

TESIS DEFENDIDA POR  
**Martha Haydee Carolina Sánchez Muñiz**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

---

Dr. Arturo Velázquez Ventura

*Director del Comité*

---

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

*Miembro del Comité*

---

MC Ricardo Arturo Chávez Pérez

*Miembro del Comité*

---

Dra. Ana Isabel Martínez García

*Miembro del Comité*

---

Dr. Fernando Casadevall Palacio

*Miembro del Comité*

---

Dr. Arturo Velázquez Ventura

*Coordinador del programa en Electrónica y  
Telecomunicaciones*

---

Dr. Raúl Ramón Castro Escamilla

*Director de Estudios de Posgrado*

Ensenada, B. C., México, 9 de septiembre del 2005

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



---

**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS  
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

**ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE LINEALIZACIÓN DE  
AMPLIFICADORES DE POTENCIA**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

**MARTHA HAYDEE CAROLINA SÁNCHEZ MUÑIZ**

Ensenada, Baja California, México, Septiembre del 2005.

## CONTENIDO

	<b>Página</b>
<b>I. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<i>I.1 Motivación.....</i>	1
<i>I.2 Planteamiento del problema.....</i>	3
<i>I.3 Antecedentes del problema.....</i>	4
<i>I.4 Objetivos.....</i>	5
<i>I.5 Metas.....</i>	5
<i>I.6 Metodología.....</i>	6
<i>I.7 Organización del trabajo.....</i>	6
<b>II. AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....</b>	<b>8</b>
<i>II.1 Caracterización de los amplificadores de potencia.....</i>	8
II.1.1 Ganancia.....	9
II.1.2 Caracterización de ruido.....	11
<i>II.1.2.1 Figura de ruido.....</i>	12
II.1.3 Estabilidad.....	13
II.1.4 Comportamiento no lineal.....	16
II.1.5 Rango dinámico.....	19
<i>II.2 Distorsión.....</i>	20
II.2.1 Prueba para una frecuencia de entrada.....	21
II.2.2 Prueba a dos frecuencias de entrada, productos de intermodulación y distorsión por modulación cruzada.....	22
II.2.3 Efecto de no linealidades. Ensanchamiento espectral. Invasión en el canal adyacente (ICA).....	25
<i>II.3 Linealización.....</i>	27
II.3.1 Criterios de validación de un “linealizador”.....	27
<i>II.4 Clasificación de los amplificadores de potencia.....</i>	28
II.4.1 Clase A.....	30
II.4.2 Clase B y AB.....	33
II.4.3 Clase C.....	36
<i>II.4.3.1 Fuentes de corriente.....</i>	36
<i>II.4.3.2 Saturación.....</i>	41
<i>II.4.3.3 Modo de mezclado.....</i>	45
II.4.4 Otras clases de operación.....	47
<i>II.4.4.1 Clase D.....</i>	47
<i>II.4.4.2 Clase E.....</i>	49
<i>II.4.4.3 Clase F.....</i>	49
<i>II.4.4.4 Clase G.....</i>	49
<i>II.4.4.5 Clase H.....</i>	49

## CONTENIDO (continuación)

	<b>Página</b>
<i>II.5 Diseño de un amplificador de potencia para entornos móviles.....</i>	50
II.5.1 Amplificadores de potencia para aplicaciones de transmisión.....	50
II.5.2 Especificaciones del diseño del amplificador de potencia.....	51
<b>III. ENTORNOS MULTIPORTADORAS.....</b>	<b>55</b>
III.1 Sistemas de acceso multiple.....	55
III.2 El principio multiportadora.....	58
III.3 Modulaciones.....	62
III.4 Esquemas multiportadoras CDMA.....	64
<b>IV. TÉCNICAS DE LINEALIZACION.....</b>	<b>66</b>
IV.1 Feedforward.....	66
IV.1.1 Linealizador feedforward adaptivo.....	72
IV.2 Predistorsión.....	73
IV.2.1 Predistorsión basada en RF.....	76
IV.3 Retroalimentación.....	79
IV.3.1 Retroalimentación cartesiana.....	81
<b>V. SIMULACIÓN DE LAS TECNICAS DE LINEALIZACION (ADS Y GENESYS).....</b>	<b>86</b>
V.1 Simulación de un amplificador de potencia con linealización feedforward.....	86
V.2 Linealizador feedforward implementado en GENESYS®.....	87
V.2.1 Implementación.....	88
V.2.2 Especificación de parámetros para la simulación.....	92
V.2.3 Resultados de la simulación.....	94
V.2.4 Conclusiones de la simulación con GENESYS®.....	101
<b>V.3 Feedforward implementado en ADS®.....</b>	<b>102</b>
<b>V.3.1 Implementación.....</b>	<b>102</b>
<b>V.3.2 Especificación de parámetros para la simulación.....</b>	<b>104</b>
V.3.3 Resultados de la simulación .....	106

V.3.4 Optimización.....	112
V.3.5 Conclusiones de la simulación con ADS® .....	117
<b>V.4 Predistorsión implementada en ADS®.....</b>	<b>118</b>
<b>V.4.1</b>	
<b><i>Implementación.....</i></b>	<b>118</b>
<b><i>V.4.2 Especificación de parámetros para la simulación.....</i></b>	<b>123</b>
V.4.3 Pasos y resultados.....	123
V.4.4 Conclusiones de la simulación con ADS® .....	160

## CONTENIDO (continuación)

	<b>Página</b>
<b>V.5 Retroalimentación implementada en ADS®.....</b>	<b>160</b>
<b>V.5.1 Implementación.....</b>	<b>161</b>
<b>V.5.2 Especificación de parámetros para la simulación.....</b>	<b>165</b>
V.5.3 Resultados de la simulación .....	168
V.5.4 Conclusiones de la simulación con ADS® .....	172
<b>V.6 Comparación de resultados.....</b>	<b>173</b>
<b>VI. CONCLUSIONES.....</b>	<b>173</b>
VI.1 Aportaciones.....	175
VI.2 Trabajo futuro.....	176
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>177</b>

## LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
1	Red de dos puertos de un transistor amplificador.....	9
2	Acoplamiento FET de máxima ganancia.....	10
3	(a) Representación de la potencia de ruido equivalente y (b) temperatura de ruido de un amplificador.....	11
4	Ejemplos de (a) estabilidad incondicional y (b) estabilidad condicional para $ S_{11}  < 1$ .....	17
5	Se muestra el espectro de las dos señales a las frecuencias $f_1$ y $f_2$ y sus productos de intermodulación.....	18
6	Variación de la potencia de salida y productos de intermodulación con la potencia de entrada de un amplificador no lineal.....	19
7	Balance de potencias en un dispositivo físico.....	21
8	Representación del punto a 1 dB de compresión.....	22
9	Circuito básico de configuración en línea de los amplificadores clase A, AB, B o C.....	28
10	Amplificadores push-pull clase A, AB, B o C; (a) circuito básico, (b) implementación usual.....	29
11	Formas de ondas del amplificador clase A.....	31
12	Formas de onda del amplificador push-pull clase B.....	33
13	Forma de onda del pulso de corriente de colector en amplificadores clase C de fuente de corriente.....	37
14	Formas de onda en el amplificador clase C de fuente de corriente.....	38
15	Forma de onda del pulso de la corriente de colector en amplificadores saturados clase C.....	42
16	Amplificador clase C en modo de	45

	mezclado.....	
17	Formas típicas de un amplificador clase C en modo de mezclado.....	48
18	Arquitectura SCPA.....	59
19	Arquitectura MCPA.....	60
20	Concepto de feedforward.....	67
21	Linealizador feedforward.....	68
22	Linealizador feedforwarda adaptivo.....	72
23	Principio de predistorsión.....	74
24	Esquema del predistorsionador RF.....	77
25	Linealizador de retroalimentación negativa.....	79
26	Diagrama del lazo cartesiano.....	82
27	Linealizador feedforward.....	87
28	Linealizador feedforward implementado en GENESYS®.....	88
29	Señal de entrada.....	92
30	Señal de entrada.....	94
31	Señal a la salida del amplificador principal.....	95
32	Amplitud de la señal de error.....	95

**LISTA DE FIGURAS (continuación)**

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
33	Fase de la señal de error.....	96
34	Amplitud de la señal de error.....	97
35	Fase de la señal de error.....	97
36	Señal de error a la salida del amplificador de error.....	98
37	Amplitud de la señal de salida.....	99
38	Fase de la señal de salida.....	99
39	Señal de salida.....	100

40	Fase de la señal de salida.....	101
41	Linealizador feedforward.....	102
42	Linealizador feedforward implementado.....	103
43	Ventana de Balance Armónico.....	105
44	Señal de entrada.....	107
45	Señal a la salida del amplificador principal.....	107
46	Amplitud de la señal de error.....	108
47	Fase de la señal de error.....	108
48	Amplitud de la señal de error.....	109
49	Fase de la señal de error.....	109
50	Señal de error a la salida del amplificador de error.....	110
51	Amplitud de la señal de salida.....	111
52	Fase de la señal de salida.....	111
53	Señal de salida.....	112
54	Fase de la señal de salida.....	112
55a	Linealizador feedforward optimizado.....	113
55b	Controladores del linealizador feedforward optimizado.....	113
56	Amplitud de la señal de error.....	114
57	Fase de la señal de error.....	114
58	Amplitud de la señal de salida.....	115
59	Fase de la señal de salida.....	115
60	Señal de salida.....	116
61	Fase de la señal de salida.....	116
62	Esquema del predistorsionador RF.....	118
63a	Linealizador de predistorsión basada en RF implementado.....	119
63b	Controladores empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF.....	119
64	Ventana de Balance Armónico.....	123
65a	Paso 1 del predistorsionador RF.....	124
65b	Controladores empleados en el paso 1 del predistorsionador RF.....	124
66a	Resultados del paso 1 del predistorsionador RF.....	126
66b	Resultados del paso 1 del predistorsionador RF.....	126
66c	Resultados del paso 1 del predistorsionador RF.....	127
67a	Resultados del paso 1 del predistorsionador RF.....	128

**LISTA DE FIGURAS (continuación)**

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
67b	Resultados del paso 1 del predistorsionador RF.....	129
68a	Paso 2 del predistorsionador RF.....	129
68b	Controladores empleados en el paso 2 del predistorsionador RF.....	130
69a	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	131
69b	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	131
69c	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	132
70a	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	132
70b	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	133
70c	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	133
70d	Resultados del paso 2 del predistorsionador RF.....	134
71a	Paso 3 del predistorsionador RF.....	135
71b	Controladores empleados en el paso 3 del predistorsionador RF.....	135
72a	Resultados del paso 3 del predistorsionador RF.....	136
72b	Resultados del paso 3 del predistorsionador RF.....	137
72c	Resultados del paso 3 del predistorsionador RF.....	137
73a	Resultados del paso 3 del predistorsionador RF.....	138
73b	Resultados del paso 3 del predistorsionador RF.....	139
74a	Paso 4 del predistorsionador RF.....	139
74b	Controladores empleados en al paso 4 del predistorsionador RF.....	140
75a	Resultados del paso 4 del predistorsionador RF.....	140

75b	Resultados del paso 4 del predistorsionador RF.....	141
75c	Resultados del paso 4 del predistorsionador RF.....	142
76a	Resultados del paso 4 del predistorsionador RF.....	142
76b	Resultados del paso 4 del predistorsionador RF.....	143
77a	Paso 5 del predistorsionador RF.....	144
77b	Controladores empleados en el paso 5 del predistorsionador RF.....	144
78a	Resultados del paso 5 del predistorsionador RF.....	145
78b	Resultados del paso 5 del predistorsionador RF.....	146
78c	Resultados del paso 5 del predistorsionador RF.....	146
79a	Resultados del paso 5 del predistorsionador RF.....	147
79b	Resultados del paso 5 del predistorsionador RF.....	148
80a	Paso 6 del predistorsionador RF.....	149
80b	Controladores empleados en el paso 6 del predistorsionador RF.....	149
81a	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	150
81b	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	151
81c	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	151
82a	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	152
82b	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	152
82c	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	153
82d	Resultados del paso 6 del predistorsionador RF.....	154
83a	Paso 7 del predistorsionador RF.....	154

**LISTA DE FIGURAS (continuación)**

<i>Figura</i>	<i>Página</i>
83b Controladores empleados en el paso 7 del predistorsionador RF.....	155
84a Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	156
84b Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	156
84c Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	157
85a Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	158
85b Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	158
85c Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	159
85d Resultados del paso 7 del predistorsionador RF.....	159
86 Linealizador de retroalimentación cartesiana.....	161
87a Linealizador de retroalimentación cartesiana lazo abierto.....	162
87b Controladores empleados en el linealizador de retroalimentación cartesiana lazo abierto.....	162
88a Linealizador de retroalimentación cartesiana lazo cerrado.....	163
88b Controladores empleados en el linealizador de retroalimentación cartesiana lazo cerrado.....	163
89 Ventana de envolvente.....	167
90 Parte real de la portadora de la modulación RF.....	169
91 Potencia de la envolvente.....	169
92 Espectro de la señal generada.....	170
93 Parte real de la portadora de la modulación RF.....	170
94 Potencia de la envolvente.....	171
95 Espectro de la señal generada.....	172

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla</b>		<b>Página</b>
I	Comparación de las características del AP para sistemas populares de comunicaciones inalámbricas.....	51
II	Características del amplificador principal.....	87
III	Acopladores.....	89
IV	Atenuadores variables.....	89
V	Desfazadores.....	90
VI	Amplificadores de potencia.....	91
VII	Retardos.....	91
VIII	Divisor.....	92
IX	Acopladores, atenuadores y desfazadores.....	103
X	Amplificadores de potencia.....	104
XI	Retardos y divisores de potencia.....	104
XII	Fuentes y carga terminal.....	104
XIII	Acopladores y atenuador.....	120
XIV	Amplificador de potencia.....	120
XV	Retardos y divisores de potencia.....	120
XVI	Fuentes y carga terminal.....	121
XVII	Ajustadores de ganancia compleja.....	121
XVIII	Probadores de corriente.....	121
XIX	Fuentes no lineales VCVS.....	122
XX	LPF, resistencia, acoplador híbrido y un multiplicador.....	122
XXI	Acoplador, atenuador, desfazador y resistencia.....	164
XXII	Amplificador de potencia.....	164
XXIII	Características del amplificador MRF9742.....	164
XXIV	Modulador, demodulador y circuito comparador.....	165
XXV	Fuente de modulación, fuente de RF, fuente DC y probador de corriente.....	165
XXVI	Características del estándar CDMA-IS95.....	166
XXVII	Resultados de las distintas modulaciones.....	168
XXVIII	Comparación de resultados.....	173
XXIX	Comparación entre técnicas.....	175

**RESUMEN** de la tesis de **Martha Haydee Carolina Sánchez Muñiz**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Septiembre de 2005.

