ángulo de fase donde este término se desprecia y solo se consideran las aproximaciones i_2' lo cual resulta:

$$i_2'(t) = a_2 V_s^2 |H(\omega)|^2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] , \quad (37)$$

La potencia en el punto de intermodulación de segundo orden, se obtiene de $P=i^2 R$ de tal manera que la potencia disipada en la parte real de la carga $Z_L(\omega_1 - \omega_2)$ es:

$$P_{IM2} = \frac{1}{2} |i_2'(t)|^2 \operatorname{Re}\{Z_L(\omega_1 - \omega_2)\} , \quad (38)$$

suponiendo que $\operatorname{Re}\{Z_L(\omega)\}=R_L$ y es igual a una constante, entonces se obtiene lo siguiente:

$$P_{IM2} = \frac{1}{2} a_2^2 V_s^4 |H(\omega)|^4 R_L . \quad (39)$$

¹² V_{s1} .- Voltaje de la señal de entrada.

¹³ V_{s2} .- Voltaje de la señal de salida.

La potencia disponible para cada uno de los tonos de entrada y salida se obtiene como:

$$P_{av} = \frac{V_s^2}{8R_s} , \quad (40)$$

Y la potencia en el punto de intermodulación de segundo orden en función de la potencia disponible resulta:

$$P_{IM2} = 32a_2^2 |H(\omega)|^4 R_s^2 R_L P_{av}^2 . \quad (41)$$

Por otro lado, considerando la componente de tercer orden en $2\omega_2 - \omega_1$, la corriente de salida a esa frecuencia será:

$$i_3(t) = \frac{3}{4} a_3 V_s^3 |H(\omega)|^3 \cos[(2\omega - \omega_1)t] , \quad (42)$$

donde la potencia correspondiente al producto de intermodulación de tercer orden se obtiene como:

$$P_{IM3} = \frac{9}{32} a_3^2 V_s^6 |H(\omega)|^6 R_L , \quad (43)$$

la cual se puede expresar en términos de la potencia disponible P_{av} .

$$P_{IM3} = 144a_3^2 |H(\omega)|^6 R_s^3 R_L P_{av}^3 . \quad (44)$$

Es más adecuado calcular estas potencias en dBm en vez de cantidades lineales (mWatts ó Watts). Entonces, las expresiones (41) y (44) correspondientes a P_{IM2} y P_{IM3} en dBm resultan:

$$P_{IM2} = 10 \log(32a_2^2 |H(\omega)|^4 R_s^2 R_L) + 2P_{av} - 30 , \quad (45)$$

y

$$P_{IM3} = 10 \log(144a_3^2 |H(\omega)|^6 R_s^3 R_L) + 3P_{av} - 60 . \quad (46)$$

Estas potencias dadas en las expresiones (45) y (46), se pueden graficar como se muestra en la *figura 12*.

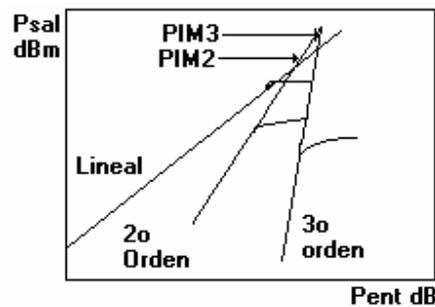


Figura 13.-Productos de intermodulación en el amplificador de potencia

Donde a bajos niveles de potencia de entrada de los *PIM* de segundo y tercer orden, varían respectivamente por 2dB/dB y 3dB/dB, mientras que el lineal varia 1dB/dB. Generalizando, se puede decir que el producto de intermodulación de orden n varía por n dB/dB en función de la potencia de entrada. Se puede observar de la figura anterior, que la potencia de salida lineal se satura a cierta potencia, dado que la potencia en un componente real siempre es finita. Además que las componentes de segundo y tercer orden también se saturan aproximadamente al mismo nivel de potencia de entrada y para bajas potencias su comportamiento es lineal [Tseng, 2000].

El comportamiento lineal de las características de intermodulación se puede utilizar para predecir los niveles de intermodulación a cualquier potencia de entrada. Se requiere conocer el nivel de salida a un punto solamente para definir la curva entera. Ese punto es el punto extrapolado en donde las potencias de intermodulación y la lineal son iguales (*siendo diferentes este punto para otros productos de diferente orden*).

A este punto se le llama punto de intersección y es de mucha utilidad porque define la relación de los *PIM* con la curva lineal. En cierta forma, las características

lineales son simplemente una linealización matemática, como se ha expresado anteriormente ya que en realidad se producen *PIM* a lo largo de todo el sistema de comunicaciones móviles. Sin embargo los niveles se pueden reducir a límites tolerables añadiendo filtros cuidadosamente diseñados.

Aunque los niveles de los PIM están normalmente entre 50 y 100dB por debajo de los que se producen en los semiconductores si aparecen después de las secciones de filtros y pueden convertirse en la fuente de interferencia dominante. Por lo cual el nivel máximo permitido para la relación S/N (*señal a ruido*), debe de establecerse considerando varios factores, como la potencia de transmisión, la sensibilidad de recepción, la relación S/N mínima aceptable, el aislamiento entre los caminos de recepción y transmisión así como el hecho de que las señales interferentes de componentes individuales se acumulan en todo el sistema.

En los apartados anteriores se definieron y explicaron las características de cada uno de los parámetros de diseño en forma matemática.

A continuación se dará una descripción de la herramienta utilizada para el diseño y optimización de estos parámetros para las clases de amplificadores de potencia, el programa empleando es el MMICAD.

IV.4 MMICAD (Monolithic and Microwave Integrated Circuit Analysis and Design.)

MMICAD es un software desarrollado por la empresa Optotek la cual representa el estado del arte en el análisis de circuitos de RF y microondas, combinando la exactitud de simulación del dominio de frecuencia, con elementos de circuitos pasivos y

activos con simulación en dominio del tiempo de componentes no lineales usando los modelos disponibles de su librería de ejemplos ó empleando un diseño nuevo.

El simulador *MMICAD* se ha desarrollado para las predicciones de respuesta que pueda proporcionar el dispositivo de prueba, donde los datos de parámetros de dispersión S^{14} se pueden importar para ser usados en la simulación. Esta capacidad da libertad para que el diseñador incluya circuitos activos ó circuitos pasivos.

MMICAD asegura la simulación exacta, de transistores BJT y FET de GaAs a través de los parámetros S , los cuales nos proporciona las respuesta de ganancia, atenuación, coeficientes de reflexión en los puertos de entrada y salida del dispositivo y los parámetros $VSWR^{15}$, así como también los círculos de estabilidad del circuito y predice la conducta de respuesta de los circuitos no lineales y lineales que contienen elementos concentrados y distribuidos.

Esta herramienta de simulación examina la distorsión de la forma de onda en amplificadores de bajo ruido y de potencia, incluyendo también el recrecimiento espectral. Además permite determinar si un amplificador oscila debido a la circuitería empleada en el diseño. Predice las características lineales y de saturación de los amplificadores y su funcionamiento para una gama amplia de frecuencia desde RF hasta ondas milimétricas y establece el tiempo de procesado de optimización del dispositivo de prueba.

¹⁴ Parámetros S : Se define como S_{11} (Coeficiente de reflexión a la entrada), S_{22} (Coeficiente de reflexión a la salida), S_{21} (reflexión en directa), S_{12} (Reflexión en inversa).

¹⁵ $VSWR$: Razón de onda estacionaria de voltaje.

También determina las condiciones de oscilaciones en los puertos de entrada y salida de la forma de onda resultante y relación de fase del dispositivo de prueba, así como las características de las formas de ondas dinámicas del voltaje estacionario.

MMICAD verifica todos componentes pertinentes en un circuito no lineal y verifica que parámetros tales como el voltaje ó potencia de diseño estén dentro de los límites requeridos.

En conclusión este software nos permite simular, optimizar, hacer análisis de circuitos, representan las funciones de error, analizar los campos y la sensibilidad de los parámetros, actualizan las gráficas de salida y nos proporciona resultados reales del diseño.

Para nuestro caso trabajaremos con diseños de diferentes clases de amplificadores de potencia utilizando parámetros S de diferentes transistores para obtener las mejores características de cada uno de ellos y ver cual es el mejor para los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas.

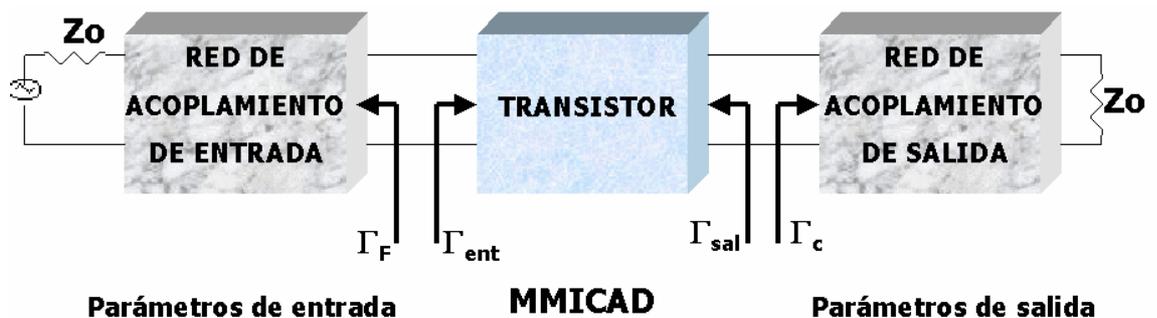


Figura 14.-Representación en bloques de un dispositivo bajo prueba

En el siguiente capítulo, se procederá al diseño de los amplificadores de potencia de estado sólido en el terminal móvil tomando en cuenta los parámetros de diseño descritos en este capítulo y la herramienta de simulación.

Capítulo 5.

V REQUERIMIENTOS DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN COMUNICACIONES MÓVILES.

Objetivo.

Dado que el objetivo de este capítulo es investigar la mejor respuesta en dispositivos no lineales, buscaremos investigar también la optimización y linealización de algunos dispositivos tales como: Amplificadores de clase A, B, AB, C, D, EF. Donde todos ellos juegan un papel importante en las prestaciones del amplificador de potencia.

V.1 Introducción.

En el capítulo anterior se definió los parámetros del transreceptor móvil, los cuales son de gran importancia para el diseño del amplificador de potencia empleado en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas. Tomando en cuenta lo anterior, en este capítulo nos enfocaremos al diseño de la sección de RF (*Radio Frecuencia*) de los transreceptores del terminal móvil, buscando optimizar el funcionamiento global de los sistemas de comunicaciones móviles, a partir del diseño óptimo (*alta linealidad, mínimo producto de intermodulación de segundo y tercer orden y bajo consumo de potencia DC*) de la sección de RF más la antena de los transreceptores mencionados. Por lo tanto es importante investigar y caracterizar muy bien diferentes clases de amplificadores de potencia y obtener el comportamiento de cada uno de ellos y obteniendo así cual clase de amplificador de potencia es la mejor para nuestro propósito.

V.2 Requerimientos de los dispositivos y circuitos de RF en el escenario de comunicaciones móviles celulares.

Las transmisiones de las señales de la etapa de RF a través de los puertos de una antena, ya sea ésta de un terminal móvil ó de una estación base, están fundamentalmente limitadas por la distorsión; generada por el mismo amplificador de potencia y por la potencia consumida en señal continua (DC). Estos parámetros son importantes en el diseño del amplificador de potencia, con los cuáles mediante un manejo de los mismo se busca controlar y optimizar las características del amplificador de potencia ubicado en el terminal móvil. En muchos casos la distorsión puede ser reducida, pero a expensas de incrementar la disipación de potencia en DC. La distorsión en los amplificadores de potencia resulta por lo tanto en una señal espectral muy grande de salida [park, 2000].

Cuando hablamos de distorsión nos referimos al caso de cuando una señal sinusoidal pura, tiene una sola frecuencia a la cual el voltaje varía en forma positiva y negativa de la señal en cantidades iguales. Cualquier señal que varíe poco menos que el ciclo completo de 360 grados se considera como una señal con distorsión, *la figura15* ilustra estos casos.

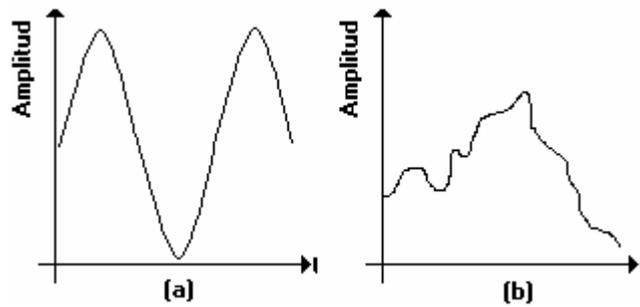


Figura 15.- Comportamiento de una señal eléctrica: a) Sin distorsión, b) Con distorsión .

Por lo cual, como parte de la estrategia de diseño del amplificador de potencia es necesario definir una serie de parámetros involucrados en el mismo diseño:

A) Reducción en el consumo de potencia de DC para los amplificadores de potencia: En este aspecto se desarrollarán mejoras en el manejo de la potencia, dándole un enfoque en la linealización de los amplificadores de potencia para aplicaciones en la telefonía móvil celular. En esta área de investigación buscaremos mejorar el diseño de los amplificadores de potencia. Específicamente es nuestro propósito desarrollar una alta eficiencia en los amplificadores de potencia, esto es manteniendo siempre una alta linealidad en la caída de la fuente de voltaje de la potencia del móvil, minimizando además el consumo de la batería.

B) Técnicas de mejoras de Linealización: Las comunicaciones móviles celulares, requieren del empleo de técnicas de desarrollo y mejoramiento en la linealización, para el caso de altas potencias, y/o amplificadores de potencias de alta frecuencia. Mediante el empleo de dichas técnicas, se busca mejorar las características de los amplificadores de potencia en cuanto a la linealidad, parámetro especialmente crítico

en ambientes celulares del tipo CDMA, en donde la principal limitación en la capacidad del sistema se debe a las interferencias, este parámetro está muy relacionado con el nivel de potencia de cada usuario móvil [Asbeck, 1999].

Basándose en los aspectos anteriores buscaremos como propósitos fundamentales en nuestros diseños del transreceptor móvil, una mejor linealidad en el amplificador de potencia y una reducción en el consumo de potencia en DC.

V.3 Propósito.

El estado del arte en los aspectos de nivel portadora a interferencia, como un parámetro de calidad en los sistemas móviles celulares, marca como un punto relevante la importancia que tiene la aplicación de los amplificadores de potencia, medidos en términos de *eficiencia* y *linealidad*. En la actualidad dichos amplificadores representan un tema de investigación en los sistemas móviles celulares ya que requiere diseños que aumenten la vida de la batería y enfrenten la caída de potencia en la fuente de voltaje.

Una influencia adicional en la linealidad del amplificador se presenta en la antena del móvil, ya que se crean lóbulos laterales inaceptables y que degradan en gran medida las prestaciones de los transreceptores empleados en las comunicaciones móviles. Por lo cual resulta altamente recomendable *minimizar la distorsión de la fase* en los amplificadores de potencia.

V.4 Antecedentes, e importancia de los estudios preliminares.

Como resultado del análisis de dichos factores, se identifica pues como una área importante para la implementación de los sistemas móviles de tercera generación, "*El transmisor del amplificador de potencia*". Buscando, como ya se mencionó mejoramientos significantes en las características de los amplificadores de potencia, *medidos en términos de potencia en DC total y en linealidad del dispositivo*".

La demanda en el mejoramiento de las características del amplificador de potencia tiene aplicación en dos elementos importantes del sistemas de comunicaciones móviles: en el terminal móvil y en la estación base. En esta tesis nos enfocaremos al primer elemento, mientras que para el caso del amplificador en la estación base constituye una línea de investigación desarrollada en otro trabajo del grupo GCI¹⁶.

Los requerimientos sobre este dispositivo en ambos escenarios se ilustran en la *figura 16*.

¹⁶ GCI: Grupo de Comunicaciones Inalámbricas del DET del CICESE.

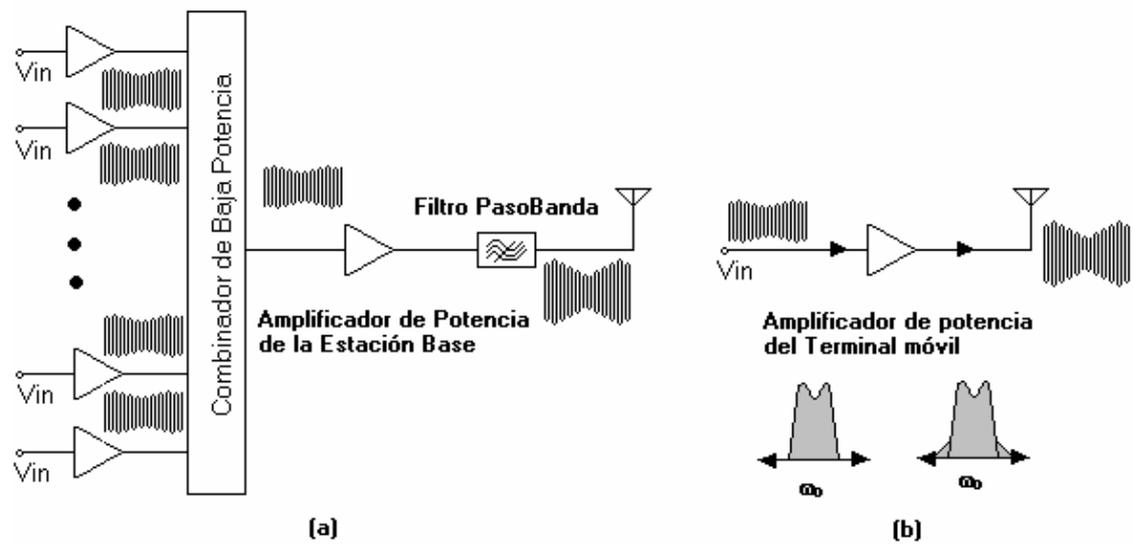


Figura 16.-Amplificadores de Potencia Para Comunicaciones Inalámbricas (a) Estación Base y (b) Terminal móvil.

En comunicaciones móviles los amplificadores de potencia se caracterizan por tener requerimientos de potencia de salida típicamente de 1w ó menos, y requieren idealmente una eficiencia de conversión de DC-RF muy alta.

Dado que el amplificador en el terminal móvil ocupa un espacio entre el 20–40% del sistema total, existe la posibilidad de mejorar el tiempo de vida de la batería, si el consumo del amplificador de potencia puede ser reducido a través de un buen diseño del amplificador de potencia.

A partir del siguiente apartado analizaremos las características y requerimientos del amplificador en cuanto a: *“Mejoras en la linealidad y mejoras en el consumo de potencia de DC”*.

V.4.1 Requerimientos de linealidad en Amplificadores de Potencia.

Las transmisiones de las señales de RF a través del canal radio, están fundamentalmente limitadas por la distorsión generada por el amplificador de potencia y por la potencia de DC consumida por el amplificador. En la mayoría de los casos, la distorsión puede ser reducida, pero solo a expensas de incrementar la disipación de la potencia.

La distorsión en el amplificador de potencia resulta en un recrecimiento espectral de la señal de salida y en un incremento en el ancho de banda de la señal. Esto se ilustra en la *figura 17*.

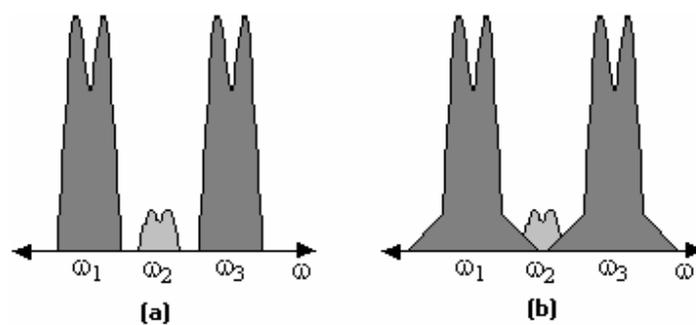


Figura 17.-Comportamiento del recrecimiento de la señal en los amplificadores de potencia inalámbricos (a) caso ideal (b) con distorsión.

Este recrecimiento espectral resulta del hecho de que, cualquier operación no lineal del amplificador crea nuevas frecuencias de múltiples integrales de las frecuencias originales. Algunos de estas nuevas señales se presentan a frecuencias adyacentes a la señal original, y pueden crear una descomposición significativa de la señal deseada a estas frecuencias. El fenómeno anterior es llamado productos de intermodulación.

Aunque los amplificadores de potencia crean problemas de distorsión en todos los sistemas de comunicaciones, estas distorsiones son especialmente críticas en los sistemas de comunicaciones móviles celulares. Esto es debido al hecho de que la potencia recibida por el sistema móvil celular varía en tiempo y frecuencia, debido a la presencia de multitrayectorias y otras variaciones de tiempo, teniendo valores típicos del orden de milisegundo con un nivel de la señal recibida de 60dB.