## **ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE LINEALIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA.**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Arturo Velázquez Ventura  
Director de Tesis

En los últimos años se ha presentado un crecimiento masivo en la demanda de servicios en el sector de las comunicaciones móviles en el ámbito mundial y en particular en nuestro país. La principal actividad en investigación en dicha área se encuentra en la telefonía móvil, de modo que la inmensa mayoría de sus aplicaciones están orientadas a la transmisión de voz. Sin embargo el rápido crecimiento de los servicios de INTERNET y la tendencia natural de los usuarios a disponer de este tipo de servicios incluso en un entorno móvil, hace prever que a muy corto plazo se requiera disponer de nuevos sistemas de transmisión capaces de operar a altas velocidades de transmisión de datos en anchos de banda moderados. En este contexto ya no será posible utilizar modulaciones de envolvente constante, como GMSK utilizada en el sistema GSM, sino que será obligatorio utilizar modulaciones multinivel.

Cuando se plantea el uso de modulaciones multinivel uno de los elementos más críticos dentro de la cadena de transmisión es el amplificador de potencia, ya que este elemento presenta en mayor o menor grado una cierta característica no-lineal, que en el caso de amplificar modulaciones de envolvente no constante se traduce en una expansión del espectro que produce un cierto nivel de potencia radiada en los canales adyacentes. Por otro lado, la linealidad del amplificador es tanto mayor como más alejado esté su punto de trabajo del denominado nivel de compresión a 1 dB, valor que determina el máximo nivel de señal a la entrada antes de que los efectos de la saturación del amplificador sean apreciables. Sin embargo operar con un punto de trabajo muy alejado del nivel de compresión implica una gran penalización en términos de eficiencia en potencia del amplificador. Por esta razón, en la literatura se han planteado en los últimos años una serie de técnicas de linealización del amplificador de potencia tendientes a garantizar un elevado

punto de trabajo (con eficiencia óptima en potencia) manteniendo un nivel acotado (bajo) de distorsión en la señal amplificada.

El propósito de este trabajo de tesis consiste en realizar un estudio comparativo mediante simulación con herramientas CAD de las prestaciones de tres de las técnicas de linealización existentes (Feedforward o pre-compensación, Predistorsión y Retroalimentación), para evaluar de forma simple y precisa, tomando en consideración todas las posibles imperfecciones de una implementación práctica, las prestaciones del sistema cifradas en términos de nivel de potencia radiada en el canal adyacente y rendimiento en potencia del amplificador. También se extiende el estudio a entornos multiportadora, en donde con un único amplificador de potencia de gran ancho de banda se pretende amplificar las señales moduladas correspondientes a las distintas portadoras asignadas a una estación base.

**Palabras clave:** Linealización, amplificadores de potencia, distorsión y técnicas de linealización, entornos multiportadora.

**ABSTRACT** of the thesis presented by **Martha Haydee Carolina Sánchez Muñiz** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico. September 2005.

## **A COMPARATIVE STUDY OF LINEARIZATION TECHNIQUES FOR POWER AMPLIFIERS.**

In the last years we have seen an increasing demand of services in the mobile communications sector both at international and domestic levels. The main research activity is focused in the mobile telephony field so most of the applications are voice transmission oriented. However, the rapid growth in INTERNET services and the natural tendency to have at one's disposal this kind of services makes believe that in the short term it will be required to have new transmission systems capable of operating at high data rates with moderate bandwidths. In this context it will not be possible to use constant envelope modulation, as GMSK used in GSM systems, but it will be mandatory to use some kind of multilevel modulation.

The increasing demand for spectral efficiency in radio communications makes multilevel linear modulation schemes such as QAM (quadrature amplitude modulation) more and more attractive. Since their envelopes fluctuate, these schemes are more sensitive to power amplifier nonlinearities, the major contributors to nonlinear distortion in microwave transmitters. An obvious solution is to operate the power amplifier in the linear region where the average output power is much smaller than the amplifier's saturation power (larger output back off). But this increases cost, reduces efficiency, and consumes more power since more stages are required in the amplifier to maintain a given transmitted power level. Thus much DC power consumed. With power efficiency a critical consideration for systems that are battery operated or require small enclosures where heat dissipation is a problem.

The purpose of this project thesis is to carry out a comparative study of three of the most popular schemes for power amplifier linearization: Feedforward, Predistortion and Feedback techniques, by means of simulation with CAD tools using commercial software. Also the study is extended to multicarrier environment, where a single amplifier of moderate bandwidth is intended to amplify the modulated signals corresponding to the different carriers assigned to a base station.

**Keywords:** Linearization, power amplifiers, distortion, linearization techniques, multicarrier environment.

# *Capítulo I*

## *Introducción*

### **I.1 Motivación**

***En los últimos años se ha presentado un crecimiento masivo en la demanda de servicios en el sector de las comunicaciones móviles en el ámbito mundial y en particular en nuestro país. La principal actividad en investigación en dicha área se encuentra en la telefonía móvil, de modo que la inmensa mayoría de sus aplicaciones están orientadas a la transmisión de voz. Sin embargo, el rápido crecimiento de los servicios de Internet y la natural tendencia de los usuarios a disponer de este tipo de servicios incluso en un entorno móvil, hace prever que a muy corto plazo se requiera disponer de nuevos sistemas de transmisión capaces de operar a altas velocidades de transmisión de datos en anchos de banda moderados. En este contexto ya no será posible utilizar modulaciones de envolvente constante, como GMSK utilizadas en el sistema GSM, sino que será obligatorio***

*utilizar modulaciones multinivel como las planteadas por la nueva propuesta de estándar EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution), considerada dentro de ETSI (European Telecommunication Standard Institute) [Casadevall, 1999].*

*Cuando se considera el uso de modulaciones multinivel uno de los elementos más críticos dentro de la cadena de transmisión es el amplificador de potencia (AP). En efecto, se sabe que cualquier AP presenta en mayor o menor grado una cierta característica no lineal, que en el caso de amplificar modulaciones de envolvente no constante se traduce en una expansión del espectro que produce un cierto nivel de potencia radiada en los canales adyacentes. Por otro lado, la linealidad del amplificador es tanto mayor cuanto más alejado esté su punto de trabajo del denominado nivel de compresión a 1 dB, valor que determina el máximo nivel de señal a la entrada antes de que los efectos de la saturación del amplificador sean apreciables. Sin embargo, operar con un punto de trabajo muy alejado del nivel de compresión implica una gran penalización en términos de eficiencia de potencia del amplificador, que no es admisible en*

***absoluto en equipos operados con baterías como es el caso del terminal móvil [Struble et al., 1997].***

Desafortunadamente, los AP que presentan una alta eficiencia en potencia, tales como los amplificadores clase B y C, introducen un comportamiento no lineal remarcado, que junto con los esquemas de modulaciones lineales, provocan interferencias en posibles canales adyacentes. Por esta razón, en la literatura se han planteado en los últimos años una serie de técnicas de linealización del AP tendientes a garantizar un elevado punto de trabajo (con eficiencia óptima en potencia) manteniendo un nivel acotado (bajo) de distorsión en la señal amplificada [Katz, 2001].

## **I.2 Planteamiento del problema**

***La principal característica de los sistemas de comunicaciones móviles es la de facilitar la comunicación entre dos usuarios en movimiento. El aumento de la densidad de usuarios de los sistemas de comunicación obliga a una mayor reutilización de las frecuencias y a recurrir a esquemas de modulación de elevada eficiencia espectral. Estos esquemas de modulación requieren del uso de AP lineales, de lo contrario toda la eficiencia espectral ganada con el uso de modulaciones***

***lineales se perdería por el efecto de ensanchamiento espectral asociado a las no linealidades del AP. A este factor hay que agregarle la conveniencia de disponer de equipos portátiles ligeros, de elevada autonomía y dimensiones reducidas [Padgett et al., 1995].***

Las modulaciones de amplitud no constante, capaces de soportar mayores velocidades de transmisión en un mismo ancho de banda, han dado mayor importancia al buen aprovechamiento del espectro radioeléctrico, lo cual puede conseguirse utilizando AP altamente lineales que minimicen no solo la emisión fuera de la banda de frecuencia asignada, sino que también reduzcan las distorsiones dentro de la banda ya que representan un problema más grave por no poder suprimirse con un simple filtrado. Una de las soluciones para satisfacer los requisitos de ancho de banda sin sacrificar la eficiencia en potencia de los amplificadores es el uso de linealizadores [Bertrán y Zozaya, 2003].

Las comunicaciones móviles celulares requieren del empleo de técnicas de diseño y construcción del amplificador de potencia así como el desarrollo de mejores técnicas de linealización. Mediante el empleo de las técnicas de linealización, se busca mejorar las prestaciones de los amplificadores de potencia, en particular, se requiere minimizar las interferencias, que son la principal causa de limitaciones de los sistemas en ambientes celulares del tipo CDMA. El parámetro de linealidad está muy relacionado con el nivel de potencia de cada usuario móvil [Tee y Gray, 1997].

### **I.3 Antecedentes del problema**

En los inicios (de 1895 a mediados de los años 20) de las comunicaciones inalámbricas se generaba potencia de RF por medio de técnicas de chispa, arco y alternadores. Con la aparición del audión de DeForest en 1907, los tubos de vacío termoiónicos ofrecían un medio de generar y controlar electrónicamente las señales de RF, los APs de tubo de vacío dominaron desde finales de la década de los 20 hasta mediados de los 70s. Los dispositivos discretos de estado sólido de potencia de RF comenzaron a aparecer a finales de los 60s con la introducción del transistor bipolar de silicio, igualmente, los GaAs MESFETs aparecieron en el mercado a finales de los 70s ofreciendo dispositivos de estado sólido de potencia para las frecuencias bajas de microondas (hasta unos cuantos GHz). La introducción de los dispositivos de estado sólido trajeron consigo el uso de voltajes bajos, corrientes altas y resistencias de carga relativamente bajas.

En los 90s aparecen los nuevos dispositivos de estado sólido HEMT, pHEMT, HFET y HBT usando una gran variedad de materiales como son InP, SiC y GaN. Estos dispositivos ofrecen amplificación hasta 100 GHz o más y en muchos de los casos se desarrollan en forma de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs). La combinación del procesamiento digital de señales y el control de microprocesadores permiten el uso extenso de técnicas complicadas como son retroalimentación y predistorsión para mejorar la eficiencia y la linealidad.

Existen muchas aplicaciones modernas para los amplificadores de potencia: las frecuencias desde VLF (Very Low Frequency) hasta ondas milimétricas (MMW) se

emplean ampliamente para comunicación, navegación y radiodifusión. La potencia de salida varía desde 10 mW, en distancias cortas para sistemas inalámbricos, hasta 1MW en transmisores de radiodifusión de largo alcance. Los APs y los transmisores también se utilizan en sistemas tales como radar, calentamiento con RF, generación de plasma, preamplificadores para láseres, generación de imágenes de resonancia magnética y en convertidores DC/DC miniatura [Raab et al., 2002], entre otros.

#### **I.4 Objetivos**

Realizar un estudio comparativo entre las técnicas de linealización de amplificadores de potencia más populares como son: Feedforward o pre-compensación, Predistorsión y Retroalimentación mediante simulaciones con herramientas CAD (Diseño Asistido por Computadora) utilizando los simuladores ADS® y GENESYS®. También se plantea extender el estudio a entornos multiportadora, en donde con un único amplificador de potencia de amplio ancho de banda se pretende amplificar las señales moduladas correspondientes a las distintas portadoras asignadas a una estación base.

#### **I.5 Metas**

A continuación se describen las principales metas que se tienen planteadas en este trabajo de tesis:

- Entendimiento de las técnicas de linealización y los entornos multiportadora
- Estudio de las características de amplificadores de potencia aplicables en entornos móviles

- Implementación de las diferentes técnicas de linealización en el simulador ADS®
- Realización de un estudio comparativo entre las técnicas de linealización

## **I.6 Metodología**

Se plantea utilizar los paquetes informáticos de simulación ADS® y GENESYS® para evaluar de forma simple y precisa, considerando todas las posibles imperfecciones de una implementación práctica, las prestaciones del sistema cifradas en términos de nivel de potencia radiada en el canal adyacente y rendimiento en potencia del amplificador. Como elemento testigo, se definirá un amplificador de potencia en ADS® con las características de un amplificador comercial sobre el cual se realizará el estudio comparativo de las técnicas de linealización consideradas.

## **I.7 Organización del trabajo**

El contenido de la presente tesis está organizado de la siguiente manera: en el **Capítulo II** se presentan los conceptos básicos para abordar el problema de estudio, mencionándose las características de los amplificadores de potencia así como su clasificación. También se presentan las características sobresalientes que se deben tomar en cuenta para el diseño de amplificadores de potencia aplicables en entornos móviles.