Como resultado de lo anterior, el recrecimiento espectral de una señal grande de canal, puede alterar el ajuste de potencia del rechazo de canal (ACPR); es decir es necesario controlar la potencia y linealidad del amplificador de potencia de la señal deseada; en una amplitud pequeña de frecuencia adyacente, tal y como se muestra en la figura 18.

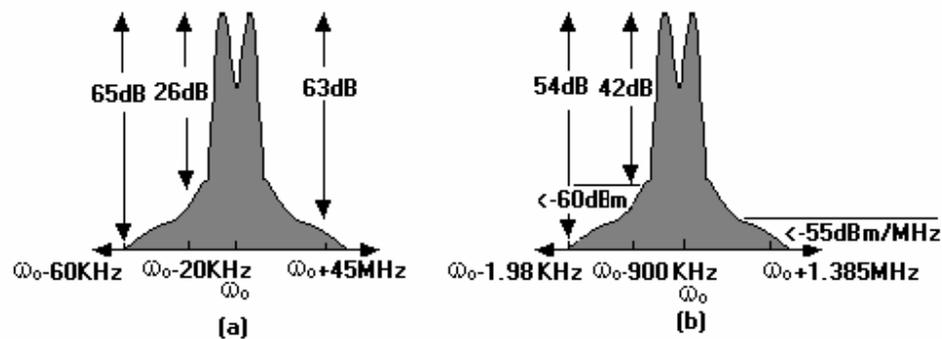


Figura 18.-Ilustración de ACPR para diferentes requerimientos de los estándares de Comunicaciones Inalámbricas (a) AMPS y (b) CDMA IS-95.

En la figura 18 se muestran los requerimientos de *Ajuste de Potencia de Rechazo de Canal* (ACPR), para los estándares AMPS y IS-95 de comunicaciones móviles celulares. Para el caso del estándar analógico (AMPS), éste utiliza un esquema de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA) con una única frecuencia alojada en cada usuario durante periodos activos. De acuerdo a dicho estándar el espaciamiento entre

los canales debe de ser de 30KHz, por lo que el amplificador de potencia debe de generar suficiente espectros pequeños que no afecten la potencia de radiación que AMPS establece. En este caso la portadora del canal está centrada en el transmisor a 30KHz, ésto es con una portadora de frecuencia de aproximadamente de 850MHz. En particular, el estándar AMPS especifica que el recrecimiento espectral debe de ser menos de 26dBc a frecuencias de solo 20KHz aislado de la frecuencia deseada. Para cumplir con esto, el diseño del amplificador de potencia debe de tener como objetivo principal la linealidad.

Al mismo tiempo, el estándar digital IS-95 multicanaliza a múltiples usuarios diferentes en una sola señal de ancho de banda de 1.25MHz, pero esta señal debe co-existir con portadoras adyacentes pero a diferentes frecuencias de portadoras.

En este estándar, los requerimientos de la linealidad son más rígidos aún, tal y como se muestra en la *figura 18(b)*. En este caso, la especificación requiere que el recrecimiento espectral deba de ser menor de 42dB por debajo de la portadora de la frecuencia más grande que ésta, entre 900KHz y 1.98MHz lejos de la portadora; y menos de 54dB por debajo de la frecuencia portadora más grande que es de 1.98MHz.

Además hay una especificación de potencia de -60dBm en un ancho de banda, mayor de 30KHz, a la portadora de 900KHz, ó -55dBm en un ancho de banda mayor, de frecuencia a 1MHz, lejos de la frecuencia de portadora de 1.385MHz. Todas estas especificaciones requieren un alto grado de linealidad; en el transmisor del amplificador de potencia.

V.4.2 Requerimientos de la disipación de potencia en DC en los amplificadores de Potencia.

Al mismo tiempo que el amplificador de potencia debe de mantener un alto grado de linealidad, también debe de plantearse el diseño considerando una reducción en la magnitud del consumo de la energía.

Un factor importante en este segundo parámetro de diseño es la reducción en el voltaje de la batería, cuyos valores típicos para nuestro caso van desde 7V a 3V. En la etapa de RF, la parte correspondiente a la etapa de baja potencia de la fuente de voltaje es importante para mantener los requisitos de potencia, eficiencia agregada y linealidad de los amplificadores de potencia.

En la actualidad, en la etapa de RF los parámetros de potencia y eficiencia agregada son los parámetros a controlar en el diseño del amplificador de potencia, manteniendo como requisito la linealidad del amplificador, obteniendo con ello mejoras con la caída de la potencia de DC que suministra la fuente de voltaje tal y como se muestra en la *figura 19*.

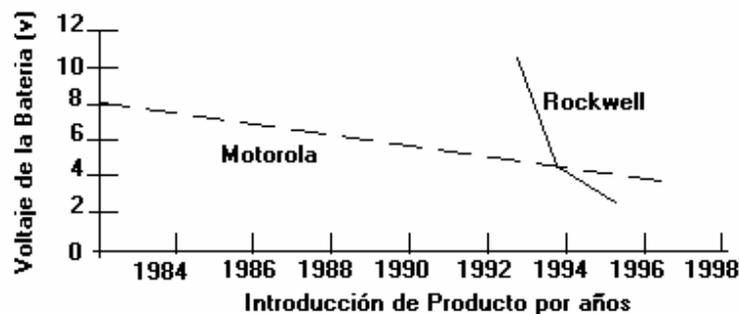


Figura 19.-Comportamiento del voltaje de la batería del terminal móvil a través de los años.

En la figura anterior se muestra el comportamiento en la caída de voltaje considerando el avance tecnológico de Motorola y Rockwell. Esta gráfica presenta el comportamiento que tiene la batería en consumo de voltaje a través de mejoramientos en los diseños de la terminal móvil, buscando así alcanzar el objetivo a bajas potencia de disipación para los sistemas de comunicaciones, manteniendo al mismo tiempo la linealidad del amplificador de potencia [Asbeck, 1999].

V.5 Diseño y Métodos de Investigación.

En este apartado vamos a analizar la respuesta de diferentes tipos de amplificadores de potencia clase A, B, AB, C, D y EF. Dentro del análisis de prestaciones de las diferentes clases de amplificadores hecharemos mano de la herramienta de cómputo mencionada anteriormente.

Para obtener la mejor respuesta de potencia del amplificador del terminal móvil va a ser necesario llevar a cabo una optimización en el diseño del dispositivo, sin perder de vista que los valores obtenidos de la optimización sean reales, es decir que el amplificador sea realizable de construir.

V.5.1 Control de Eficiencia.

El amplificador de voltaje emplea un control de eficiencia de polarización que condiciona al amplificador para ajustar la señal que se transmite. Es decir, dependiendo de la clase de amplificador se puede llevar al dispositivo hasta el máximo de sus prestaciones requeridas.

En la actualidad los diseños de los amplificadores empleados en el terminal móvil varían en una amplia gama con respecto a la señal de nivel realizando esto típicamente por medio de un subcircuito de polarización análogo ó aprovechando las características intrínsecas de los amplificadores de clase AB.

Las variaciones de la polarización de voltaje pueden ser implementadas mediante un convertidor de DC-DC, en el cuál se transforma el voltaje de la batería a un valor optimizado para una potencia de salida instantánea, esto se muestra en la *figura 20*.

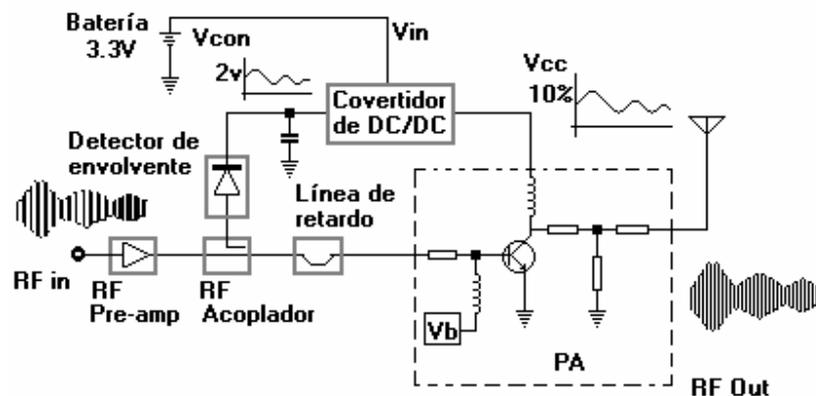


Figura 20.- Arquitectura del amplificador de potencia, con un cambio dinámico en la fuente de voltaje.

La importancia de este diseño es mejorar el consumo de potencia en el amplificador del terminal móvil, haciendo que funcione a menor voltaje y aumentando la linealidad del amplificador evitando con ello las distorsiones en nuestro diseño [Glass, 2000].

V.6 Análisis de diferentes tipos de amplificadores de potencia en comunicaciones móviles.

Este apartado enfatiza los aspectos asociados en el diseño de los amplificadores de potencia. En la actualidad, y debido al gran auge que han tenido los sistemas de comunicaciones móviles, se requieren de amplificadores lineales altamente eficientes con alto rechazo de intermodulación. Para realizar más eficientemente el diseño de los amplificadores lineales deseados es importante revisar la linealidad de los elementos activos, es decir, de los transistores como componentes principales de amplificación.

Debido a las características de diseño y operación de estos dispositivos, cobran especial importancia en las comunicaciones móviles celulares aspectos como el peso y el tamaño de los amplificadores.

En el análisis se deben de tomar en cuenta para diseñar un amplificador de potencia los siguientes aspectos:

- Establecer los objetivos de diseños.
- Seleccionar los dispositivos activos.
- Caracterizar los dispositivos activos.
- Analizar los dispositivos activos.
- Diseñar el amplificador
- Diseñar componentes pasivos.
- Simular el comportamiento del amplificador.

Estos aspectos se tomaron en cuenta, para cada clase de amplificador de potencia que se analizarán en este capítulo, utilizando en todos los casos la herramienta de análisis MMICAD.

Las transmisiones de alta potencia y de señales de RF a través de la antena de un terminal móvil o estación base, está fundamentalmente limitada por la distorsión generada por el amplificador de potencia y la potencia en DC consumida por este amplificador, en muchos casos la distorsión puede ser reducida pero sólo a expensas del incremento de la disipación de la potencia DC. Por lo tanto hay que hacer un análisis en cuanto a que tipo de señal se desea trabajar definiendo con ello los amplificadores de potencia con capacidad de trabajar en dispositivos de pequeña o gran señal. La diferencia en ambos casos es que si analizamos un amplificador de gran señal, la potencia que entra en este amplificador al ser amplificada va a generar señales armónicas que se manifestarán en una distorsión en la señal de salida. Mientras que en un amplificador de pequeña señal, la potencia de entrada es lineal con respecto a la salida y por lo tanto todos los cálculos se hacen de una manera lineal y la ganancia de potencia se considera como si se incrementara linealmente. (recordar que éste es uno de los parámetros que nos interesa controlar).

Utilizando la primera ley de la termodinámica se puede analizar un dispositivo o amplificador de tal manera que la potencia total que entra en el dispositivo debe de ser igual a la potencia que sale, como se muestra en la *figura 21*.

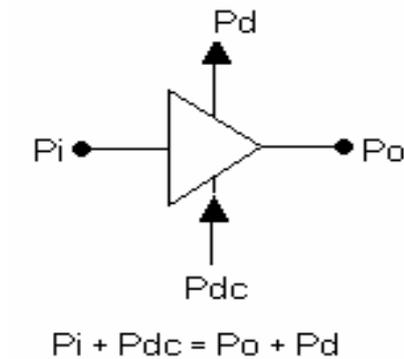


Figura 21.- Relación de Potencia de entrada y salida de un amplificador de potencia.

Donde P_i es la potencia de entrada de RF, P_{dc} es la potencia en dc de la fuente de alimentación, P_o es la potencia de salida de RF y P_d es la potencia disipada.

La definición de ganancia de potencia se dá como:

$$G = \frac{P_o}{P_i} . \quad (47)$$

Por su parte, la potencia disipada se define como:

$$P_d = P_{dc} - (G - 1)P_i . \quad (48)$$

Si G se considera constante y mayor que la unidad y la potencia en dc permanece fija, la potencia disipada podría ser negativa para algunos niveles de potencia de entrada lo cual no es posible. La potencia de DC está limitada por el dispositivo y la ganancia del mismo disminuye cuando se opera al dispositivo por arriba de la región lineal, obteniéndose el fenómeno de **Saturación** ó **Compresión** de la ganancia del dispositivo.

De acuerdo a la ecuación (47) se puede observar que la potencia disipada disminuirá si se incrementa la potencia de entrada mas allá de la región lineal. Esto significa que bajo las mismas condiciones de alimentación, un amplificador de potencia trabajará en condiciones similares a un amplificador de pequeña señal.

El propósito del amplificador de potencia es proporcionar una tensión de salida con máxima excursión simétrica sin distorsión a una baja resistencia de carga. Los amplificadores de potencia se clasifican dependiendo de las características de conducción de los dispositivos activos. Las características de operación de las varias clases en que operan los amplificadores de estado sólido se pueden representar mediante las curvas características estáticas y dinámicas del transistor.

Existen varios tipos de amplificadores de potencia y son llamados:

- Clase A, Clase B, Clase AB, Clase C, Clase D, Clase EF.

Para efectuar el diseño en cada clase de amplificador se utilizó el transistor NEC UPC8152TB, del cual obtuvimos sus características en cuanto a consumo de potencia, intervalo de frecuencia en el que trabaja, eficiencia, parámetros de dispersión ó parámetros S^{17} que son parte fundamental para diseñar los diferentes tipos de amplificadores de potencia, cuya caracterización se realiza obteniendo la respuesta de comportamiento de ganancia, atenuación, distorsión, linealidad, figura de ruido, VSWR¹⁸ entre otros factores.

¹⁷ Parámetros S: Se define como S11(Coeficiente de reflexión a la entrada), S22(Coeficiente de reflexión a la salida), S21(Ganancia), S12(Atenuación).

¹⁸ VSWR: Es la relación de onda estacionaria de voltaje.

En los siguientes apartados se describirán los diseños y resultados obtenidos para cada clase de amplificador de potencia .

V.6.1 Amplificador Clase A.

En la operación en **Clase A**, el amplificador reproduce totalmente la señal de entrada. La corriente del colector (I_c) es distinta de cero todo el tiempo. Este tipo de operación es ineficiente ya que, aún sin la señal de entrada, I_{CQ} (Corriente de colector en el punto de operación) es diferente de cero y el transistor disipa potencia, esto quiere decir que el transistor disipa potencia en condición estática ó de reposo.

La eficiencia de potencia agregada máxima (η_{add}) es del 50% para dispositivos operando en clase A y se define como:

$$\eta_{add} = \frac{P_o - P_i}{P_{dc}} , \quad (49)$$

Siendo P_o , P_i y P_{dc} los parámetros de potencia definidos anteriormente. En términos de la ganancia (G) resulta:

$$\eta_{add} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{G} \right) . \quad (50)$$

Cuando la ganancia tiende a infinito la eficiencia será entonces de un 50%. La ganancia máxima se obtiene entonces cuando la resistencia de carga dinámica (R_L) es:

$$R_L = \frac{V_{op}}{I_{op}} . \quad (51)$$

donde : V_{op} es el voltaje de operación del transistor y I_{op} es la corriente de operación del transistor.

La figura 22 muestra las curvas características típicas para la operación del amplificador en clase A. La corriente I_{CQ} se sitúa por lo general en el centro de la línea de carga de CA. En la figura se muestran un ejemplo de entrada senoidal y la corriente del colector resultante en la salida. Nótese que la entrada senoidal se dibuja con la ordenada alineada con la línea de carga. Entonces se varía V_{CE} (Voltaje colector-emisor) como función del tiempo, moviendo hacia arriba y abajo la línea de carga. Las variaciones en V_{CE} provocan variaciones proporcionales en la corriente de colector, las cuales se leen proyectando el valor de V_{CE} a la línea de carga y luego en forma horizontal al eje I_C .

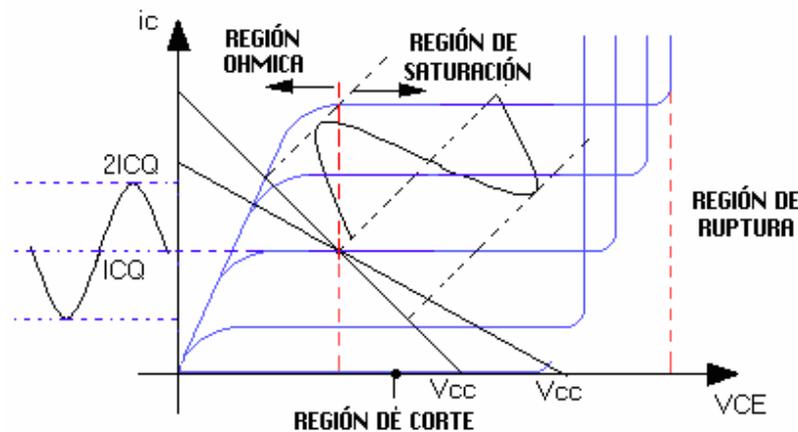


Figura 22.-. Curvas características de operación del amplificador en clase A

En general los circuitos amplificadores de potencia contienen transistores capaces de manejar alta potencia. Estos operan normalmente a tensiones mayores que los transistores de baja potencia. En los sistemas de comunicaciones móviles se requiere trabajar con una mejor eficiencia y evitar los productos de intermodulación. Si se utiliza un amplificador *Clase A* solo proporcionaría una eficiencia del 50%. Para propósito del diseño del amplificador de potencia, para el intervalo de 900MHz a 1900MHz donde se

trabaja con niveles de potencias del orden de 125mWatts en el sistema digital, se requiere mantener los niveles de portadora de 9dB. Esto es importante mantenerlo para evitar que aparezcan los productos de intermodulación y minimizar la fase de la distorsión, de ahí la importancia de analizar los diferentes tipos de amplificadores de potencias en cuanto a su funcionamiento y rendimiento que puedan presentar.

Para obtener el diseño del amplificador clase A, se utilizó la hojas de datos del transistor que se mencionó anteriormente, del cual se obtuvieron los parámetros S para poder determinar todas las características del amplificador al analizarlo. En *la figura 23* se muestra la topología empleada de este amplificador.

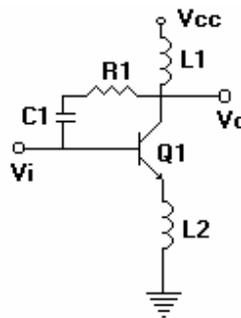


Figura 23.- Topología empleada del amplificador de potencia clase A.

A continuación se presenta resultados del diseño del amplificador clase A realizado mediante el software MMICAD.

Como parte del diseño en *la figura 24* se muestran el comportamiento, en un intervalo de frecuencia de 800MHz a 1900MHz, de la ganancia y atenuación en relación a la frecuencia que nos proporciona el amplificador clase A.

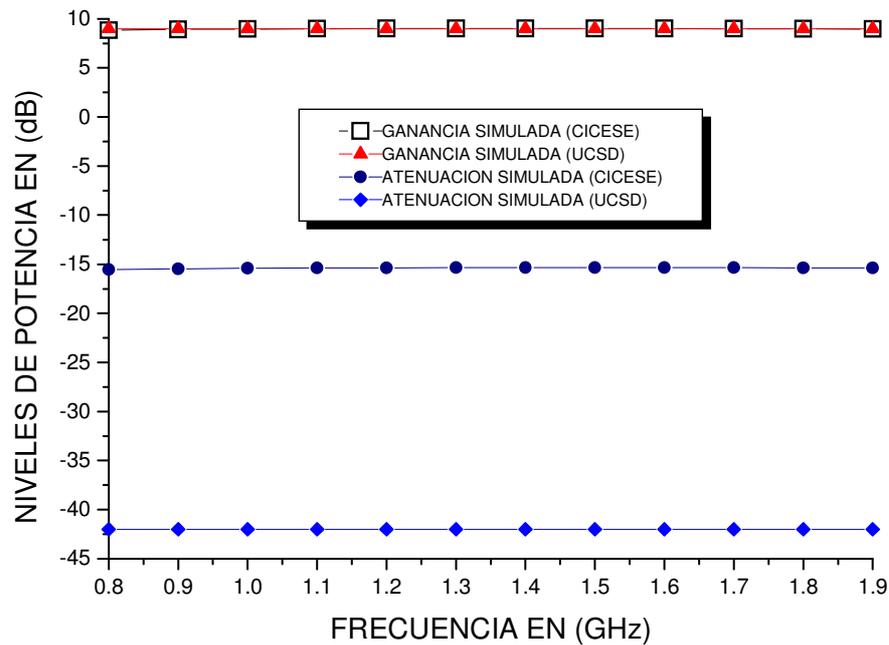


Figura 24.-Comportamiento de la ganancia y atenuación en un amplificador clase A.