En el **Capítulo III** se presentan algunas definiciones importantes de los sistemas de acceso múltiple para poder introducir el concepto de multiportadora. También se describen algunos tipos de modulación empleados en los sistemas de comunicaciones inalámbricas y los esquemas multiportadoras para CDMA.

En el **Capítulo IV** se describen las técnicas de linealización estudiadas en este trabajo de tesis que son: feedforward o pre-compensación, predistorsión y

retroalimentación, señalando sus principios de funcionamiento, así como sus ventajas e inconvenientes y sus principales aplicaciones.

En el **Capítulo V** se describe con detalle la simulación e implementación de las técnicas de linealización en los simuladores ADS® y GENESYS® y se muestran los resultados más significativos de estas simulaciones y, finalmente, en el **Capítulo VI** se presentan las conclusiones más importantes de este trabajo de tesis y se mencionan algunas recomendaciones para trabajo futuro.

## *Capítulo II*

### *Amplificadores de potencia*

En este capítulo se presentan las principales características de los amplificadores de potencia y se describen brevemente los conceptos de distorsión y linealidad. Además, se presenta la clasificación de los amplificadores de potencia con respecto a su clase de operación. Por último, se describen las características que se deben tomar en cuenta para el diseño de amplificadores de potencia aplicables en entornos móviles.

#### **II.1 Caracterización de los amplificadores de potencia**

Cuando se diseña un amplificador se tienen en cuenta muchas características, las más importantes son la ganancia, figura de ruido, estabilidad, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) de entrada y salida (o bien conocido por sus siglas en español ROEV (Relación de Onda Estacionaria de Voltaje)), potencia de salida, el punto de compresión a 1 dB, el desempeño de la intermodulación, eficiencia y rango dinámico. A continuación se describen brevemente estos parámetros [Bahl, 1988].

## II.1.1 Ganancia

La ganancia o ganancia de transductor ( $G_T$ ) se define como la relación de potencia entregada a la carga sobre la potencia disponible de la fuente de la red. Para una red de 2 puertos (figura 1) la ganancia es:

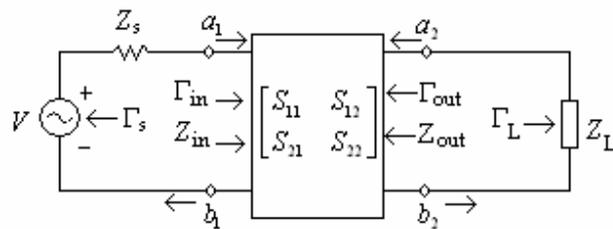


Figura 1. Red de dos puertos de un amplificador basado en un transistor

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2} \quad (1)$$

donde

$$\Gamma_{L,S} = \frac{Z_{L,S} - Z_0}{Z_{L,S} + Z_0} \quad (2)$$

**representa al coeficiente de reflexión de la carga ( $\Gamma_L$ ) o de la fuente ( $\Gamma_S$ ). Los parámetros  $S$  son referidos a  $Z_0$  como impedancia de entrada y salida, y como cargas terminales se conectan una impedancia de fuente arbitraria  $Z_S$  y una impedancia de carga  $Z_L$ .**

Para definir una ganancia de transductor unilateral, la ganancia de aislamiento representada por el parámetro  $S_{12}$  se pone a cero ( $S_{12} \approx 0$ ), y la ecuación (1) se convierte en:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L)|^2} \quad (3)$$

La máxima ganancia unilateral se logra cuando  $\Gamma_S = S_{11}^*$  y  $\Gamma_L = S_{22}^*$ , que esto es cuando la red está acoplada conjugadamente a la entrada y salida de los puertos. La ganancia unilateral máxima también se conoce como la máxima ganancia disponible y está dada por:

$$G_{a_{\max}} = G_{TU_{\max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (4)$$

Así la máxima ganancia disponible es el producto de la ganancia del transductor  $|S_{21}|^2$  entre la fuente  $Z_0$  (normalmente  $50\Omega$ ) y las impedancias de carga y el incremento

de ganancia se debe al acoplamiento del puerto de entrada  $(1 - |S_{11}|^2)^{-1}$  y al acoplamiento del puerto de salida  $(1 - |S_{22}|^2)^{-1}$  como se ve en la figura 2.

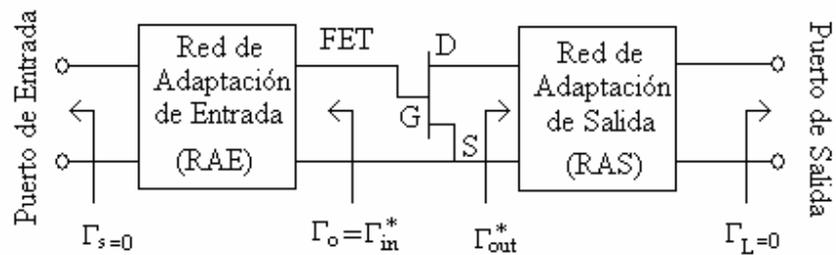


Figura 2. Acoplamiento FET de máxima ganancia

### II.1.2 Caracterización de ruido

La potencia de ruido a la salida del amplificador es la potencia de ruido de la entrada generada por una fuente cuya impedancia es  $Z_s$ , amplificada más la potencia de ruido generada por el mismo amplificador. El modelo de ruido para una red de dos puertos se muestra en la figura 3.

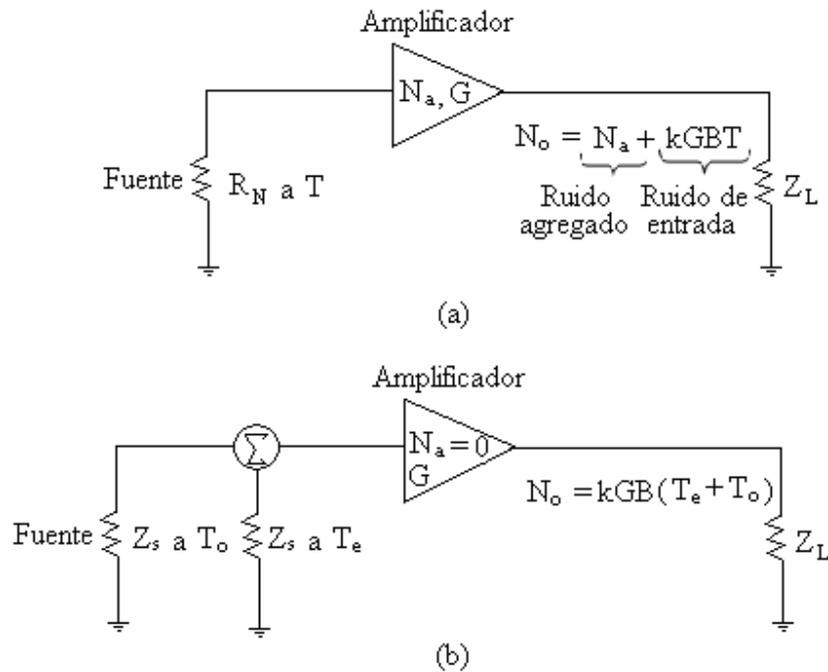


Figura 3. (a) Representación de la potencia de ruido equivalente y (b) temperatura de ruido de un amplificador

La potencia de ruido de la fuente se puede definir por una resistencia de ruido,  $R_N$  a la temperatura  $T$ . La causa del ruido es el movimiento aleatorio de los electrones en un conductor debido a la agitación térmica y por eso se le conoce como ruido térmico o de Johnson. La potencia del ruido disponible máxima,  $N_R$  de  $R_N$  es:

$$N_R = kTB \tag{5}$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman ( $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),  $T$  es la temperatura de ruido de la resistencia expresada en Kelvin y  $B$  es el ancho de banda del ruido.

### II.1.2.1 Figura de ruido

**La figura de ruido de una red lineal de dos puertos se define como:**

$$F = \frac{\text{Relación señal a ruido de la entrada}}{\text{Relación señal a ruido de la salida}} \quad (6)$$
$$= \frac{\text{Potencia de ruido disponible a la salida}}{\text{ganancia} \times \text{potencia de ruido disponible a la entrada}} = \frac{N_0}{GkTB}$$

donde  $N_0$  es la potencia de ruido disponible a la salida y  $G$  es la ganancia disponible de la red sobre el ancho de banda  $B$ .

Si  $N_a$  es la potencia de ruido agregada por el amplificador, entonces:

$$F = \frac{GkT_0B + N_a}{GkT_0B} = 1 + \frac{N_a}{GkT_0B} \quad (7)$$

Se refiere a una carga a temperatura estándar,  $T_0 = 290K$ . Si consideramos un amplificador que tiene  $n$  etapas en cascada en serie con valores de ganancia  $G_1, G_2, \dots, G_n$  y valores de figura de ruido  $F_1, F_2, \dots, F_n$ , entonces la figura de ruido total para un amplificador de  $n$  etapas esta dada por [Bahl, 1988]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (8)$$

Considere el amplificador de la figura 3b. Típicamente la fuente y la resistencia de carga son de  $50\Omega$ , pero la siguiente definición se aplica para impedancias arbitrarias.

Considerando que la resistencia de fuente está a una temperatura ambiente,  $T_a$ , la potencia de ruido de salida esta dada por:

$$N_0 = Gk(T_a + T_e)B \quad (9)$$

donde  $T_a$  es la temperatura ambiente (usualmente  $T_a=300$  K) y  $T_e$  es la temperatura de ruido equivalente del amplificador con  $N_a=0$ . De las ecuaciones (6) y (7) donde la impedancia de fuente está a  $T_0$ :

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (10)$$

La figura de ruido se expresa usualmente en decibeles (dB) como:

$$NF_{dB} = 10 \log(F) = 10 \log \left( 1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (11)$$

### II.1.3 Estabilidad

**La estabilidad contra las oscilaciones puede examinarse usando los parámetros S de dos puertos. Los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  forman un lazo de retroalimentación que dependiendo de la fuente o de las impedancias de carga, puede soportar oscilaciones. En un amplificador ideal  $S_{12}$  es cero y el amplificador es incondicionalmente estable. Si  $S_{12} \neq 0$ , el coeficiente de reflexión de entrada  $\Gamma_{in}$**

**con una carga arbitraria  $Z_L$  y con coeficiente de reflexión de salida  $\Gamma_{out}$  con una carga arbitraria  $Z_S$  puede expresarse como:**

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (12)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (13)$$

Si el circuito es incondicionalmente estable, se puede conectar cualquier impedancia de fuente o de carga a la entrada o salida del circuito sin que se produzcan oscilaciones. En términos de los parámetros S del FET, la estabilidad incondicional se asegura cuando las siguientes desigualdades se satisfacen simultáneamente:

$$\begin{aligned} |S_{11}| < 1 \text{ y } |S_{22}| < 1 \\ |\Gamma_{in}| < 1 \text{ y } |\Gamma_{out}| < 1 \end{aligned} \quad (14)$$

La condición  $|\Gamma_S| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$  lleva al siguiente requerimiento:

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (15)$$

El significado del factor de estabilidad  $K$  es que el FET es incondicionalmente estable para todas las fuentes pasivas y las terminaciones de carga cuando  $K > 1$ . Pero

también se debe cumplir  $|\Delta| < 1$ , donde  $\Delta$  es el determinante de la matriz de parámetros S dado por  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ . Otra condición necesaria y suficiente para que un dispositivo de dos puertos sea incondicionalmente estable, la cual se conoce como factor de estabilidad derivado geoméricamente para la carga, factor  $\mu$  [Edward et al.,1992], y se expresa como:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (16)$$

Si consideramos  $|\Gamma_{in}|$  y  $|\Gamma_{out}|$  iguales a la unidad, se establece un límite más allá del cual el dispositivo es inestable. Cada condición dará una solución de un círculo en un plano de reflexión complejo con radio ( $r$ ) y centro ( $c$ ) dados por:

$$\left. \begin{aligned} r_S &= \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ c_S &= \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \end{aligned} \right\} \text{entrada} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} r_L &= \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \\ c_L &= \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \end{aligned} \right\} \text{salida} \quad (18)$$

Los subíndices  $_S$  y  $_L$  en las ecuaciones (12) y (13) representan la fuente y la carga y el origen de la carta de Smith es en  $\Gamma_{in} = \Gamma_{out} = 0$ .

La figura 4 muestra ejemplos típicos de un plano de entrada para redes incondicionalmente estable y condicionalmente estable. El área sombreada representa el área de la entrada del plano en el cual ocurre la inestabilidad. Si el circuito es potencialmente inestable ( $K < 1$ ), la fuente y la carga deberán ser escogidas para que no caigan dentro de la región inestable (área sombreada) debido a los cambios de los parámetros del dispositivo, variación de fabricación, y los cambios en temperatura. Bajo tales condiciones, se puede decir que el amplificador es condicionalmente estable y no oscilará.

#### *II.1.4 Comportamiento no lineal*

Se dice que un amplificador es lineal cuando la potencia de salida incrementa linealmente con la potencia de entrada. La relación de estas dos potencias es la ganancia,  $G$ . A medida que la potencia de entrada incrementa, la función de transferencia del amplificador comienza a ser no lineal, esto es, la potencia de salida es menor que la ganancia predicha en pequeña señal. El comportamiento no lineal en amplificadores introduce distorsión en la señal amplificada. La potencia de salida a la cual la ganancia cae por debajo de 1 dB de su ganancia lineal se llama punto de compresión a 1 dB,  $P_{1dB}$ .