En la figura 24 se muestran las respuestas simuladas que se obtiene en los parámetros ganancia y atenuación, en la curva de ganancia los rectángulos representa la ganancia simulada (CICESE) y los triángulos la ganancia simulada (UCSD¹⁹), se puede decir que ambas ganancias son casi iguales, es decir que las cumplen con el valor de 9dB necesario para nuestro diseño en cuanto a ganancia. De la misma figura los círculos representa la atenuación simulada (CICESE) (-15dB) y los diamantes representa la atenuación simulada (UCSD) (-42dB). En este caso se observa que existe una diferencia muy grande entre uno y otro de -27dB, esto significa que el amplificador no está respondiendo como se requiere y que presenta muchas pérdidas, con una fuerte desventaja en nuestro diseño, esto es debido al arreglo del amplificador y desde luego que también influye el tipo del transistor que se está utilizando. En el siguiente capítulo

¹⁹ UCSD.-University California of San Diego.

se optimizará la respuesta del amplificador a partir de una selección óptima del transistor.

Siguiendo con el análisis del diseño del amplificador clase A, la *figura 25* muestra el comportamiento de acoplamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador en el ancho de banda de interés.

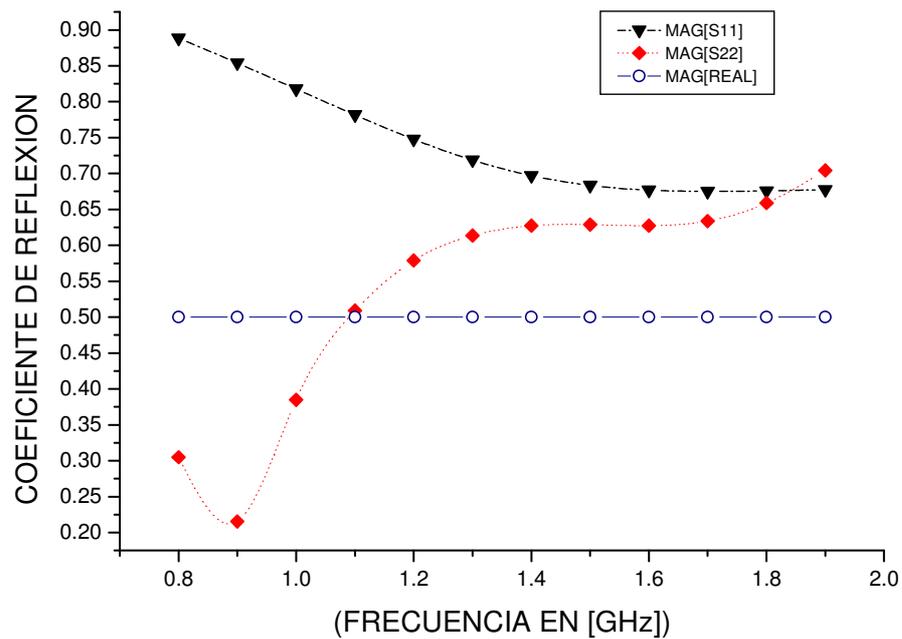


Figura 25.-Respuesta de acoplamiento en los puertos del amplificador clase A.

De acuerdo a la figura 25 se puede observar que S11, que es el coeficiente de reflexión a la entrada de red, representados con triángulos tiene un comportamiento inestable, es decir presenta un comportamiento en forma decreciente de 0.9 a 0.7. Se observa que a frecuencias mayores la respuesta se estabiliza. Con S22, que es el coeficiente de salida de la red representada por diamantes, tiene un comportamiento extraño a bajas frecuencias entre 800MHz y 900MHz, esto es debido al acoplamiento que tiene el amplificador, pero se vuelve estable a 1400MHz hasta 1750MHz. Donde lo ideal sería que se mantuvieran los dos parámetros linealmente como se muestra en la

gráfica representado por círculos. El comportamiento de estas curvas se debe a que no hay un buen acoplamiento a la entrada aunque la salida si esté bien acoplada. Otra razón de ésto se debe a las características del transistor que se utilizó para este amplificador. En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para que existan estabilidad incondicional de un bipuerto²⁰ a una frecuencia dada son:

$$|\Gamma_f| < 1 \text{ y } |\Gamma_c| < 1, \quad (52)$$

donde Γ_f es el coeficiente de reflexión de la fuente y Γ_c es el coeficiente de reflexión de la carga.

Siguiendo con el análisis del diseño del amplificador clase A, otro parámetro de interés es el VSWR, cuya respuesta se muestra en la *figura 26*.

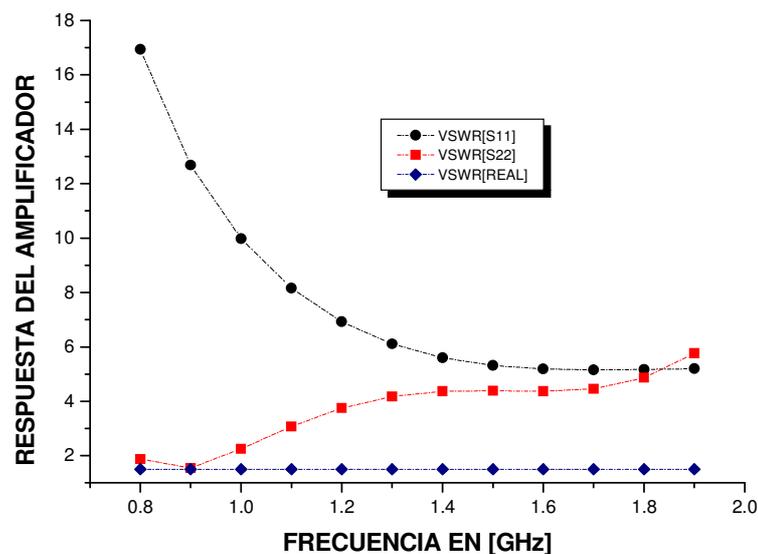


Figura 26.- Respuesta del VSWR en función de la frecuencia de un amplificador clase A.

En la figura anterior se muestra el comportamiento obtenido del VSWR para el amplificador clase A. Siendo el VSWR en el punto de entrada y salida representado por

²⁰ Bipuerto : Puerto de entrada y salida del dispositivo a analizar.

círculos y cuadrados respectivamente, mientras que la respuesta teórica se representa con diamantes. Se puede observar que los parámetros VSWR1 y VSWR2 muestran un comportamiento inestable, esto es debido a que en los puertos de entrada también se presenta el mismo comportamiento y por lo tanto también repercute en el VSWR como se observa en esta gráfica. Los valores que muestran los VSWR de S11 y S22 son de 18 a 5 en forma decreciente para S11 mientras, que para el S22 es de 1.6 a 6.9 en forma creciente, estos valores no son recomendable para el propósito de nuestro diseño si queremos tener una buena linealidad, es decir que no existe coeficientes de reflexión de fuente o de carga que ocasionen oscilaciones en el bipuerto.

Otro parámetro importante del amplificador es el comportamiento de estabilidad del mismo dado en términos del parámetro, Mu^{21} el cuál a su vez está en función de los parámetros de dispersión S del transistor los cuales se representa de la siguiente manera

$$Mu = \frac{(1 - |S_{11}|^2)}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|}, \quad (53)$$

donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

$S_{11}^* =$ Conjugado de S_{11} .

Además si $Mu > 1$ el circuito es incondicionalmente estable, a continuación se presenta el valor de Mu para este amplificador, esto se muestra en la *figura 27*.

²¹ Mu : Es una constante que indica una condición única y suficiente para que un dispositivo sea estable.

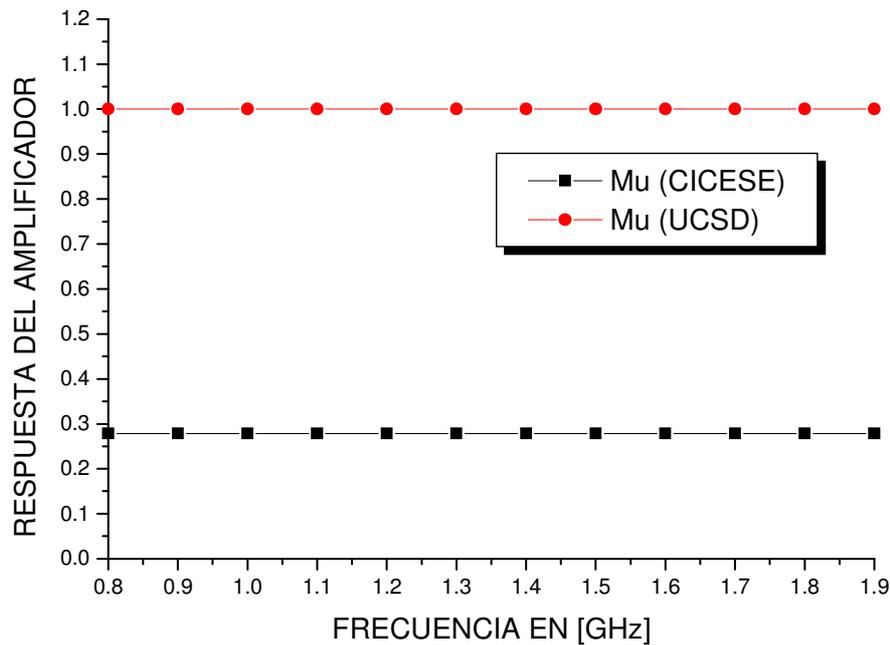


Figura 27.-Comportamiento del factor de estabilidad Mu en un amplificador clase A.

En esta gráfica se observa el comportamiento obtenido de la constante Mu. Se puede observar que tan estable es el transistor en el amplificador, los valores de la Mu se representan con rectángulo y la teórica con diamantes. Aunque casi los dos son lineales en todo el intervalo de frecuencia lo ideal sería que el Mu de los datos obtenidos (CICESE) sea uno o mayor que uno.

En nuestro diseño obtuvimos un valor de Mu de 0.38, esto nos indica que es inestable el transistor y hay que hacer optimización y arreglos en los puertos de entrada para hacerlo estable.

En base a las gráficas obtenidas, se puede asumir que el amplificador clase A muestra un comportamiento inestable en cierto intervalo de frecuencias y la atenuación que nos proporciona no es la adecuada que se requiere en el amplificador de potencia que es de -42dB . Mientras en nuestro diseño del amplificador obtuvimos un valor de $-$

15dB, con lo que la diferencia nos provoca pérdidas considerables que hay que tomar en cuenta, además de una eficiencia poco adecuada obtenida en el amplificador clase A. Lo anterior nos permite concluir que esta clase de amplificador no es adecuado para las comunicaciones móviles.

V.6.2 Amplificador Clase B.

En un amplificador **Clase B**, la corriente fluye en la salida solo la mitad del tiempo o ciclo de la señal de entrada (180 grados), ésto se lleva a cabo polarizando al transistor con la corriente ó voltaje de salida igual a cero.

En este caso, la corriente de salida fluye durante la mitad positiva del ciclo y el transistor está en corto durante toda la parte negativa. El ciclo positivo se amplifica casi idealmente (sin distorsión), sin embargo cuando el nivel de la señal es muy elevado puede provocar distorsión de la señal de salida al igual que en la clase A. Para una misma potencia de salida, la potencia de entrada en clase B es 6dB mayor que en clase A. Esto significa que la ganancia en clase B es menor 6dB que en clase A. De acuerdo a la ecuación (4). La reducción en la ganancia en clase B reduce la eficiencia en potencia agregada η_{add} por el factor $(1-1/G)$.

En esta clase de amplificadores se ha logrado obtener una eficiencia de un 70% . Si se quiere amplificar la parte negativa de la señal es necesario utilizar otro transistor, a este arreglo se le llama *push-pull*²² ó de simetría complementaria. Como un transistor puede responder sólo a medio ciclo, se requieren dos transistores para producir la onda completa. Cada uno de los transistores se polariza en el corte en lugar del punto medio del intervalo de operación como es el caso para la operación de la clase A.

²² Push-Pull : amplificador de simetría complementaria (en contrafase).

Cada transistor opera la mitad del tiempo es decir el 50% del tiempo total; como se muestra en la *figura 28*.

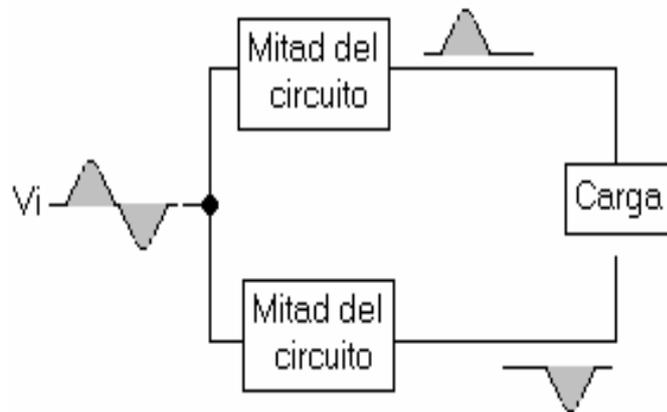


Figura 28.- Representación en bloques de la operación en contrafase de un amplificador clase B.

La ventaja de la operación en clase B es que la corriente de colector es cero cuando la señal de entrada del amplificador es cero. Por lo tanto, el transistor no disipa potencia en condición de reposo, y con ello es posible minimizar el consumo de potencia en los teléfonos celulares. Las desventajas del amplificador clase B está la inclusión de la región no lineal de corte en el intervalo de operación. Esto nos presenta algunas distorsiones que en un sistema de comunicación móvil se deben de evitar ya que generan interferencia y pérdida de la señal.

La distorsión puede ocurrir debido a que la características del dispositivo no es lineal, en cuyo caso se presenta la distorsión de amplitud no lineal. Esto puede ocurrir con todas las clases de operación del amplificador de potencia.

Las prestaciones que deben de tener el amplificador de potencia, es que se deben de controlar el factor de interferencia y para ello no hay que perder de vista la ganancia que nos proporcionar dicho amplificador y respetar los niveles de potencias que se requieren para los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, en la *figura 29* se muestra la topología empleada para este amplificador.

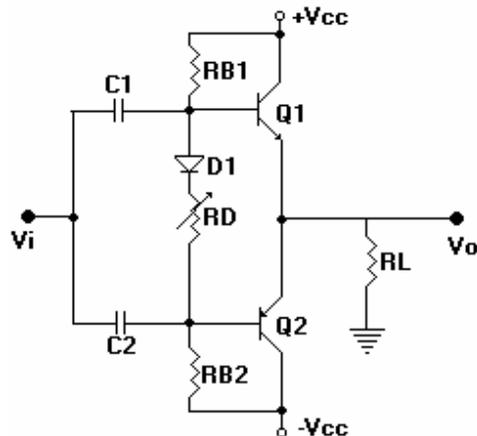


Figura 29.- Topología empleada del amplificador de potencia clase B.

A continuación se presenta los resultados obtenidos en el diseño del amplificador clase B, empleando como herramienta el programa de MMICAD.

La *figura 30* muestran los resultados obtenidos de ganancia y atenuación, que nos proporciona el amplificador clase B considerando un intervalo de frecuencia de 800MHz a 1900MHz.

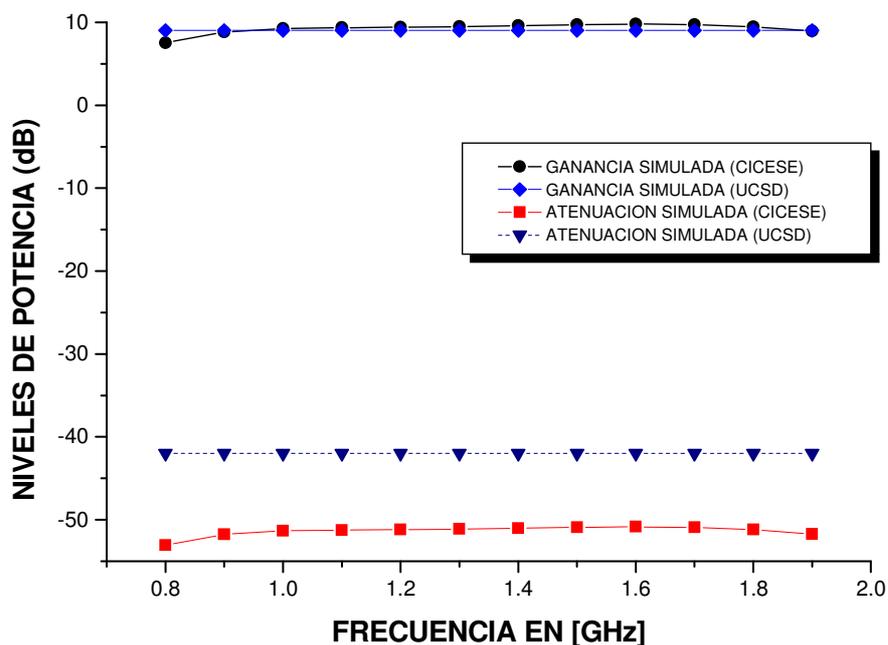


Figura 30.- Comportamiento de la ganancia y atenuación de un amplificador clase B.

En la figura 30 se muestra las respuesta de ganancia y atenuación del amplificador clase B tanto en su respuesta de diseño ó medida, como en su respuesta teórica donde los círculos y triángulos representa a cada uno de ellos respectivamente (ganancia y atenuación) mientras que los diamantes y rectángulos representas los datos obtenido con el simulador. Se puede observar que las ganancias en ambos casos son prácticamente iguales con pequeñas variaciones de 8.9 a 9.2dB. Mientras que en el caso de la atenuación la diferencia entre ambos valores es de 10dB. Recordar que el objetivo de diseño (UCSD) es de -42dB y los datos obtenidos (CICESE) son de -52dB . Lo anterior significa que en el amplificador diseñado tenemos menos pérdidas; es decir que estamos teniendo una mejora en la linealidad con este amplificador. Posteriormente se harán estudios más detallados con diferentes tipos de transistores para observar el comportamiento de estos parámetros en cada amplificador de potencia.

La *figura 31* muestra el comportamiento del amplificador clase B en cuanto a su acoplamiento en los puertos de entrada y salida.

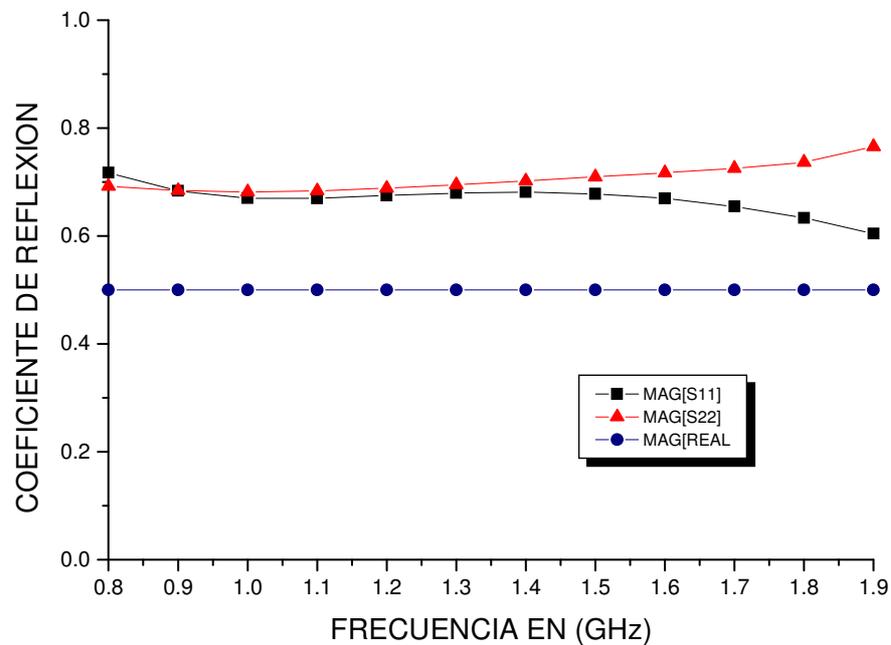


Figura 31.- Respuesta de acoplamiento en los puertos del amplificador clase B.

La magnitud del coeficiente de reflexión del puerto de entrada del amplificador S11 representada por rectángulos tiende a tener una respuesta poco estable sobre todo en las frecuencias de portadoras de 900MHz y 1.25MHz y la magnitud de S22, representada por triángulos tiene un comportamiento más estable que el S11, pero a frecuencias más altas se muestra un poco inestable, mientras que la ideal la cual representada por círculos, se muestra lineal en todo el intervalo de frecuencia; la respuesta de los parámetros S11 y S22 cuyos valores están dentro de lo requerido es decir menor que uno. Pero sus comportamiento no es lineal en todo el intervalo de frecuencia, donde sus valores son de (0.71 a 0.58) para S11 y de (0.7 a 0.79) para S22, ésto se debe a la configuración del amplificador y los acoplamientos de entrada y el transistor que se está utilizando.

Siguiendo con el análisis del diseño del amplificador clase A, otro parámetro de interés es el VSWR, cuya respuesta se muestra en la *figura 32*.

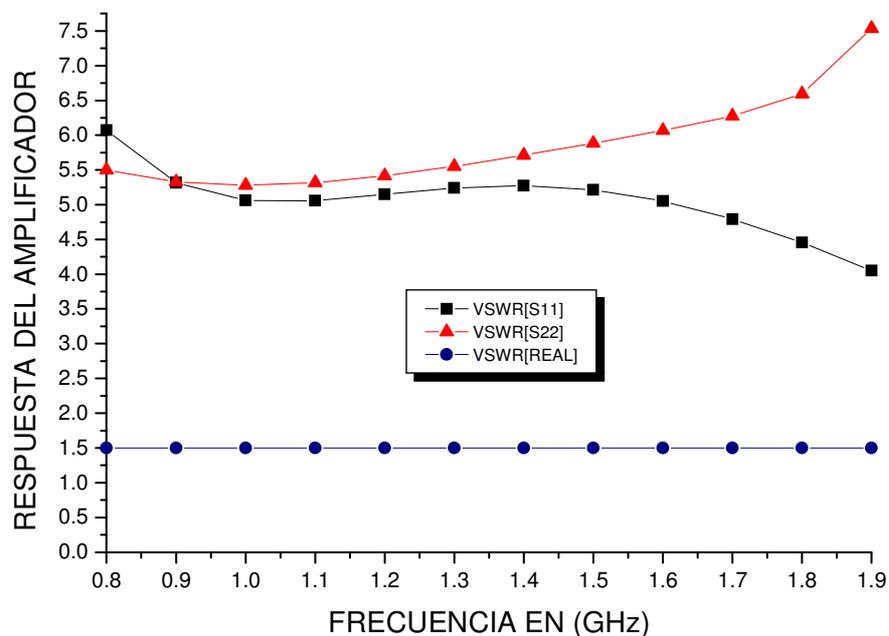


Figura 32. .- Respuesta del VSWR en función de la frecuencia de un amplificador clase B.

En la figura 32 se muestra el comportamiento obtenido del VSWR para el amplificador clase B. Siendo el VSWR en el punto de entrada y salida representado, por rectángulos y triángulos respectivamente. La respuesta de VSWR en ambos puertos del amplificador presenta un comportamiento poco adecuado, en cuanto a valores de VSWR y estabilidad en todo el intervalo de frecuencia. Se puede observar que el VSWR en el puerto de entrada presenta valores que van de 6 a la frecuencia de 800MHz a casi 4 para la frecuencia de 1900MHz, valores poco adecuado en ambos puntos. Por su parte el VSWR del puerto de salida presenta aún un comportamiento menos favorable. Este comportamiento es por los acoplamiento que se tiene a la entrada y el tipo del amplificador que se está utilizando, para poder corregir esto hay que hacer otros estudios

con otros transistores para ver el comportamiento de la respuesta del amplificador, ésto se verá en el siguiente capítulo.

Otro parámetro importante del amplificador es el comportamiento de estabilidad del mismo dado en términos del parámetro, μ mostrado en la *figura 33*.

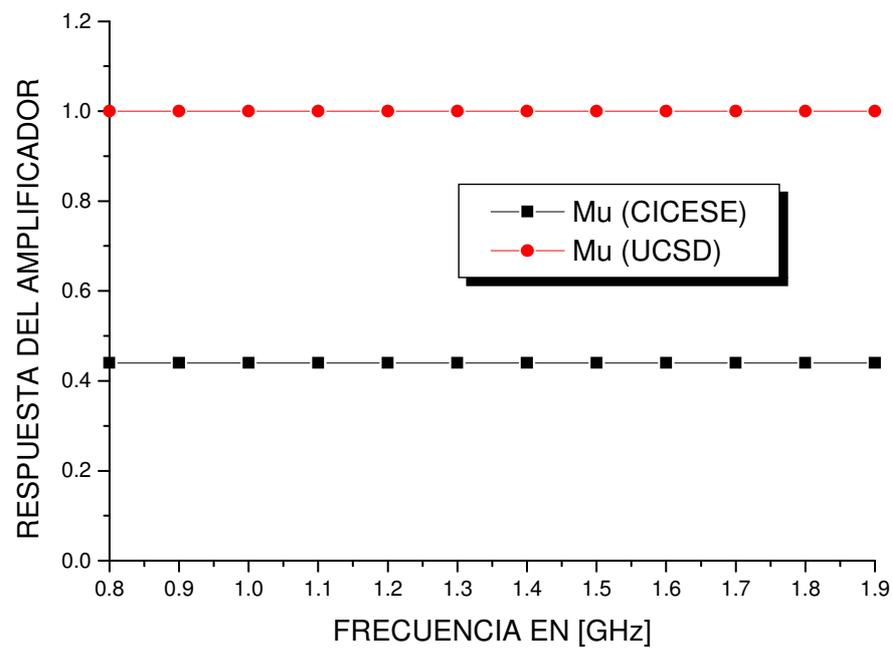


Figura 33.- Comportamiento del factor de estabilidad μ en un amplificador clase B.

En esta gráfica se observa el comportamiento obtenido de la constante μ . Se puede observar que tan estable es el amplificador, los resultados de la μ simulada (CICESE) se representa con rectángulo y la simulada (UCSD) con círculos. Aunque los dos son casi lineales en todo el intervalo de frecuencia lo ideal sería que el μ de los datos obtenidos sea uno o mayor que uno, pero ésto es debido al acoplamiento de entrada del amplificador. La importancia que tiene este factor es que nos garantiza que tan estable es en toda la gama de frecuencia que se está analizando dicho dispositivo.

Donde el valor medido de 0.44 nos indica que hay inestabilidad en los puertos y que hay que tomar como medidas preventivas hacer buenos acoplamientos, tanto en la entrada y salida de los puertos para garantizar, que el diseño va a ser estable en todo el intervalo de frecuencia.

En base a las respuestas obtenidas del amplificador clase B se puede concluir que aunque presenta mejoras en la ganancia, persiste el problema de desacoplamiento y de estabilidad, por lo que hay que recurrir a un nuevo diseño.

V.6.1 Amplificador Clase AB.

En un amplificador **Clase AB** la corriente de la señal fluye al circuito de salida por más de 180 grados pero menos de 360 del ciclo de entrada. Esto se refiere a que la corriente fluye durante todo el ciclo positivo de la señal de entrada sin distorsión y fluye solo en una parte del ciclo negativo con distorsión.

En la actualidad los diseños aplicados a los teléfonos celulares la corriente de salida de polarización es variada con respecto a la señal de nivel en una gama amplia, típicamente por un subcircuito de polarización análogo, ó aprovechando las características intrínsecas de los amplificadores de clase AB, es decir que este es un amplificador híbrido, es decir reúne las características del amplificador clase A y clase B ,donde su eficiencia va desde 50 hasta el 78.5%.

En la *figura 34* se muestra la topología empleada para el diseño de este amplificador.

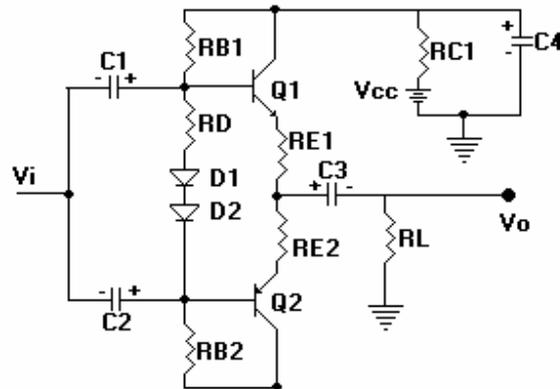


Figura 34.- Topología empleada del amplificador de potencia clase AB.

A continuación se muestran los resultados de este amplificador:

En la *figura 35* se muestran los resultados obtenidos del comportamiento de la ganancia y atenuación en relación a la frecuencia del amplificador clase AB, donde se considera un intervalo de frecuencia de 800 a 1900MHz.

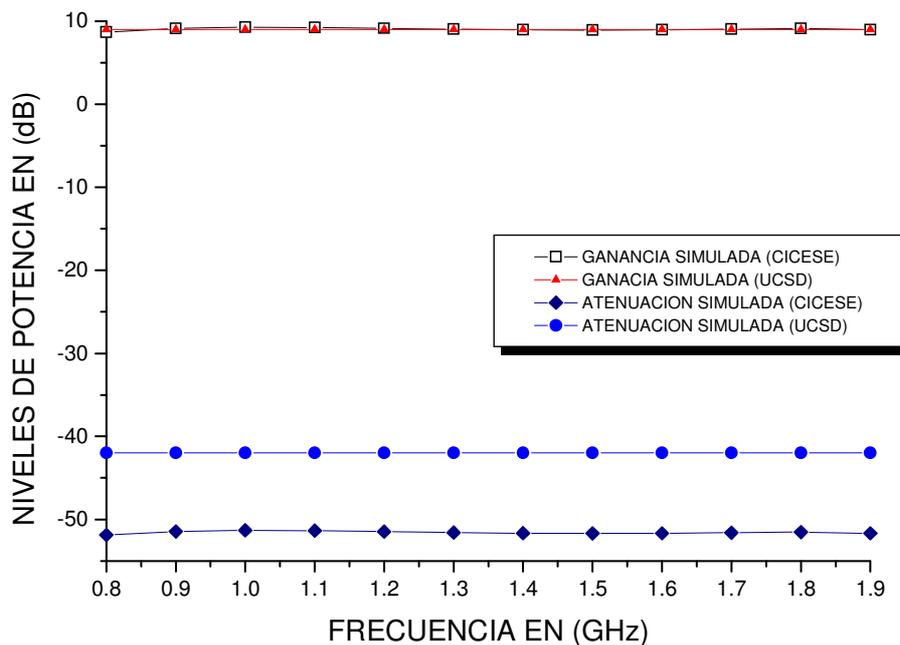


Figura 35.-Comportamiento de la ganancia y atenuación en un amplificador clase AB.

En esta gráfica se muestra la respuesta experimental y teórica del amplificador clase AB obtenida a partir de los parámetros ganancia y atenuación, representados por rectángulos simulados (CICESE) y por triángulos por los datos simulados (UCSD). Se puede decir que ambas ganancias son casi iguales cumpliendo con el valor de 9dB en todo el intervalo de frecuencia. Este amplificador mejora las prestaciones. De la misma figura los diamantes representan la atenuación experimental (-42db) y los círculos representa la atenuación teórica (-51dB), en este caso se observa que existe una diferencia entre una y otra de 9dB.

Lo anterior significa que en el amplificador diseñado como algo positivo tenemos menos pérdidas. Respecto a la ganancia se obtiene una respuesta mucho mejor

en el amplificador clase AB que en la clase A y B. Faltaría ver el comportamiento de dicho amplificador con otros transistores ésto se hará en el siguiente capítulo.

Siguiendo con el análisis del diseño del amplificador clase AB, la *figura 36* muestra el comportamiento de acoplamiento de los puertos de entrada y de salida del amplificador en el ancho de banda de interés.

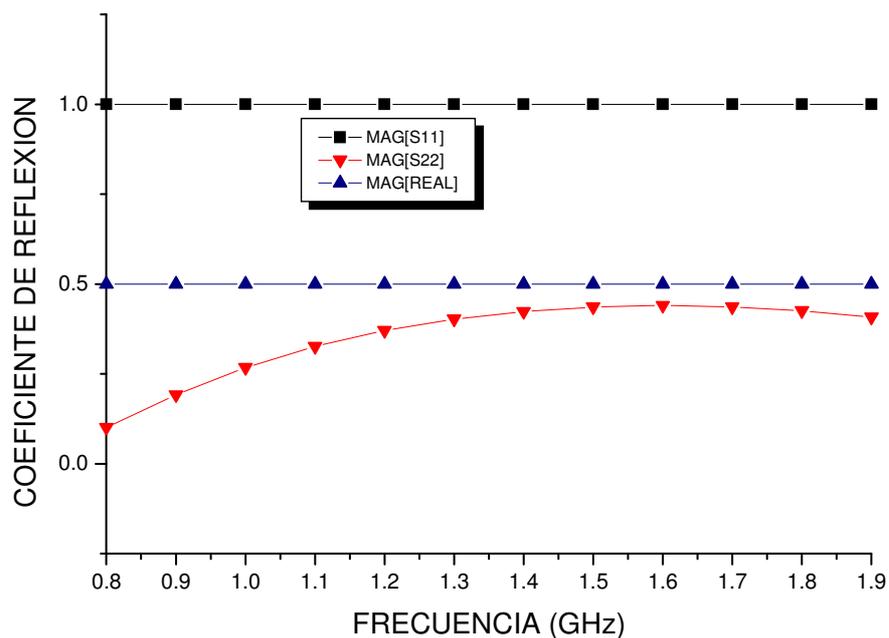


Figura 36.- Respuesta de acoplamiento en los puertos del amplificador clase AB.

En esta gráfica se muestran los resultados de acoplamiento de entrada y salida del amplificador y están representados por rectángulos para S11 y por triángulos hacia abajo para S22, mientras que el ideal está representado por triángulos hacia arriba. Se observa que S11 es estable en toda la gama de frecuencia con un valor de uno. Mientras que S22 solo en algunas frecuencias presenta valores por debajo de uno.

Para nuestro propósito de diseño, lo ideal sería que los acoplamientos de entrada y salida fueran estables en todo el intervalo de frecuencia. La razón por la cual no se comporta así es debido al transistor y al acoplamiento del bipuerto del diseño.

Siguiendo con el análisis del diseño del amplificador clase AB, otro parámetro de interés es el VSWR, cuya respuesta se muestra en la *figura 37*.

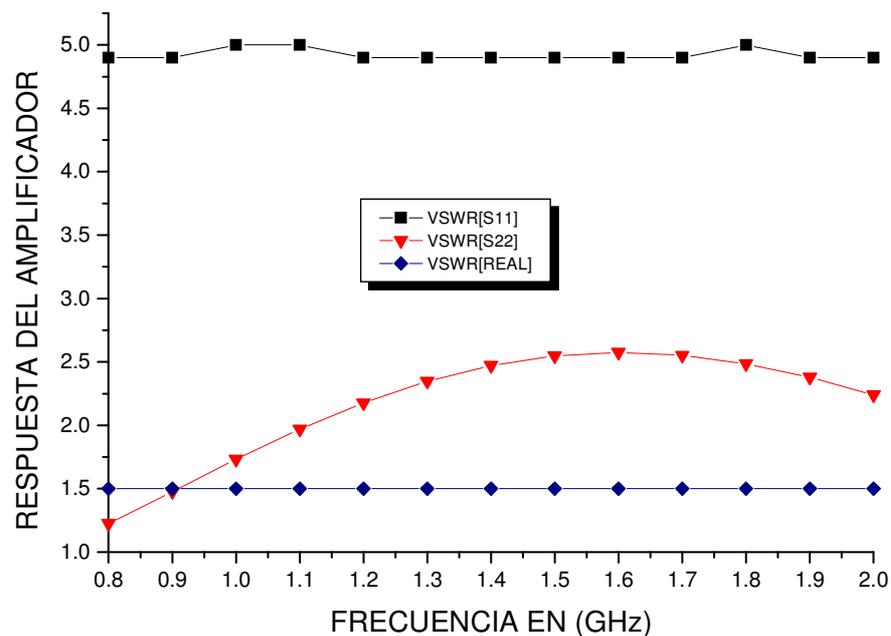


Figura 37.- Respuesta del VSWR en función de la frecuencia de un amplificador clase AB.

En esta gráfica se muestra el comportamiento del VSWR para el amplificador clase AB. Siendo el VSWR en el puerto de entrada y de salida representado por rectángulos y triángulos respectivamente, mientras que el ideal está representado por diamantes.

Se puede observar que la respuesta correspondiente a S11 es casi lineal en todo el intervalo de frecuencias con algunas pequeñas variaciones. Pero con valores muy altos

de VSWR en promedio en todo el intervalo de frecuencias. Mientras que S22 empieza dentro de los niveles ideales del VSWR. De 1.2 para 800MHz y 2.1 para 1900MHz, pero formando una curva en todo el intervalo de frecuencia haciendo su comportamiento inestable, y para nuestro propósito de diseño esto no es recomendable. La razón de este comportamiento es que ambos están muy ligados a los puertos de entrada y salida, por lo cual si no hay un buen acoplamiento se ve reflejado directamente en dicho comportamiento.

Otro parámetro importante del amplificador es el comportamiento de estabilidad del mismo dado en términos del parámetro μ , mostrado en la *figura 38*.

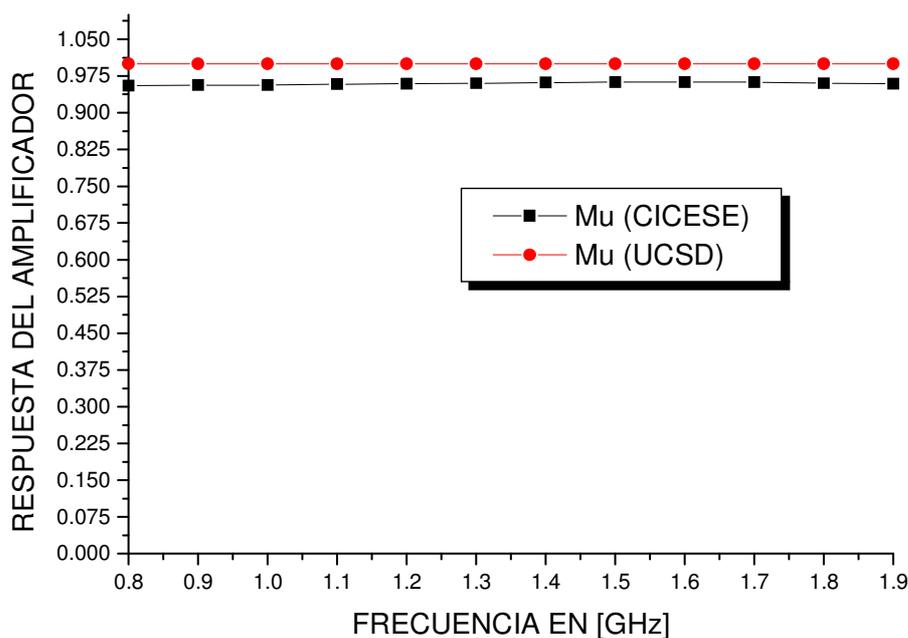


Figura 38.- Comportamiento del factor de estabilidad μ en un amplificador clase AB.

En esta gráfica se observa el comportamiento obtenido de la constante μ en sus valores simulados por parte de nosotros (CICESE) y los de la (UCSD), los cuales están representados por triángulos y rectángulos respectivamente. Se puede observar

que en nuestro diseño, a mayor frecuencia el transistor se muestra más inestable y su valor se va incrementando de 0.95 a 0.96, siendo esto ocasionado por los acoplamientos de los puertos de entrada de dicho amplificador y/o por el tipo de transistor. Lo ideal sería que este valor fuera mayor que uno para garantizar que el transistor es estable en todo el intervalo de frecuencia.

En base a las gráficas obtenidas se puede concluir, que la ganancia y la atenuación cumple con los parámetros establecidos, de diseño a excepción de la atenuación que presenta un valor de -51dB en lugar de -42dB , objetivo del diseño. Esto indica que se está mejorando la linealidad del amplificador atenuando menos y por lo tanto disminuyendo el consumo de potencia requisitos todos ellos impuesto en nuestro diseño. Además los acoplamientos de entrada y salida se comporta mejor en este amplificador que en los anteriores. Podemos concluir que este amplificador cumple con la mayoría de las condiciones de diseño del amplificador de potencia, aquellos parámetros que no lo cumplen al 100% serán optimizados en el siguiente capítulo.

V.6.3 Amplificador Clase C.

Este tipo de amplificador, se emplea en áreas especiales de circuitos de sintonía, tales como los radios o comunicaciones y es muy apropiado si se quiere trabajar con linealidad. No es muy adecuado para proporcionar niveles altos de potencia y solo trabaja para una frecuencia fija. Por lo anterior y para nuestro propósito no es recomendable este tipo de diseño empleando esta configuración.

V.6.4 Amplificador Clase D.

En este tipo de amplificador la eficiencia está arriba del 90%, es insensible a los cambios de la amplitud de la señal, requiere de otros elementos como convertidor de A/D y viceversa, por lo cual hace que el diseño sea más complejo y al requerir de otros elementos adicionales con lo cual se pueden generar más productos de intermodulación, algo que se quiere evitar en los diseños de estos amplificadores de potencia. Este arreglo del amplificador dada su complejidad y tendencia a crear un mayor número de productos de intermodulación, no resulta por lo tanto adecuado para propósito de nuestro diseño.

V.6.5 Amplificador Clase EF.

Con los avances de las nuevas tecnologías en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, ha crecido también las exigencias de mejorar las prestaciones de estos sistemas. De ahí nuestro interés de analizar una nueva clase de amplificador de potencia para comparar su desempeño con otras clases de amplificadores descritas anteriormente en este capítulo. El amplificador de potencia al cual estamos haciendo énfasis en este apartado es un amplificador clase EF, donde este amplificador tiene una alta velocidad de respuesta, debido a que utiliza tecnología CMOS (metal oxido semiconductor complementario) y MESFET (metal semiconductor de transistor de efecto de campo). Debido a las características de estos transistores, se puede mejorar las prestaciones en los sistemas de las comunicaciones móviles inalámbricas, en la *figura 39* se muestra la topología empleada de esta clase de amplificador.