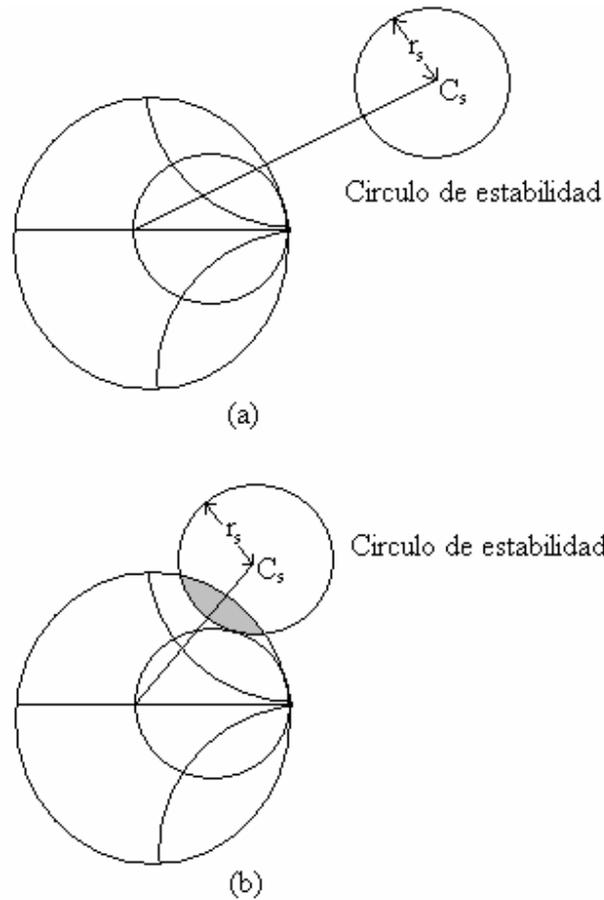


Figura 4. Ejemplos de (a) estabilidad incondicional y (b) estabilidad condicional para  $|S_{11}| < 1$ .

Hay diferentes formas de medir el comportamiento no lineal de un amplificador. El método más simple es el de medir el nivel de potencia de compresión a 1 dB,  $P_{1dB}$ . Otro método que es muy popular es usar dos señales separadas por ejemplo 5 a 10 MHz. Cuando las dos señales a las frecuencias,  $f_1$  y  $f_2$  inciden en el amplificador, la salida del amplificador contiene estas dos señales, así como los productos de intermodulación a las frecuencias  $mf_1 + nf_2$  donde  $m+n$  se conoce como el producto del orden de intermodulación (IM).

La figura 5 ilustra el espectro de los productos de intermodulación. La magnitud de los productos de intermodulación depende de cómo se sature el amplificador. Sin embargo, los productos de tercer orden, los cuales son muy cercanos en frecuencia a los tonos fundamentales, usualmente dominan los niveles de saturación moderados, aunque los productos de segundo orden puedan ser importantes en los amplificadores multioctava.

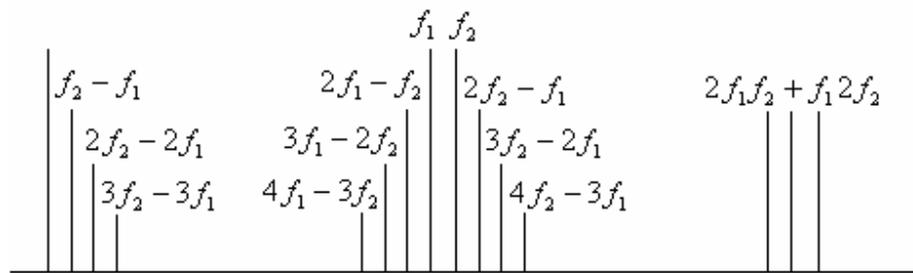


Figura 5. Se muestra el espectro de las dos señales a las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  y sus productos de intermodulación

La figura 6 muestra las características de transferencia de un amplificador de estado sólido que tiene una ganancia de 10 dB. Con un filtro apropiado, una de las frecuencias fundamentales y los productos de distorsión se miden por separado. La potencia de salida de los productos IM de segundo y tercer orden se muestran en la figura 6. Los productos IM de segundo orden y tercer orden corresponden a las no linealidades cuadrada y cúbica, respectivamente, la potencia de salida de estos productos incrementa 2dB/dB y 3 dB/dB a bajos niveles de potencia. Los términos de tercer orden normalmente dominan arriba del punto donde la distorsión es muy severa, la distorsión de intermodulación a menudo se caracteriza por la intercepción de tercer orden,  $P_{3er}$  como se muestra en la figura 6. La intercepción  $P_{3er}$  es el punto donde la potencia del producto de tercer orden y del tono fundamental son iguales cuando el amplificador se asume como lineal.

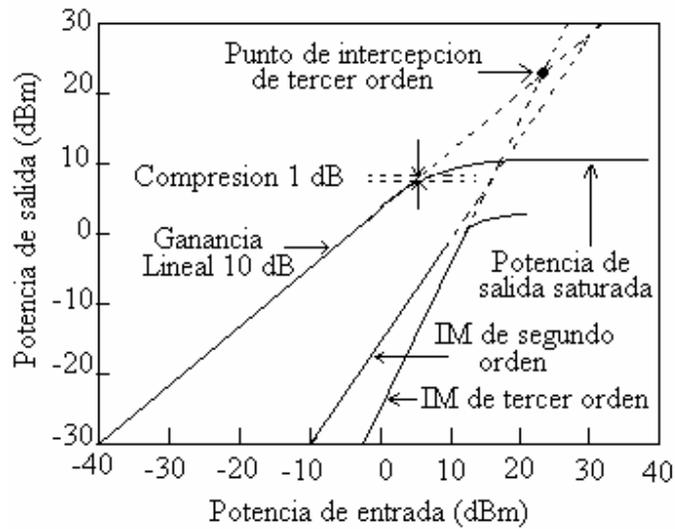


Figura 6. Variación de la potencia de salida y productos de intermodulación con la potencia de entrada de un amplificador no lineal

### 1.1.5 Rango dinámico

El rango de una señal de entrada que puede ser detectado por un receptor sin mucha distorsión se llama rango dinámico (DR). El rango dinámico de un amplificador está definido como la relación de la potencia de salida al punto de compresión a 1dB respecto a la mínima señal detectada amplificada.

El ruido de salida de un dispositivo de dos puertos con figura de ruido  $F$  se puede escribir como:

$$N_o = FGkTB \quad (19)$$

Si el mínimo detectable de la señal de entrada es  $X$  (dB) sobre el ruido de piso, entonces:

$$P_{in}^{\min} = N_o + X \quad (\text{dB}) \quad (20)$$

$$P_{out}^{\min} = P_{in}^{\min} + G \quad (\text{dB}) \quad (21)$$

El rango dinámico está definido como:

$$DR = P_{1dB} - P_{out}^{\min} \quad (22)$$

## 11.2 Distorsión

Por distorsión se debe entender como todos aquellos efectos que, de algún modo, alteran las características de la señal de entrada. Un ejemplo de esto podría ser un simple filtro que introducirá una distorsión de la señal, en cuanto a que actúa modificando las amplitudes y fases de las distintas componentes espectrales de la señal de entrada.

Existen dos tipos de distorsión: distorsión lineal y distorsión no lineal. Los sistemas lineales comprenden todos aquellos que obedecen al principio de proporcionalidad y superposición. Los sistemas no lineales se definen generalmente a los que no cumplen con este principio.