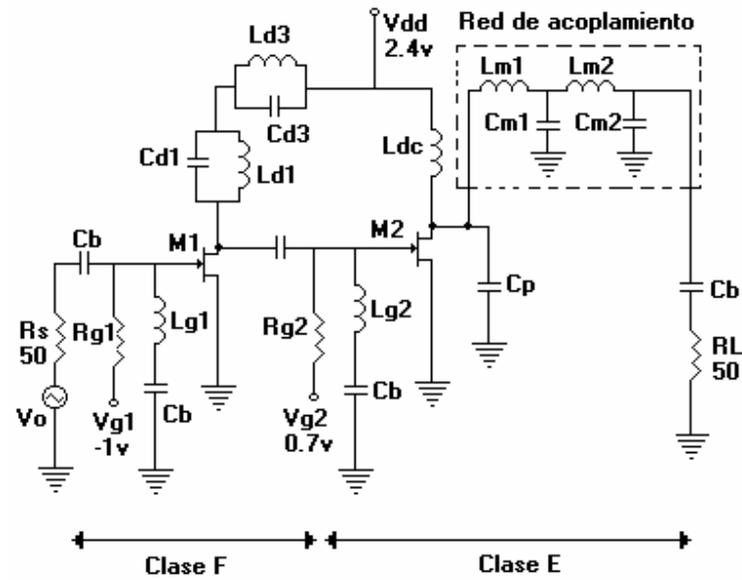


Figura 39.- Topología empleada del amplificador de potencia clase EF.

A continuación se presenta los resultados obtenidos del diseño del amplificador de potencia clase EF, empleando como herramienta de diseño el programa de MMICAD.

En la *figura 40* se muestran los resultados obtenidos del comportamiento de la ganancia y atenuación del amplificador clase EF, considerando un intervalo de frecuencia de 800MHz a 1900MHz.

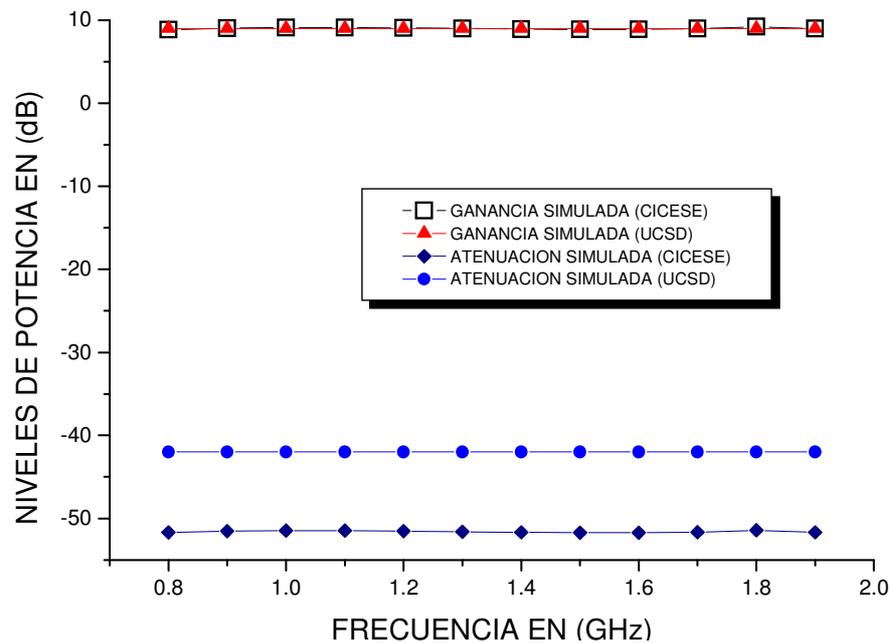


Figura 40.- Comportamiento de la ganancia y atenuación en un amplificador clase EF.

En la figura anterior se muestran los resultados de la ganancia simulada por nosotros (CICESE) y la referencia (UCSD), las cuales están representadas por rectángulos y triángulos respectivamente, se observa que ambas ganancias cumplen con el valor de 9dB necesario para nuestro diseño. Con respecto a la atenuación podemos decir que los datos teóricos, los cuales están representados por círculos, tiene un valor de -42dB impuesto, mientras que los datos reales representados por diamantes alcanzan un valor de -50.9dB obtenido. Habiendo una diferencia entre ambos de 8.9dB. Lo anterior significa que en este amplificador hay menos pérdidas debido a que hay un menor consumo de potencia. Además en esta clase de amplificador se obtiene una mejor ganancia, con respecto a las clases A, B y AB. Faltaría analizar el comportamiento de dicho amplificador en la etapa de optimización con diferentes transistores el cual se abordará en el siguiente capítulo.

Si siguiendo con el análisis de este amplificador, la *figura 41* muestra el comportamiento de acoplamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador en el ancho de banda de interés.

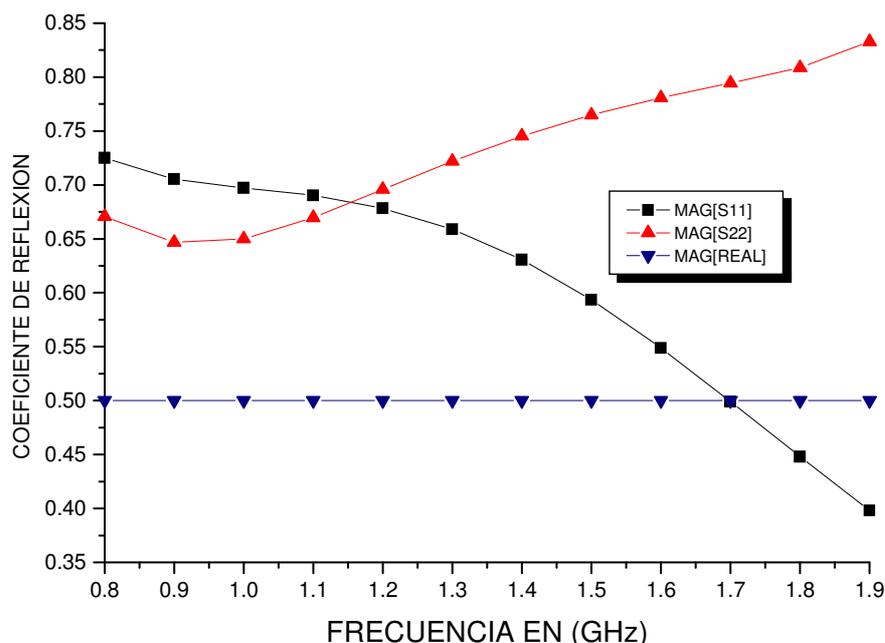


Figura 41.- Respuesta de acoplamiento en los puertos del amplificador clase EF.

En esta figura se muestran las respuestas que proporcionan los acoplamientos de los puertos de entrada y salida del amplificador, las cuales están representadas por rectángulos y triángulos hacia arriba respectivamente, aunque los valores están dentro de los límites para S11 (0.67 a 0.84) y S22 (0.72 a 0.39), su comportamiento deja mucho que desear ya que ambos muestran un comportamiento inestable en todo el intervalo de frecuencia. Para propósito de diseño lo ideal sería que los acoplamientos de entrada y salida se comportaran como se presenta en los datos reales, la cual está representada por triángulos hacia abajo, esta inestabilidad se va a ver reflejada en los VSWR de S11 y S22 como se observara más adelante.

Otro parámetro de interés de este amplificador es el VSWR, cuya respuesta se muestra en la en la *figura 42*.

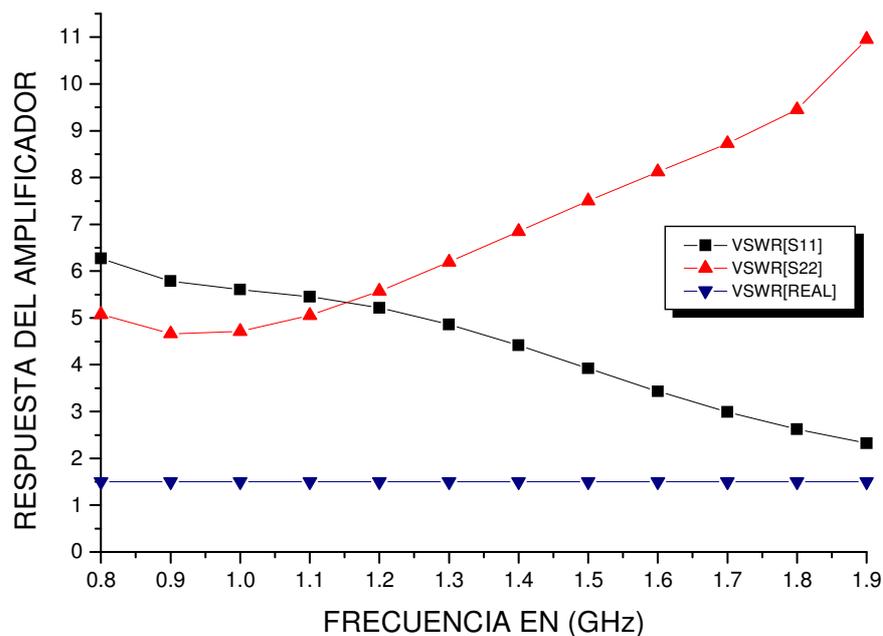


Figura 42.- Respuesta del VSWR en función de la frecuencia de un amplificador clase EF.

En la figura anterior se muestra el comportamiento del parámetro VSWR obtenido de los puertos de entrada y salida los cuales están representados por rectángulos y triángulos hacia arriba respectivamente. En el primer caso VSWR(S11) se tiene un valor promedio de 4 muy alto y un comportamiento fuertemente inestable en todo el ancho de banda. Por su parte en el puerto de salida el valor de VSWR(S22) presenta un valor promedio de 7.5, mayor que en el puerto de entrada y con un comportamiento, al igual que en el caso anterior, fuertemente inestable. Estos valores están muy por encima de las condiciones reales de estabilidad la cual ésta representada

por triángulos hacia abajo. El comportamiento de VSWR1 y VSWR2 es debido a las condiciones de los acoplamientos de los puertos de entrada y salida debido a que no existe coeficientes de reflexión de fuente o de carga que ocasionen oscilaciones en el bipuerto y esto se ve reflejado directamente en dicho comportamiento.

Otro parámetro de interés importante de este amplificador es el comportamiento de estabilidad del mismo dado en términos del parámetro μ mostrado en la *figura 43*.

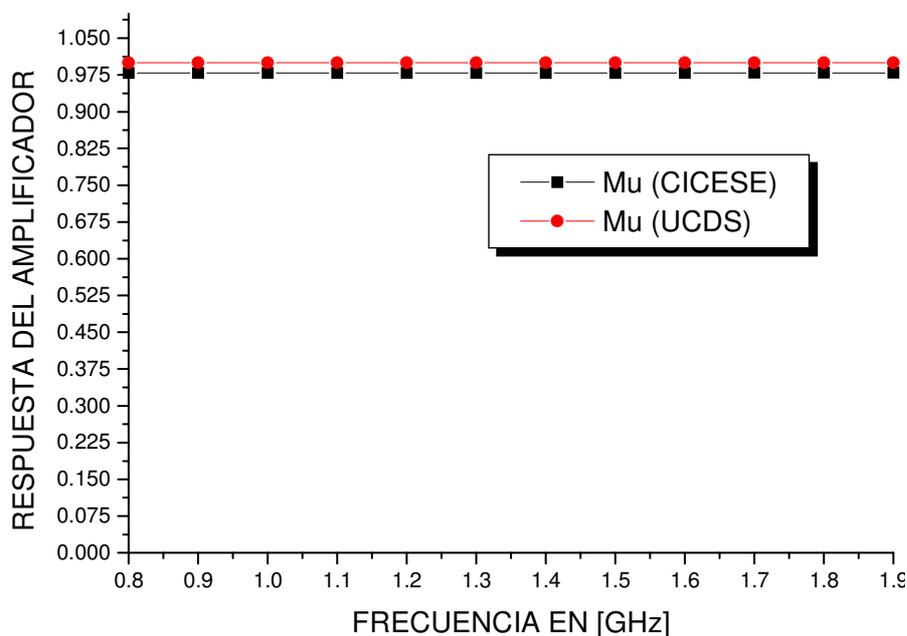


Figura 43.- Comportamiento del factor de estabilidad μ en un amplificador clase EF.

De esta figura se puede observar que el comportamiento de μ en los datos experimentales de 0.97, es lineal en todo el intervalo de banda. Pero para nuestro propósito se necesita que este valor sea menor a uno para garantizar la estabilidad del amplificador, tal y como se muestra en los datos teóricos.

En base a las figuras obtenidas se puede concluir que la ganancia y atenuación cumplen con los parámetros establecidos de diseño, inclusive de la atenuación presenta una respuesta mayor aún de un valor de -50.9dB en lugar de -42dB objetivo de diseño. Esto indica que se está mejorando la linealidad del amplificador, y por lo tanto disminuyendo el consumo de potencia, que es uno de los requisitos a mejorar en el diseño del amplificador. Aquellos parámetros que no cumplen al 100% de los requisitos de diseño serán optimizados en el siguiente capítulo.

Por lo tanto, una vez que se han analizado las diferentes clases de amplificadores de potencia en este capítulo, se puede concluir que las clases de amplificadores que mejor eficiencia muestran son los AB y EF la razón es que dado que son amplificadores híbridos y combinan lo mejor de las clases de amplificador individuales que las conforman.

En el siguiente capítulo se hará un estudio más minucioso con estas clases de amplificadores de potencia, lo que constituirá el proceso de optimización utilizando como herramienta de diseño el programa de MMICAD. Por lo tanto se tomarán en cuenta diferentes tipos de transistores de potencia en la etapa de optimización en los amplificadores de potencia de clase AB y EF. En base a la optimización de estos amplificadores, se pretenderá obtener mejores resultados en los parámetros de diseño y con ello mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, las cuales son nuestro objetivo principal de esta tesis.

Capítulo 6.

VI OPTIMIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DEL TERMINAL MÓVIL.

Objetivo

El objetivo de este capítulo es obtener la optimización de los parámetros del transreceptor móvil, y con ello mejorar las prestaciones del amplificador de potencia empleados en los sistemas de comunicaciones móviles celulares.

VI.1 Introducción.

Las comunicaciones móviles celulares de tercera generación demandan requerimientos muy estrictos en el diseño de dispositivos transreceptores, ya sea en el terminal móvil, o bien en la estación base. En los capítulos anteriores se explicó la importancia de los parámetros, particularmente en el terminal móvil más importantes en los amplificadores de potencia para mejorar las prestaciones en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas, por lo cual es necesario obtener la máxima eficiencia de estos amplificadores.

En este capítulo se obtendrá la optimización de los amplificadores de potencia de clase AB y EF, ya que de acuerdo al capítulo anterior éstos fueron los que mejores resultados presentaron.

Para la optimización se utilizaron diferentes tipos de transistores (*UPC8152TB, UPC2747TB, UPC2749TB, NE5510179A Y UPC8151TB*), todos ellos de la NEC²³ utilizando como herramienta de diseño el software de MMICAD. El proceso de análisis de dichos transistores se hizo tomando en cuenta: Estabilidad, potencia y

²³ NEC.- California Eastern Laboratories.

respuesta de los parámetros de dispersión. Con estas bases de datos de los transistores se seleccionó el que presentaba una mejor respuesta, siendo el transistor UPC8151TB quien mejor comportamiento presentó.

El proceso que se llevó a cabo para el diseño, simulación y optimización de estos amplificadores de potencia se muestran en la *figura 44*.

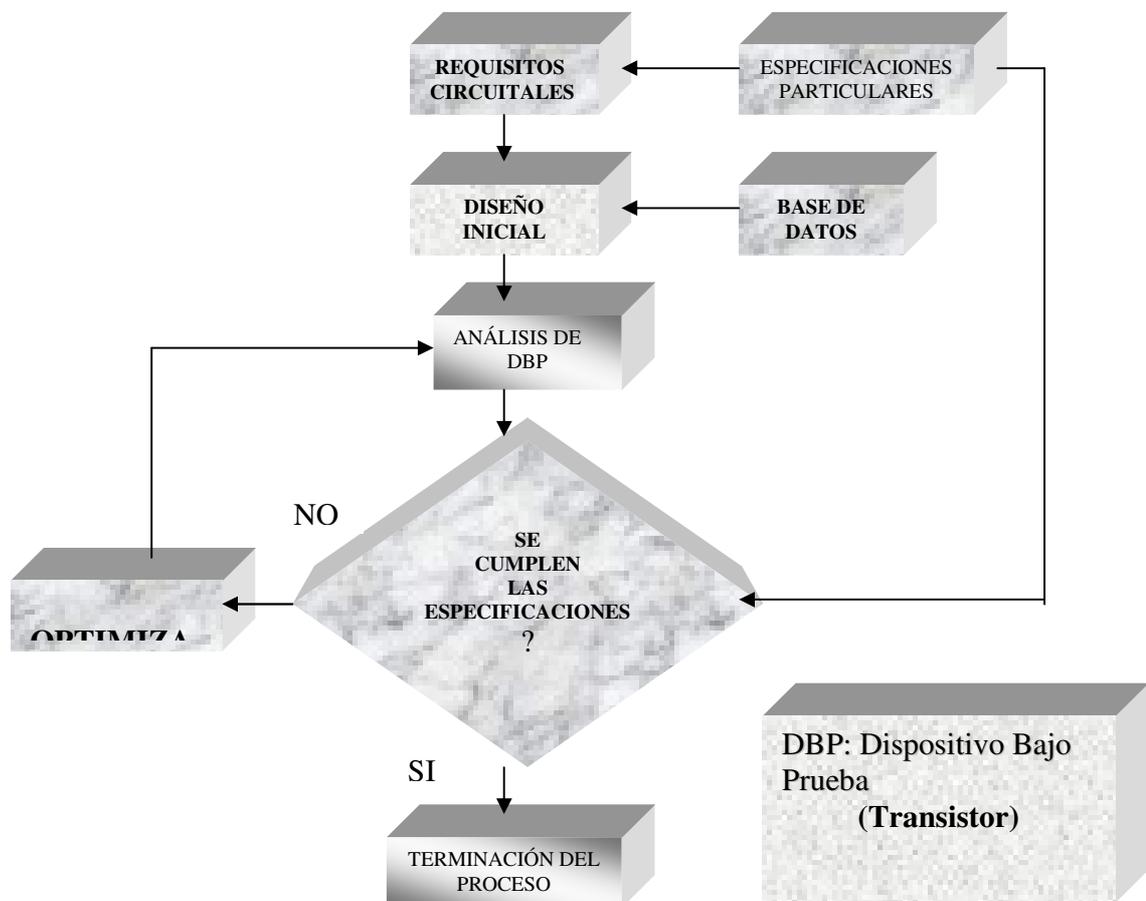


Figura 44.-Diagrama a bloques del proceso de diseño, simulación y optimización de los amplificadores de potencia.

En la figura anterior, se muestra el procedimiento que se llevó a cabo para realizar un proceso de diseño óptimo del amplificador de potencia cumpliendo así con el objetivo de diseño impuesto por los sistemas de comunicaciones digitales móviles celulares.

Una vez seleccionado el mejor dispositivo activo se procedió ahora si al proceso de optimización del amplificador de potencia en clase AB y EF. El siguiente apartado muestra dicho proceso.

VI.2 Etapa de optimización del amplificador de potencia AB.

En el capítulo anterior, se explicaron las características de este amplificador y la topología empleada para implementarla en la herramienta de simulación del software de MMICAD. Por lo cual, en este apartado se mostrarán las gráficas obtenidas del proceso de optimización de diseño, utilizando el transistor antes mencionado. A continuación en la *figura 45* se muestran los resultados del proceso de optimización de la ganancia y atenuación para el amplificador clase AB considerando el intervalo de frecuencia de 800MHz a 1900MHz.

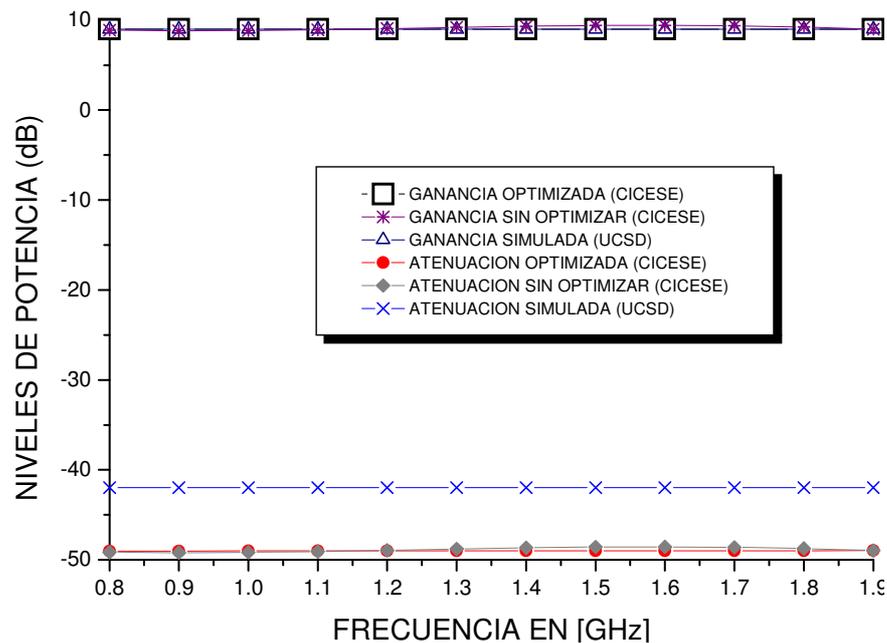


Figura 45.- Comportamiento de la ganancia y atenuación optimizados de un amplificador clase AB.

En esta gráfica se muestran las respuestas finales de ganancia y atenuación obtenidas en el proceso de optimización del amplificador clase AB. En dicha figura, se han incluido los resultados de estos mismos parámetros sin optimizar y los de referencias, para observar las mejoras que se obtuvieron mediante el proceso de optimización. Analizando el parámetro de ganancia, optimizada ésta cumple con la exigencia de diseño impuesta de 9dB con un error mínimo aproximado de 0.01% en relación con los datos de referencia de ganancia objetivo del diseño, cumpliendo completamente en todo el intervalo de frecuencias de 800MHz a 1900MHz. De la misma figura, observamos el parámetro de atenuación antes y después de ser optimizado, y se observa que la atenuación optimizada se muestra estable en todo el intervalo de frecuencias, con un valor promedio en todo el ancho de banda de -48.9dB , respuesta que mejora los -42dB impuestos para el diseño del amplificador, lo que a su

vez se refleja en una disminución de consumo de potencia. De tal suerte que bajo los valores obtenidos de atenuación y de ganancia obtenemos un ahorro de energía mayor; es decir un ahorro de consumo de potencia del 19% en DC.

Siguiendo con este proceso de optimización del amplificador clase AB, la *figura 46* muestra otro parámetro de interés: Comportamiento de acoplamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador en el intervalo de frecuencia de análisis.

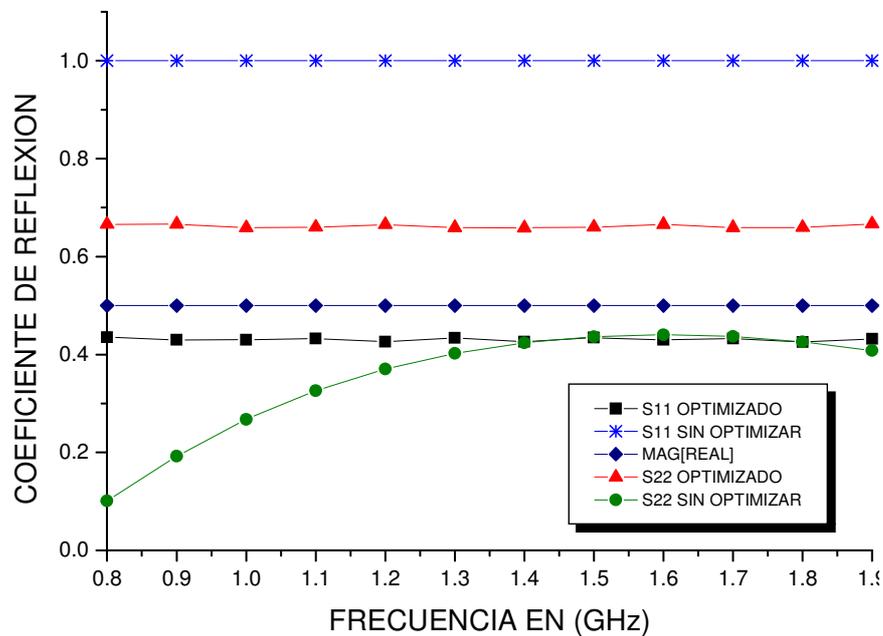


Figura 46.-Respuesta optimizada de los acoplamientos en los puertos del amplificador clase AB.

En dicha figura se muestran los resultados de acoplamiento de entrada y salida del amplificador clase AB, antes y después del proceso de optimización. Para el puerto de entrada se observa que el valor de S11 en la etapa de optimización es menor que uno, garantizado con ello una buena respuesta de acoplamiento y por lo tanto su estabilidad es mejor en todo el intervalo de frecuencia. Para el puerto de salida se observa que S22 el valor se mejora notablemente su respuesta después que éste fue optimizado. Podemos

concluir: 1) La magnitud de S11 y de S22 optimizados están muy por debajo del valor de límite de 1, y tendiendo más a un valor de 0.5, con lo cual dichos valores en magnitud son muy adecuados. 2) La respuesta de dichos parámetros muestran en ,ambos casos una buena estabilidad en todo el ancho de banda con variaciones del orden del 0.01%. Podemos concluir entonces que mediante este proceso de optimización, se alcanzó tanto en magnitud como en estabilidad un acoplamiento en el bipuerto, recordando que esto también es un objetivo de diseño.

Siguiendo con el análisis de optimización del amplificador clase AB, otro parámetro de interés es el VSWR, cuya respuesta se muestra en *la figura 47*.

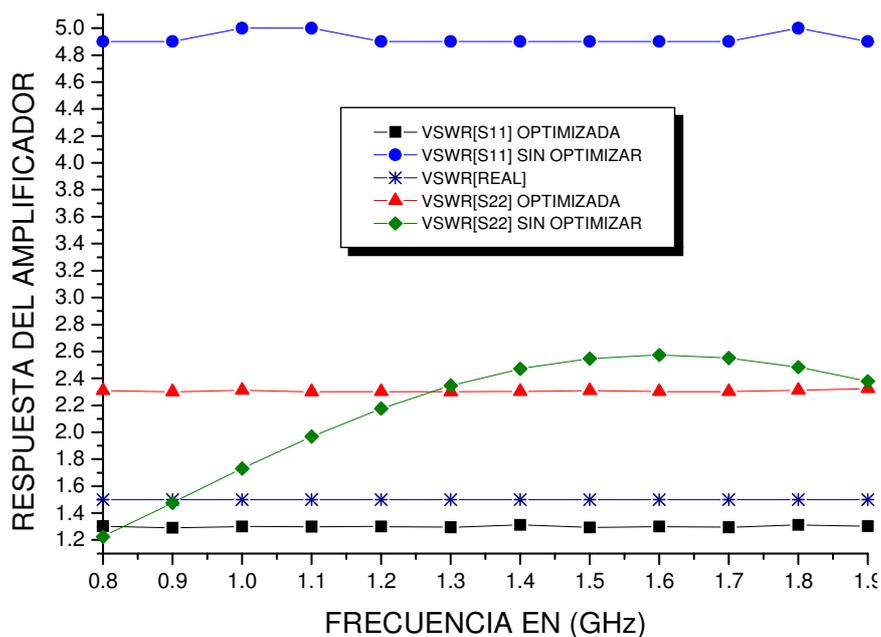


Figura 47.-Respuesta del VSWR optimizada en función de la frecuencia del amplificador clase AB.

De esta figura para el caso de VSWR en el puerto de entrada VSWR(S11) se observa que después del proceso de optimización se tiene un mejoramiento notable en

relación a la respuesta no optimizada, pasando de un valor de 4.9 a un valor de 1.3, además de mejorar la estabilidad del VSWR(S11) optimizado.

En el caso del puerto de salida, la respuesta de VSWR(S22) muestra un comportamiento adecuado en magnitud (2.33) y estabilidad después de aplicar el proceso de optimización ya que la respuesta no optimizada presenta un comportamiento fuertemente inestable. Esto comportamientos además nos garantizan que los productos de intermodulación son mínimos y están dentro de lo tolerable para los valores impuesto de diseño.

Finalmente para el caso del amplificador AB, para garantizar que realmente nuestro dispositivo es estable en todo el intervalo de frecuencia de interés, se hace un análisis del proceso de optimización para el comportamiento de estabilidad en términos de μ , mostrado en la *figura 48*.

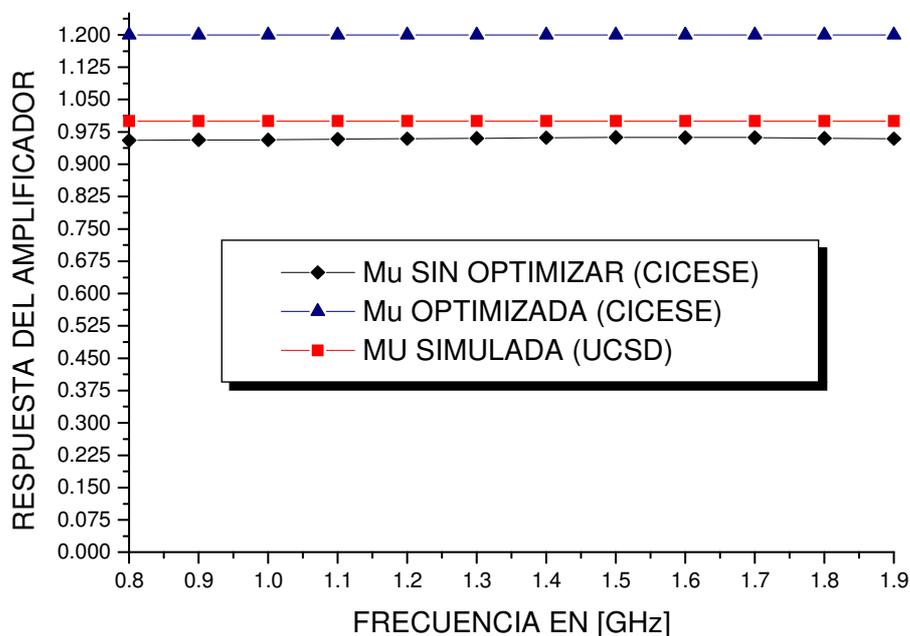


Figura 48.- Optimización del comportamiento del factor de estabilidad μ en un amplificador clase AB.

En esta gráfica se observa el comportamiento del factor de estabilidad del amplificador clase AB, antes y después del proceso de optimización, como era de esperarse y en base a los comportamientos de los puertos de entrada y salida del amplificador, el factor de estabilidad presenta un valor adecuado de 1.2, y con el cual, se garantiza que el diseño propuesto proporciona resultados adecuados de estabilidad en todo el ancho de banda por arriba del valor de μ igual a 1.

En base a las figuras anteriores, se puede concluir que la ganancia, atenuación, así como también los acoplamientos de los puertos de entrada y salida del amplificador de clase AB se mejoraron notablemente. Esto quiere decir que los requisitos de linealidad, distorsión, consumo de potencia, y los productos de intermodulación del amplificador son adecuados y mejorados en este diseño. Para decidir en este proceso de optimización ahora cual clase de amplificador es el que ofrece la mejor respuesta, resulta apropiado hacer un análisis similar al amplificador clase EF.

VI.3 Etapa de optimización del amplificador de potencia EF.

En el capítulo anterior se mencionaron las características y topología de este amplificador. Por lo tanto en este apartado, nos enfocaremos en presentar los resultados que fueron obtenidos en el proceso de optimización para el amplificador clase EF, empleando también como herramienta de diseño el programa de MMICAD.

En la *figura 49* se muestran los resultados obtenidos del comportamiento de la ganancia y atenuación del amplificador clase EF, antes y después del proceso de optimización; considerando un intervalo de frecuencia de 800MHz a 1900MHz.

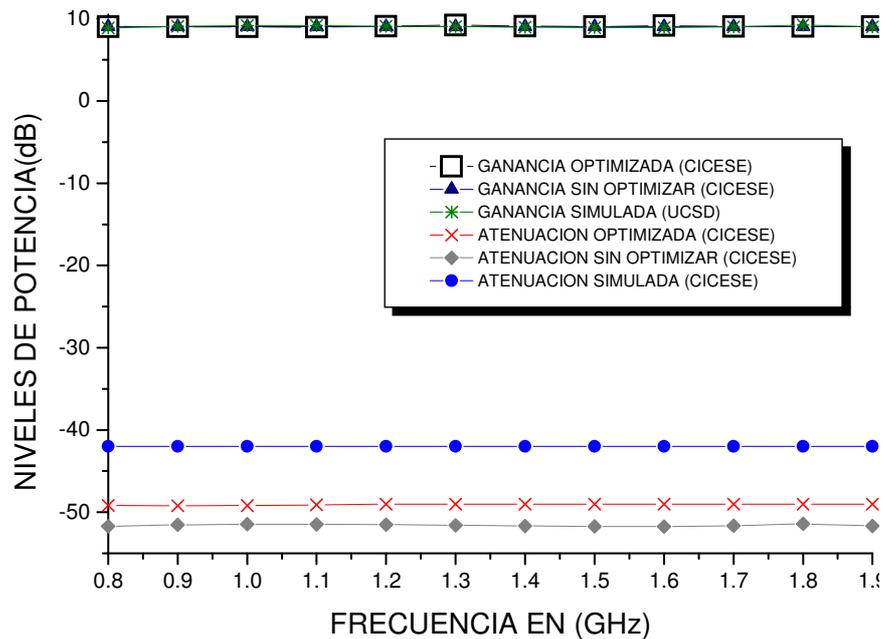


Figura 49.- Comportamiento de la ganancia y atenuación optimizados de un amplificador clase EF.

De acuerdo a esta gráfica, haciendo un análisis en base a las respuestas presentadas, la ganancia muestra un comportamiento estable en todo el intervalo de frecuencia con un error mínimo del orden 0.005, mucho mejor que el obtenido en el amplificador clase AB. Es decir, el valor optimizado de ganancia cumple adecuadamente las condiciones de 9dB impuesto para nuestro diseño en todo el intervalo de frecuencia de interés. Con respecto a la atenuación, observando la respuesta de esta figura después del proceso de optimización, se puede observar que la atenuación muestra un valor promedio de -49dB en todo el ancho de banda, respuesta que mejora significativamente los -42dB impuesto para el diseño del amplificador. Lo anterior a su vez se refleja en una disminución de consumo de potencia, ya que al tener una menor atenuación se requiere de un menor nivel de potencia. Recordar que este parámetro es uno de los más importantes en el diseño y optimización del amplificador de potencia. De tal suerte que

bajo los valores obtenidos de atenuación y de ganancia obtenemos un ahorro de energía mayor; es decir un ahorro de consumo de potencia del 19.93% en DC.

Siguiendo con el análisis de este amplificador la *figura 50* muestra el comportamiento de acoplamiento de los puertos de entrada y salida en el ancho de banda de interés, antes y después del proceso de optimización.

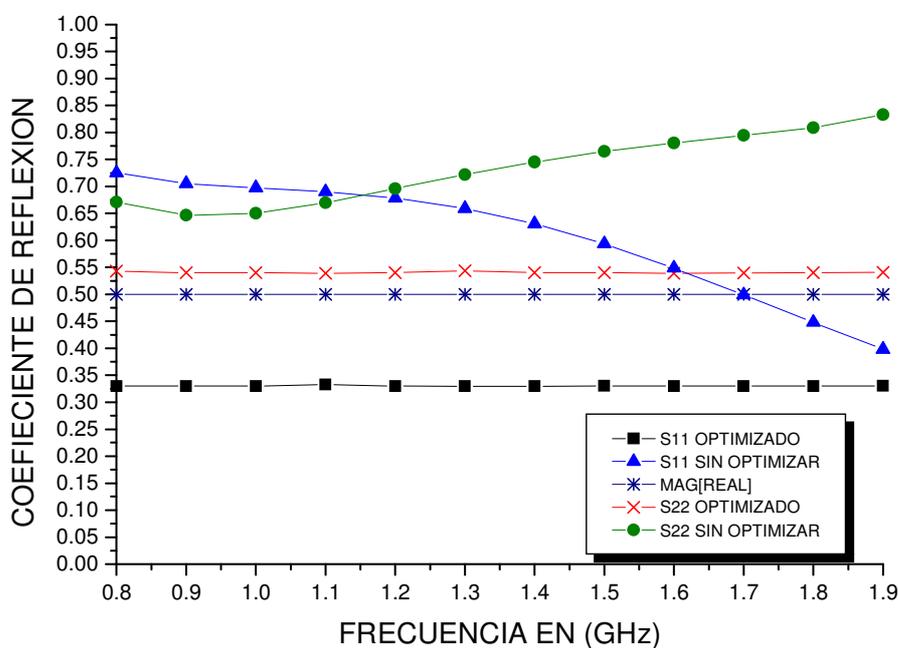


Figura 50.- Respuesta optimizada de los acoplamientos en los puertos del amplificador clase EF.

De acuerdo a esta figura podemos observar para caso de acoplamiento de entrada (S11 optimizado) después de la optimización se ve una mejora sustancial con el equivalente a no optimizado (S11 sin optimizar) de un coeficiente de reflexión de 0.33 en todo el intervalo de frecuencia, asegurando así un buen acoplamiento en el puerto de entrada. Para el puerto de salida se observa que el valor de (S22 optimizado) mejora notablemente su respuesta con un valor estable de coeficiente de reflexión de 0.54, a

diferencia de la respuesta no optimizada (S22 sin optimizar) inestable y con un valor promedio de 0.75. En base a lo anterior podemos concluir: 1) La magnitud de S11 y S22 optimizados están muy por debajo del valor límite de 1, tendiendo más a un valor de 0.5 con el cual dichos valores en magnitud son mejores que los mostrados en el amplificador clase AB. 2) La respuesta de dichos parámetros muestra en ambos casos una buena estabilidad en todo el intervalo de frecuencia de interés con variaciones mínimas del orden del 0.009%. Podemos concluir entonces que mediante este proceso de optimización, se alcanzó tanto en estabilidad como en magnitud un buen acoplamiento en los puertos de entrada y salida, recordando que éste también era un objetivo del diseño.

Siguiendo con el análisis del amplificador clase EF, otro parámetros de interés de este amplificador es VSWR, cuya respuesta se muestra en la *figura 51*

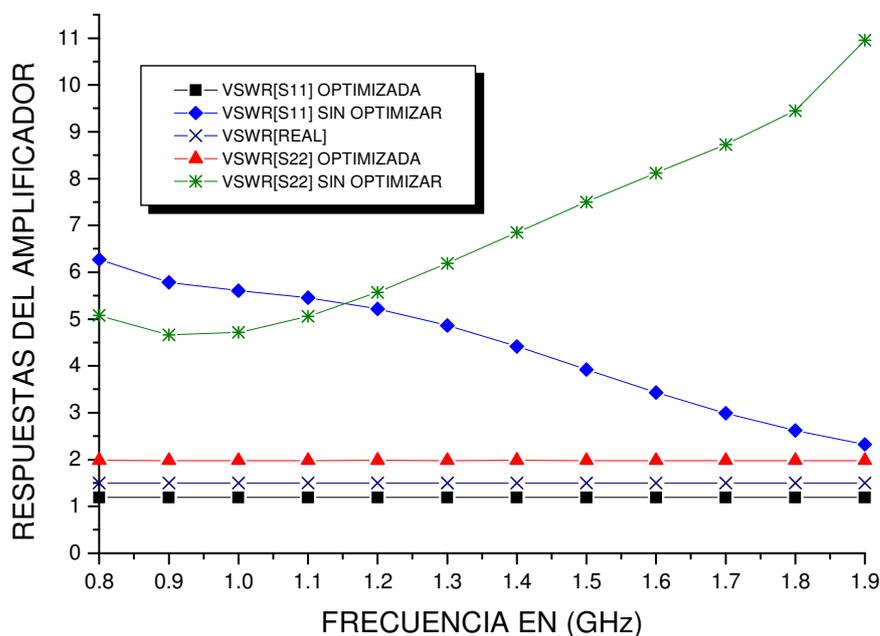


Figura 51.-Respuesta del VSWR optimizada en función de la frecuencia del amplificador clase EF.

En la esta gráfica se muestra el comportamiento del parámetro VSWR(S11) para el amplificador clase EF, antes y después del proceso de optimización. Se observa que después del proceso de optimización se tiene una respuesta estable y aceptable de un valor de 1.2, en comparación a la respuesta no optimizada que es inestable en todo el intervalo de frecuencia y con un valor promedio de 4.

En el caso del puerto de salida, la respuesta de VSWR(S22) muestra un comportamiento adecuado en magnitud (2.2) y estabilidad después del proceso de optimización, ya que la respuesta no optimizada presenta un comportamiento fuertemente inestable y con un valor promedio de 7.5. Estos comportamientos estable y de valores adecuados de VWSR en los bipuertos nos garantizan que los productos de intermodulación serán mínimos y estarán dentro de lo tolerable para los valores impuesto de diseño.

Finalmente para el caso del amplificador clase EF, para garantizar que realmente nuestro dispositivo es estable en todo el intervalo de frecuencia de interés, se hace un análisis del proceso de optimización para el comportamiento de estabilidad en términos de μ , mostrado en la *figura 52*.

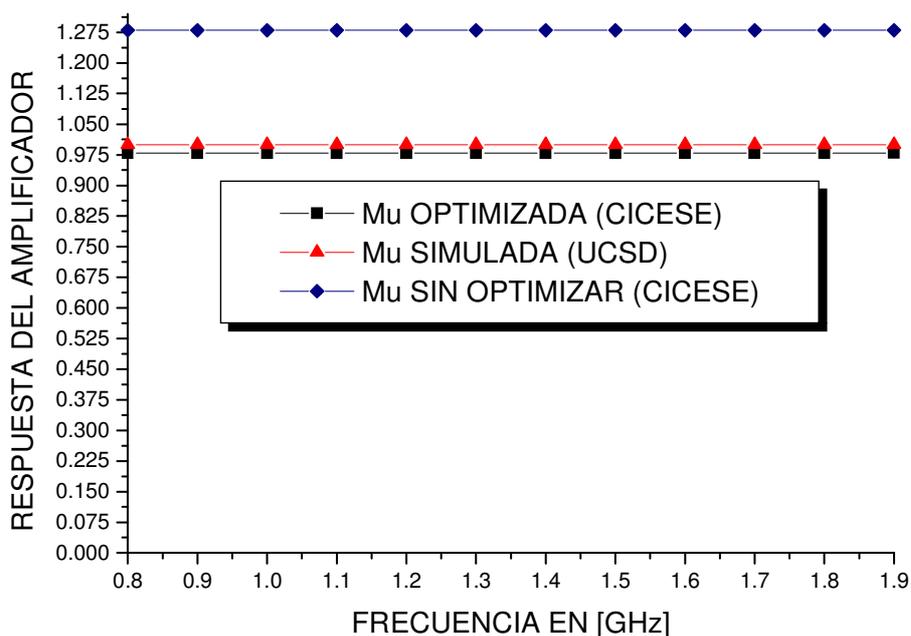


Figura 52.- Optimización del comportamiento del factor de estabilidad Mu en un amplificador clase EF.

De acuerdo a las gráficas mostradas en la figura anterior, como era de esperarse y en base a los comportamientos de los puertos de entrada y salida del amplificador, el factor de estabilidad presenta un valor adecuado de 1.27, (Recordando que para el caso del amplificador AB obtuvimos un valor de 1.2 y con lo cual al estar este valor por arriba de uno y se garantiza que el diseño propuesto proporciona resultados adecuados y estable en todo el ancho de banda de interés.

En base a las figuras anteriores, se puede concluir que la ganancia, atenuación, así como también los acoplamientos de los puertos de entrada y salida del amplificador de clase EF, muestran mejores resultados comparándolos con los datos obtenidos del amplificador clase AB.

Esto quiere decir que los requisitos de linealidad, distorsión, consumo de potencia, y productos de intermodulación del amplificador, están dentro de los límites impuestos e incluso mejorados en este diseño del amplificador clase EF.

Podemos concluir que parte del proceso de optimización hemos mejorado la respuesta del amplificador de potencia, encontrando como resultado de nuestro análisis y diseño que el amplificador de potencia clase EF es el que mejores prestaciones ofrece al sistema de comunicaciones móviles celulares digitales y que cumplen adecuadamente con el parámetro de diseño C/I de 9dB.

Podemos resumir como parte del análisis numérico en este proceso de optimización los valores obtenidos para los amplificadores clase AB y EF mostrados en la *Tabla V*.

Tabla V.- Comparación de los resultados obtenidos entre los amplificadores de clase AB y EF.

<i>Parámetros</i>	<i>CLASE AB</i>	<i>CLASE EF</i>
<i>Ganancia</i>	9Db	9dB
<i>Atenuación</i>	-48.9Db	-49dB
Coefficiente de Reflexión en el puerto de Entrada.	0.43	0.33
Coefficiente de Reflexión en el puerto de Salida.	0.68	0.54
VSWR en el puerto de entrada	1.3	1.2
VSWR en el puerto de salida	2.3	2.1
Factor de estabilidad Mu	1.2	1.27
Consumo de potencia	19%	19.93%
Productos de Intermodulación.	Mínimos y despreciables	Mínimos y despreciables

En el siguiente capítulo presentaremos nuestras conclusiones y aportaciones finales derivada de esta tesis.

Capítulo 7.

VII CONCLUSIONES Y APORTACIONES.

En base al trabajo de investigación realizado en esta tesis, que ha considerado los aspectos de los sistemas de comunicaciones móviles celulares, su normativa internacional y sus tendencias y desarrollos podemos concluir los siguientes aspectos.

VII.1 Conclusiones

1. En cuanto a los sistemas de comunicaciones móviles el proceso de investigación seguido nos indica que el denominado sistema de tercera generación comercialmente iniciará su explotación a mediados del 2002, y que el estado del arte apunta a un sistema totalmente inteligente: software radio a nivel del terminal móvil, mecanismo de transporte inteligente, antenas inteligentes y diseño de dispositivos de radio frecuencia (RF) de muy alta eficiencia.
2. En cuanto a la normativa hemos encontrado que los sistemas UMTS y CDMA2000 son los que establecen el conjunto de parámetros de operación de los sistemas WCDMA.
3. Referente al canal radio, siendo éste un medio fuertemente hostil, variante y no estacionario, resulta importante su estudio o caracterización ya que con ello podemos establecer las contramedidas necesarias del medio.
4. En cuanto a los modelos de propagación hemos encontrado, a partir de un proceso de simulación, que los modelos empíricos son los más

adecuados para determinar las condiciones de propagación en el espacio libre.

5. En cuanto a los dispositivos de radio frecuencia, en esta tesis nos hemos enfocado al diseño de la sección de RF de los transreceptores del terminal móvil, con el objetivo de optimizar el funcionamiento global de los sistemas de comunicaciones móviles, a partir del diseño óptimo (mínimo producto de intermodulación de segundo y tercer orden) de la sección de RF más la antena de los transreceptores mencionados.

Por otro lado, las nuevas normas digitales para los sistemas móviles celulares permiten que los receptores toleren niveles relativamente bajos de C/I , de forma que aumente la capacidad de la red de comunicaciones personales. A fin de mejorar la relación C/I , es preciso limitar las interferencias mediante la transmisión discontinua y el control de potencia, así como mediante la distribución de la reutilización de frecuencias.

Por tal motivo hemos presentado una metodología de diseño aplicada a amplificadores de potencia utilizados en los sistemas de segunda, segunda plus y tercera generación de sistemas de comunicaciones móviles celulares de la siguiente manera:

6. Hemos investigado y planteado mediante modelos matemáticos las características de los parámetros del transreceptor.
7. Hemos analizando a cada una de las clases de amplificadores de potencia (A , B , AB , C , D Y EF) y definiendo cual de ellas ha sido las que mejores funcionamientos mostraron en las etapas de modelado, simulación y optimización, variando las características del dispositivo activo (transistor de potencia).

8. Hemos mejorado en gran medida los requerimientos del diseño en cuanto a linealidad, estabilidad, distorsión, productos de intermodulación, atenuación, consumo de potencia. Por ejemplo, en este último parámetro hemos tenido una mejora del 19.93%, tomando como referencia y validación trabajos de investigación similares desarrollados por el grupo de comunicaciones móviles de la UCSD [Asbeck, 1999].

Lo anterior lo podemos comprobar en la *figura 53* que representa la mejor respuesta del amplificador híbrido clase EF, después de aplicarse el proceso de optimización.

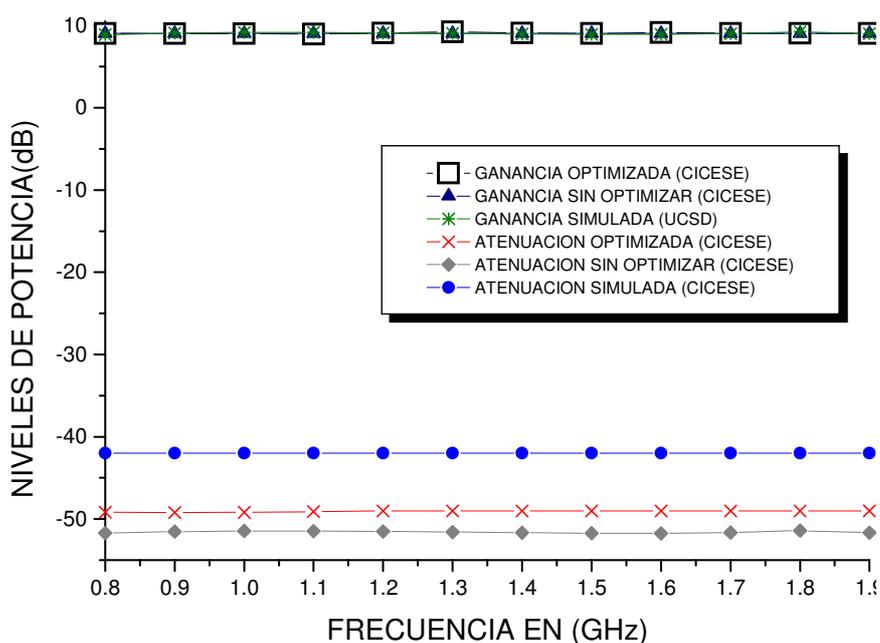


Figura 53.- Respuesta del amplificador clase EF, después de haber sido optimizado en ganancia y atenuación.

VII.2 Aportaciones

Las aportaciones de esta tesis se pueden resumir en los siguientes puntos:

1. Inicia la convergencia de conocimientos de dos disciplinas en el CICESE, las microondas y las comunicaciones móviles celulares.
2. Se contribuye con nuevos conocimientos en esta disciplina. Particularmente en los aspectos de modelado, simulación y optimización en el diseño del amplificador de potencia.
3. En base a los resultados obtenidos hemos mejorado la respuesta del amplificador en cuanto a:
 - a. Consumo de potencia en DC de un 19.93%.
 - b. Atenuación de -49dB comparando con los -42dB reportados.
 - c. Mínimos productos de intermodulación debido a la alta linealidad y estabilidad del amplificador.
 - d. Nivel de portadora máxima (9dB).
 - e. Buenos acoplamientos en los puertos de entrada y salida para garantizar la estabilidad del amplificador con valores por debajo de la referencia de 1 garantizando así la estabilidad del diseño.
4. Se proponen y se validan los parámetros de las principales clases de amplificadores clase (AB, EF), más allá del análisis tradicional de las clases (A, B, AB, C, D).
5. Podemos concluir entonces en base al análisis numérico de las respuestas del amplificador de potencia diseñado por nosotros una mejora en las prestaciones

del transreceptor comparado con los equivalentes reportados en la literatura acerca del tema.

VII.3 Trabajos Futuros

En los próximos años los teléfonos móviles serán más pequeños que los actuales y además del servicio de voz ofrecerán acceso a Internet e intranets, bases de datos remotas, videoconferencia, correo electrónico y fax. Estos dispositivos nos permitirán ver películas, escuchar música de alta fidelidad y realizar la compra por vía Internet.

En base al incremento que está teniendo la tecnología hoy en día el Grupo de Comunicaciones inalámbricas del CICESE, propone unas líneas de investigación las cuales mencionaremos a continuación:

Antenas inteligentes, Comercio electrónico (WAP, MeXe), Radio software, Modelos de propagación, y Diseño de amplificadores de potencia [Covarrubias, 2001].

En esta última línea de investigación, se recomienda como una continuación natural de esta tesis. Proponer un análisis similar con un amplificador de potencia clase S en el transreceptor (terminal móvil).

Y además desde luego, iniciar el diseño de un amplificador de muy bajo ruido para el terminal móvil y la estación base, considerando que las condiciones en la estación base son muy diferentes a la del terminal móvil, en cuanto a transmisión y recepción de la señal de portadora. Por tal motivo en la estación base nos interesa que la señal llegue con el menor ruido posible de ahí la proposición de este tema de investigación.

LITERATURA CITADA

Asbeck, Peter. Linear 1999 “Power Amplifiers”, University of California, San Diego Press-IEEE Press, U.S.A.

Cátedra, Manuel F., Jesús Pérez Arriaga 1999, “Cell Planning for Wireless Communications”, Artech House –Mobile communications Series, first edition, U.S.A. 109-129p.

Covarrubias Rosales, David H, Notas de la materia de Comunicaciones Móviles Celulares de Tercera Generación. CICESE. Abril del 2001.

Covarrubias Rosales, David H, Notas de la materia de Comunicaciones Móviles Celulares. CICESE. Octubre del 2000.

Gard, Kevin G, 2000 “Characterization of Spectral Regrowth in Microwave Amplifier Based on the Nonlinear Transformation of a Complex Gaussian Process”, Press-IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Press,U.S.A. 47(7):1059-1069p.

Garg, Vijay Kumar. 1996, “Wireless and Personal Communications” Systems,Prentice-Hall, U.S.A. 66-69p.

Gibson, Jerry D. 1996, "The Mobile Communications Handbook", CRC Press – IEEE Press, first edition, U.S.A. 363-364p.

Glass, Elizabeth C. 2000 "Application of Enhancement Mode Fet Technology for Wireless Subscriber Transmit/Receive Circuits", Press-IEEE Journal of Solid-State Circuits Press, U.S.A. 35(9):1276-1284p.

Hess Garry C 1993, "Land-Mobile Radio System Engineering", Artech House – Mobile communications Series, first edition, U.S.A. 38-46p.

Infante Galindo, Raúl. 2000, "Desarrollo de Modelos No-Lineales para el Análisis de la Distorsión por la Intermodulación en MesFet's y Hemt's Operando en Gran Señal" Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, CICESE. Ensenada, B.C. Tesis de Maestría en Ciencias.

Mendoza Urías, Nataniel. 2000, "Codificación de Canal para Servicios de Voz en Sistemas de Comunicaciones Móviles de Tercera Generación". Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, CICESE. Ensenada, B.C. Tesis de Maestría en Ciencias.

Park Hyun-Min, 2000 "A Predistorsion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique With Simplified Carrier Cancellation Scheme for Class-A and Class-AB Power Amplifier", Press-IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Press,U.S.A. 48(6):898-904p.

Parsons David. 1992 "The Mobile Radio Propagation Channel". Ed.John Wiley & Sons first edition, U.S.A. 72-98,108-134, 305-314 p.

Rappaport Theodore S 1996, "Wireless Communications: Principles and Practice"Prentice Hall PTR, first edition, U.S.A. 116-119p.

Tseng Peir-Der, 2000 "A 3V Monolithic SiGe HBT Power Amplifier for Dual-Mode (CDMA/AMPS) Cellular Handset Applications", Press-IEEE Journal of Solid-State Circuits Press,U.S.A. 35(9):1338-1344p.

William C.Y.Lee 1989. "Mobile Cellular Telecommunications Systems", CRC Press-IEEE Press first edition, U.S.A. 11-60p.

William Jakes 1994, "Microwave Mobile Communications", IEEE Press-IEEE Communications Society, first edition, U.S.A.79-131p

Zhou G.Tong, 2000 "Analysis of Spectral Regrowth of weakly Nonlinear Power Amplifier", Press-IEEE Communications Letters. Press,U.S.A. 4(11):357-359p.

GLOSARIO

ACPR.-Ajuste de Potencia de Rechazo de Canal.

AM-AM.- Amplitud Modulada - Amplitud Modulada.

AM-PM.- Amplitud Modulada-Fase Modulada.

AMPS.-Servicio Avanzado de Telefonía Móvil.

AWGN.- Ruido Blanco Auditivo gaussiano

BER.- Razón de Error de Bit

CDMA.- Acceso múltiple por división de código.

C/I.- Portadora a interferencia.

C/N.- Portadora a ruido.

CMOS.- Semiconductor complementario de óxido metálico.

DCS.-Servicio Digital Celular.

DSP.- Procesador digital de señales.

EIRP.-Energía isotrópica radiada de potencia.

ERP.- Potencia radiada efectiva.

FDD.-Duplexado por División de Frecuencia

GSM.-Sistema Global Móvil.

FDMA.-Acceso múltiple por división de frecuencia.

IMT-2000.-Telecomunicaciones Móviles Internacionales.

LOS.- Línea de Vista.

MMICAD.- Análisis y Diseño de Circuitos Integrados, Monolíticos y de Microondas.

PDC.- Celular Digital Personal.

PDF.- Distribución de Función de Probabilidad.

PIM.-Productos de Intermodulación.

PSD.-Densidad de Potencia Espectral

TDMA.-Acceso Múltiple por División de Tiempo.

RF.- Radio frecuencia.

UTRA.-Servicio Universal de telecomunicación Móvil Terrestre de Acceso por radio

VSWR.- Razón Estacionaria de la Onda de Voltaje.

WCDMA.- Ancha de banda por Acceso múltiple por división de código.

APÉNDICE A.

Las respuestas mostradas en el proceso de optimización de esta tesis se obtuvieron a través de las hojas características del transistor *UPC6815TB1*. Este transistor está diseñado para trabajar en los sistemas de RF. Como dispositivo de potencia en teléfonos celulares, debido a su bajo consumo de potencia de 2.4 a 3.3 y a su alta eficiencia de +2.5dBm y proporcionar una ganancia de potencia de hasta 12.5dB.

En base a estos valores se analizaron las hojas de datos para observar que estos cumplieran con los requisitos de diseños impuestos en el amplificador de potencia para los sistemas de comunicaciones móviles.

Por lo tanto en las siguientes hojas se mostrarán las respuestas del comportamiento que se obtuvo de este transistor en cuanto a diferentes parámetros como son voltaje, corriente, consumo de potencia, temperatura, respuesta en frecuencia, alta eficiencia, figura de ruido y algunas aplicaciones o ejemplos donde se pueden utilizar este transistor.

NEC

SILICON RFIC LOW CURRENT AMPLIFIER FOR CELLULAR/CORDLESS TELEPHONES

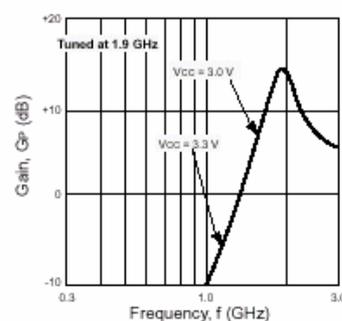
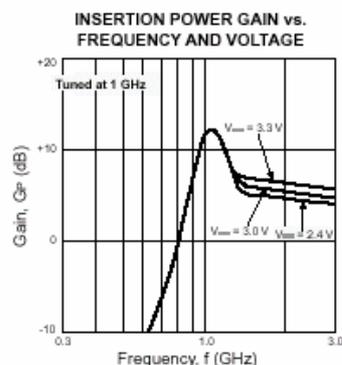
UPC8151TB**FEATURES**

- **SUPPLY VOLTAGE:** $V_{CC} = 2.4$ to 3.3 V
- **LOW CURRENT CONSUMPTION:**
UPC8151TB; $I_{CC} = 4.2$ mA TYP @ 3.0 V
- **HIGH EFFICIENCY:**
UPC8151TB; $P_{1dB} = +2.5$ dBm TYP @ $f = 1$ GHz
- **POWER GAIN:**
UPC8151TB; $G_P = 12.5$ dB TYP @ $f = 1$ GHz
- **OPERATING FREQUENCY:**
100 MHz to 1900 MHz (Output port LC matching)
- **EXCELLENT ISOLATION:**
UPC8151TB; ISOL = 38 dB TYP @ $f = 1$ GHz
- **HIGH DENSITY SURFACE MOUNTING:**
6 pin super minimold or SOT-363 package

DESCRIPTION

The UPC8151TB is a silicon RFIC designed as a buffer amplifier for cellular or cordless telephones. This low current amplifier operates on 3.0 V and is housed in a 6 pin super minimold package.

The IC is manufactured using NEC's 20 GHz fr NESAT™ III silicon bipolar process. This process uses silicon nitride passivation film and gold electrodes. These materials protect the chip surface from external pollution and prevent corrosion/migration. Thus, this IC has excellent performance, uniformity and reliability.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{OUT} = 3.0$ V, $Z_L = Z_S = 50 \Omega$, at LC matched frequency)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			UPC8151TB SO6		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
I_{CC}	Circuit Current, No signal	mA	2.8	4.2	5.8
G_P	Power Gain $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dB	9.5	12.5	14.5
			12.0	15.0	17.0
ISOL	Isolation $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dB	33.0	38.0	—
			29.0	34.0	—
P_{1dB}	Output Power at 1 dB Compression Point $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dBm	-1.0	+2.5	—
			-3.0	+0.5	—
NF	Noise Figure $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dB	—	6.0	7.5
			—	6.0	7.5
RL_{IN}	Input Return Loss (without matching circuit) $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dB	2.0	5.0	—
			1.0	4.0	—
RL_{OUT}	Output Return Loss (with external matching circuit) $f = 1.00$ GHz $f = 1.90$ GHz	dB		10.0	
				12.0	
IM_3	3rd Order Intermodulation Distortion $f_1 = 1.000$ GHz, $f_2 = 1.001$ GHz, $P_0(\text{each}) = -20$ dBm $f_1 = 1.900$ GHz, $f_2 = 1.901$ GHz, $P_0(\text{each}) = -20$ dBm	dBc		-62.0	
				54.0	

UPC8151TB**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹** (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{cc}	Supply Voltage	V	3.6
P _b	Total Power Dissipation ²	mW	200
T _A	Operating Temperature	°C	-40 to +85
T _{stg}	Storage Temperature	°C	-55 to +150

Notes:

1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. Mounted on a 50 x 50 x 1.6 mm epoxy glass PWB (T_A = 85°C).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
V _{cc}	Supply Voltage	V	2.4	3.0	3.3
T _A	Operating Temperature	°C	-40	+25	+85
f	Operating Frequency	MHz	100		1900

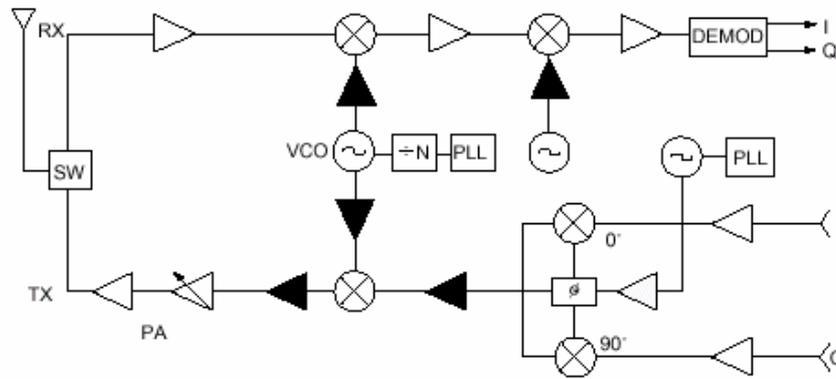
PIN FUNCTIONS

Pin No.	Symbol	Applied Voltage	Description	Internal Equivalent Circuit
1	INPUT		Signal input pin. An internal matching circuit provides a 50 Ω match over a wide bandwidth. This pin must be coupled to signal source with a blocking capacitor.	
4	OUTPUT	V _{cc} through external inductor.	Signal output pin. This output is designed as an open collector. Due to the high impedance output this pin should be externally equipped with an LC matching circuit.	
6	V _{cc}	2.4 to 3.3	Power supply pin. This pin should be externally equipped with a bypass capacitor to minimize ground impedance.	
2 3 5	GND	0	Ground pin. This pin should be connected to system ground with minimum inductance. Ground pattern on the board should be formed as wide as possible. All the ground pins must be connected together with wide ground pattern to minimize impedance difference.	

En la siguiente hoja se muestra un ejemplo acerca de un sistema digital celular utilizando este transistor y se observará el arreglo topológico para poder llevar a cabo dicho diseño.

TYPICAL APPLICATION EXAMPLE

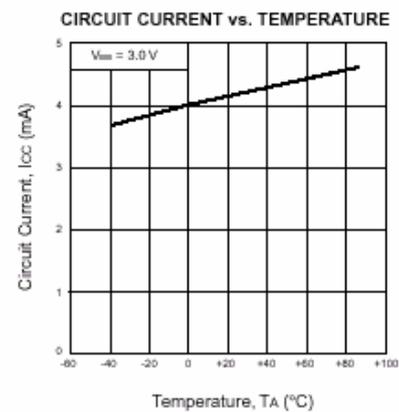
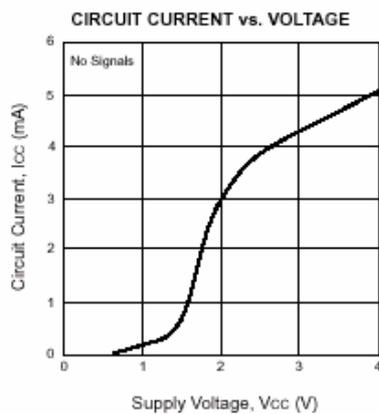
Location Examples in Digital Cellular



PRODUCT LINE-UP (TA = +25 °C, VCC = 3.0 V, ZL = ZS = 50 Ω)

PARAMETER PART NO.	I _{CC} (mA)	OUTPUT PORT MATCHING FREQUENCY						PACKAGES
		1 GHz			1.9 GHz			
		GP (dB)	ISOL (dB)	P _{1dB} (dBm)	GP (dB)	ISOL (dB)	P _{1dB} (dBm)	
UPC8128TB	2.8	12.5	39	-4.0	13.0	37	-4.0	6 pin super minimold
UPC8151TB	4.5	12.5	38	+2.5	15.0	34	+0.5	6 pin super minimold
UPC8152TB	5.6	23.0	40	-4.5	17.5	35	-8.5	6 pin super minimold

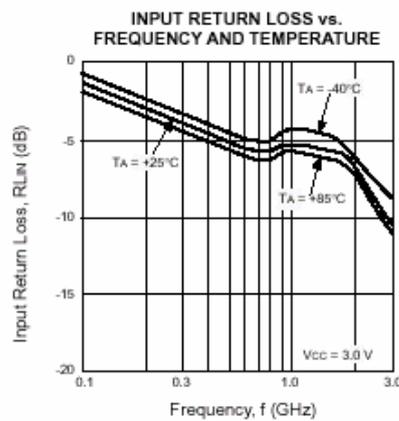
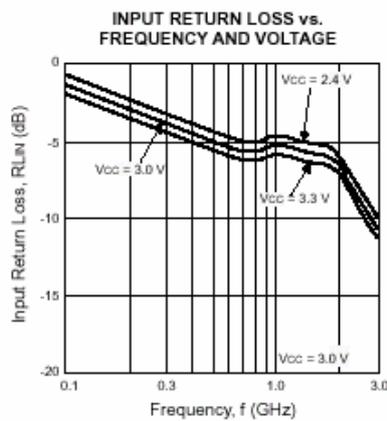
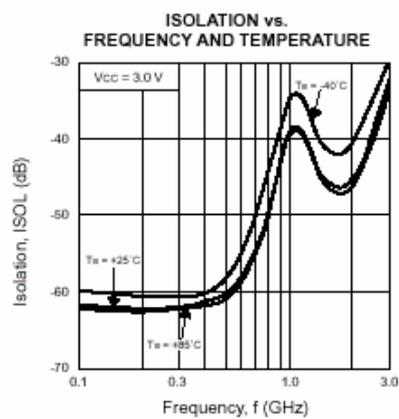
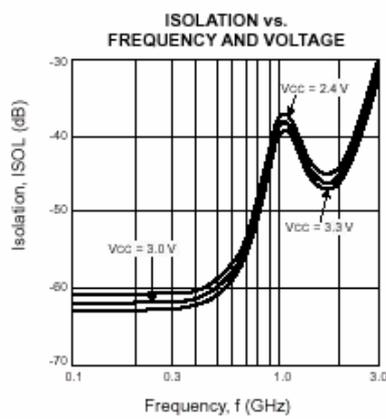
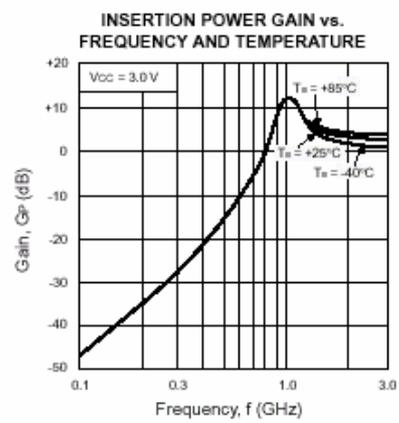
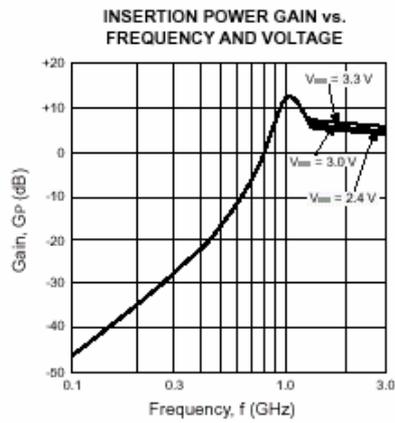
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C unless otherwise specified)



UPC8151TB

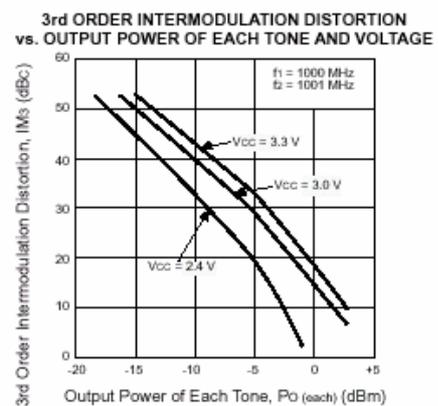
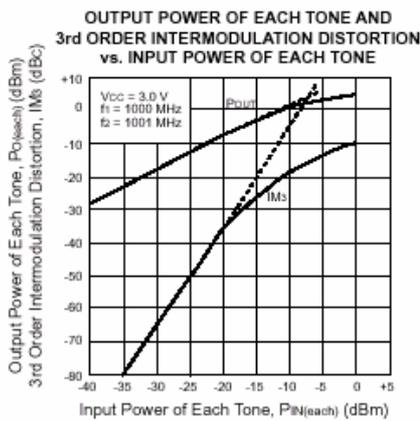
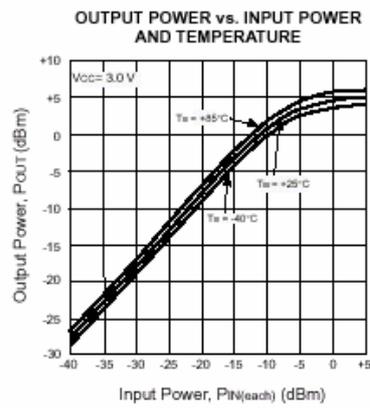
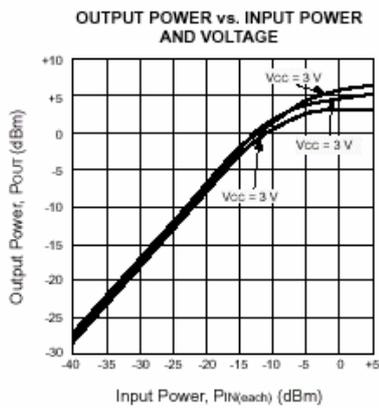
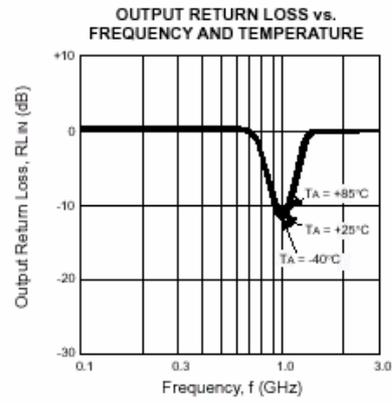
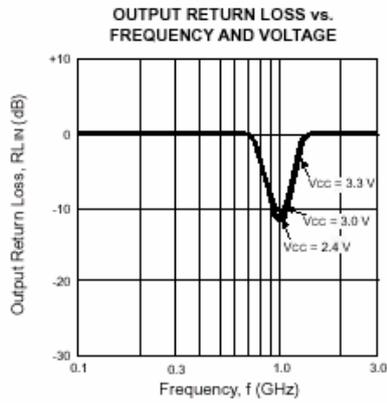
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C unless otherwise specified)

1.0 GHz OUTPUT PORT MATCHING



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C unless otherwise specified)

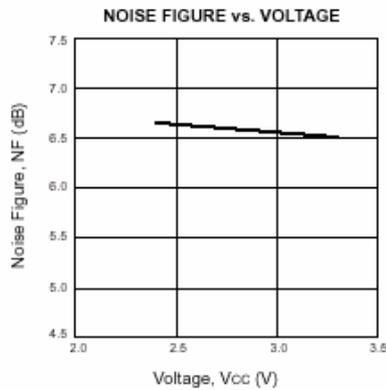
1.0 GHz OUTPUT PORT MATCHING



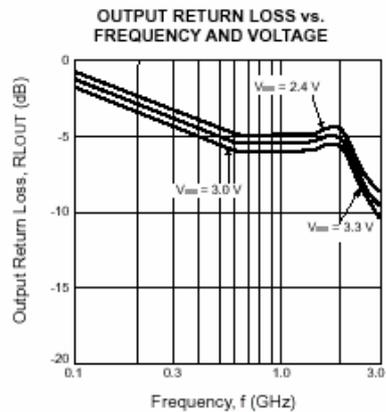
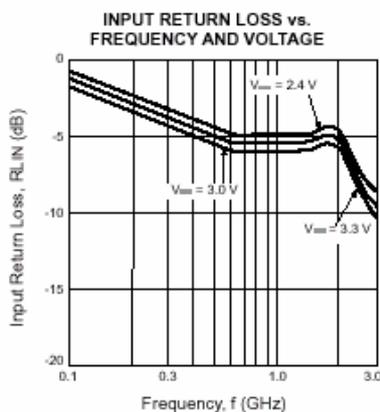
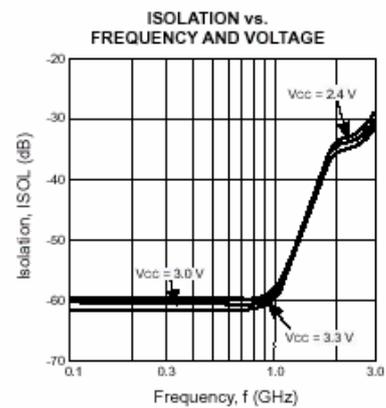
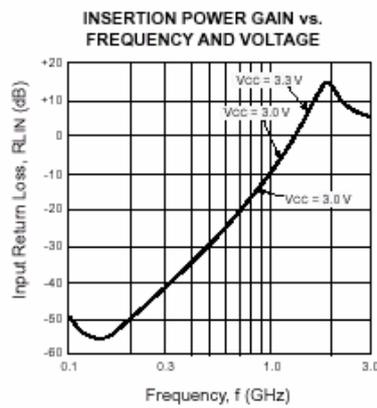
UPC8151TB

TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

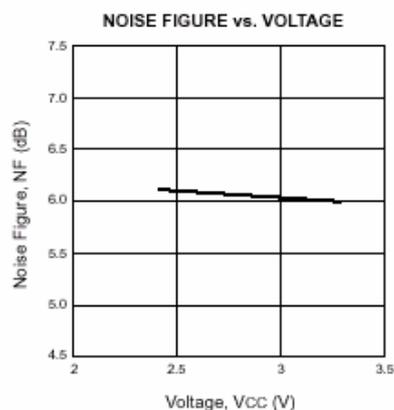
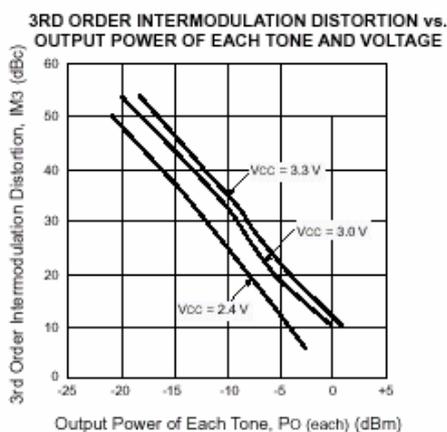
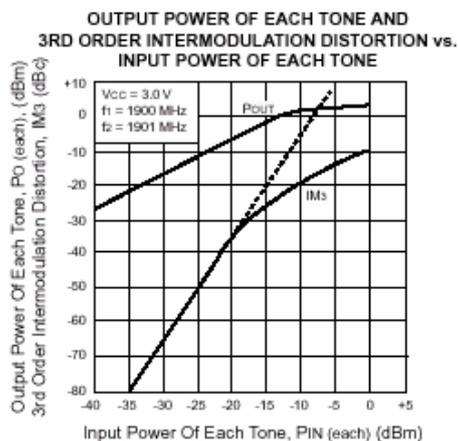
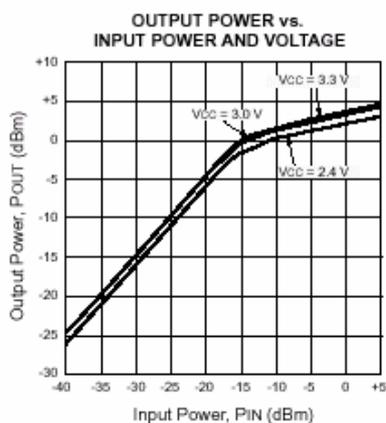
1.0 GHz Output Port Matching



1.9 GHz Output Port Matching



TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

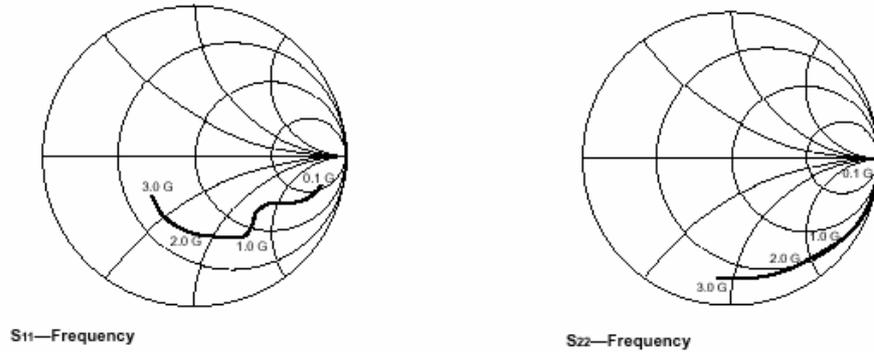
1.9 GHz Output Port Matching


Las gráficas mostradas anteriormente, muestran el comportamiento del transistor con diferentes parámetros como son frecuencia, potencia, temperatura, voltaje, corriente, aislamiento, productos de intermodulación entre otros.

A continuación se presentan los resultados de los parámetros dispersión (S), los cuales fueron tomados como referencia para poder llevar a cabo el proceso de diseño los cuales fueron explicados en los capítulos IV y V de esta tesis.

UPC8151TB

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25° C)



V_{CC} = V_{OUT} = 3.0 V, I_{CC} = 4.2 mA

FREQUENCY MHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
100	.843	-16.0	1.202	-178.9	.000	69.5	.996	-3.3
200	.752	-27.1	1.197	-177.5	.003	120.2	1.009	-6.9
300	.666	-32.4	1.221	-175.4	.003	103.2	.998	-9.9
400	.603	-36.8	1.299	-174.5	.004	92.8	.986	-13.8
500	.555	-40.5	1.398	-174.0	.005	88.8	.968	-17.3
600	.528	-44.8	1.513	-174.9	.005	95.2	.968	-20.4
700	.517	-49.9	1.691	-176.2	.007	67.5	.971	-23.1
800	.525	-54.4	1.815	-178.2	.007	72.4	.972	-25.8
900	.545	-58.9	2.008	179.5	.006	84.5	.960	-29.3
1000	.571	-62.8	2.189	175.7	.009	78.3	.936	-32.8
1100	.580	-67.3	2.399	171.2	.007	60.0	.926	-36.3
1200	.588	-71.3	2.560	165.9	.007	89.5	.933	-39.5
1300	.571	-76.4	2.736	157.5	.008	67.2	.941	-42.0
1400	.563	-82.3	2.865	151.3	.008	79.6	.930	-45.0
1500	.553	-88.8	2.946	143.3	.006	79.9	.906	-48.1
1600	.552	-95.2	3.077	137.0	.006	91.4	.895	-51.5
1700	.551	-101.5	3.083	130.1	.009	102.3	.888	-54.8
1800	.550	-107.5	3.174	123.9	.009	100.5	.884	-57.3
1900	.536	-113.3	3.164	117.4	.006	109.5	.885	-60.5
2000	.517	-119.8	3.193	110.7	.009	115.9	.881	-63.4
2100	.495	-127.1	3.149	104.4	.010	124.2	.870	-66.6
2200	.484	-135.3	3.143	97.3	.011	122.4	.867	-69.8
2300	.484	-142.6	3.135	90.5	.012	131.7	.866	-72.3
2400	.490	-148.5	3.120	83.5	.015	138.1	.868	-75.5
2500	.499	-152.5	3.053	78.4	.016	136.3	.866	-78.7
2600	.499	-155.8	2.991	71.4	.018	142.9	.864	-82.5
2700	.485	-157.4	2.958	68.0	.018	143.9	.858	-86.6
2800	.464	-160.6	2.810	62.9	.021	142.5	.852	-89.7
2900	.439	-164.1	2.866	57.5	.022	149.3	.872	-93.4
3000	.416	-168.6	2.713	54.5	.025	148.4	.864	-96.6
3100	.403	-173.6	2.635	48.0	.030	143.6	.867	-101.0

De estos valores solo se toma en cuenta el intervalo de frecuencia de 800 a 1900MHz para poder optimizar las clases de amplificadores de potencia AB y EF, para ser usados en los sistemas digitales de comunicaciones móviles y mejorar con ello la relación (C/I) de 9dB.