Los sistemas no lineales sin memoria se pueden analizar con: series de potencia, series de Taylor, series de Fourier, polinomio de Legendre. Los sistemas no lineales con memoria se pueden analizar con: Funciones descriptivas (balance armónico), series de Volterra y series de potencia como un caso especial de las series de Volterra.

En cualquier sistema de transmisión el elemento no lineal por excelencia lo constituyen los amplificadores de potencia.

### II.2.1 Prueba para una frecuencia de entrada

La mayoría de los dispositivos físicos no lineales, por excelencia los amplificadores de potencia, introducen el efecto de compresión atendiendo a un simple razonamiento físico, figura 7.

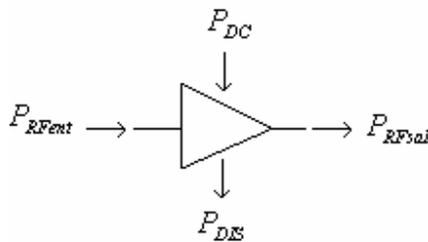


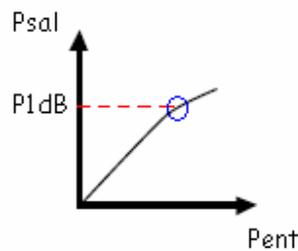
Figura 7. Balance de potencias en un dispositivo físico

Su potencia de salida se caracteriza usualmente a 1 dB de compresión de la ganancia, generalmente denominado “punto de 1 dB de compresión” o  $P_{1dB}$ .

El punto de 1 dB de compresión de la ganancia se define como aquel nivel de señal para el cual se verifica que:

$$G_{1dB} = G_o - 1dB \quad (23)$$

donde  $G_o$  es la ganancia lineal.



*Figura 8. Representación del punto de 1 dB de compresión*

Si aseguramos que la potencia de salida requerible para nuestro sistema está por debajo del punto de 1 dB de compresión (retroceso o back-off), estamos asegurando funcionamiento en un margen más lineal, reduciéndose así los efectos nocivos de las no linealidades. Pero esto incrementa costo e ineficiencia ya que se requieren más etapas en el amplificador para mantener un nivel dado de potencia transmitida. Otro enfoque para reducir la distorsión no lineal consiste en linealizar el amplificador de potencia con las técnicas de linealización.

## **II.2.2 Prueba a dos frecuencias de entrada, productos de intermodulación y distorsión por modulación cruzada**

- Cuando a la entrada de un cuadripolo no lineal se aplican simultáneamente dos frecuencias distintas, a su salida se generan nuevas frecuencias de la forma:

$$f = |n_{f1} \pm m_{f2}| \quad \text{“Productos de intermodulación”} \quad (24)$$

Siendo  $m$  y  $n = 0,1,2,3\dots$  denominado “orden de la distorsión” =  $m + n$ .

- Para cada una de estas frecuencias se puede definir un punto de intercepción.

- Los productos de intermodulación más “nocivos” son los de orden impar y de la forma  $|n_{f1} - m_{f2}|$  por caer en banda o próximos a esta.

- Cuando el orden de los productos de intermodulación aumenta, la amplitud de los mismos tiende a disminuir. Ello es debido a que en general se verifica:

$$|K_1| \succ |K_2| \succ |K_3| \succ \dots \succ |K_n| \quad (25)$$

En consecuencia los productos de intermodulación más nocivos son los de tercer orden. La forma referenciada como distorsión de intermodulación de segundo orden produce componentes próximas al doble de la banda del amplificador y una diferencia a baja frecuencia.

En un primer grupo, se encuentra la generación de los terceros armónicos (distorsión armónica de 3er orden), que se situarán a tres veces la banda del amplificador.

Un segundo grupo de distorsión de 3er orden es denominado distorsión de intermodulación de 3er orden, IMD.

Distan por lo tanto de las señales de entrada en un valor igual a la frecuencia diferencia, convirtiéndose en los productos más perniciosos, pues pueden caer dentro de banda o en el canal adyacente.

Cuando los productos de intermodulación caen en el canal adyacente, se configura la denominada Interferencia de Canal Adyacente (ICA).

La única forma de reducir los efectos de IMD es precisamente evitando su generación o bien, compensando las funciones de transferencia no lineales, especialmente las de orden impar superior a la fundamental. En términos microscópicos esto significa “linealizar” las características del amplificador.

Un tercer grupo, denominado conversión AM/AM y conversión AM/PM, se refiere a las componentes de distorsión que caen exactamente sobre las frecuencias de la señal, siendo en esas circunstancias imposible de observar de forma independiente.

La componente en fase se puede atribuir a la conversión AM/AM, traduciéndose, por ejemplo, como una dependencia de la ganancia del amplificador en función del nivel de excitación. En el caso en que la suma de las contribuciones de 1er y 3er orden lo hagan en

forma de interferencia destructiva, a medida que la de 3er orden toma cada vez mayor importancia relativa (crece a razón de 3 dB/dB mientras que la de 1er orden crece a razón de 1 dB/dB) disminuirá el nivel de salida, en detrimento del comportamiento lineal esperado. En esta situación se habla de la compresión de la ganancia. En el caso contrario, en el cual la contribución se haga en forma de interferencia constructiva, se habla de la expansión de la ganancia.

El principal efecto de la contribución aditiva de 3er orden en cuadratura es hacer variar la fase de la respuesta del amplificador en función de la amplitud de excitación, denominado a esta forma de distorsión de conversión AM/PM.

El grupo identificado por pérdida de sensibilidad, se debe a los efectos no lineales asociados a determinadas componentes que van a introducir variación de la ganancia de un sistema a otro. En la práctica esto se traduce en la sensibilidad del amplificador a una señal que depende de la presencia de otra señal independiente de la anterior. A este efecto se denomina también modulación cruzada.

Se observa en estas condiciones, que el origen de los efectos de IMD así como la conversión AM/AM y AM/PM es el mismo, así pues a la hora de hablar de linealización del amplificador no implicara únicamente reducir la IMD, sino que también implicara minimizar la conversión AM/AM y AM/PM, o sea, aproximar la respuesta lineal a las características de transferencia del sistema.

### **II.2.3 Efecto de no linealidades. Ensanchamiento espectral. Invasión en el canal adyacente.**

En un equipo transmisor de radio la última etapa amplificadora de RF consume generalmente una gran cantidad de potencia. Por ello, en equipos portátiles el amplificador utilizado debe presentar la máxima eficiencia posible (clases AB, B o C). Estos amplificadores se ven afectados por dos tipos de no linealidades, distorsión de amplitud, caracterizada por la conversión AM/AM y distorsión de fase caracterizada por la conversión AM/PM, y por lo tanto son, en principio, adecuados para señales de envolvente constante.

En las nuevas generaciones de sistemas de comunicaciones móviles es necesario utilizar otros tipos de modulación con una mayor eficiencia espectral, al mismo tiempo que debe reducirse el efecto de la distorsión no lineal que introducen los amplificadores de potencia. Modulaciones de alta eficiencia espectral son: modulación M-QAM,  $\pi/4$ -DQPSK, las cuales cuentan entre sus principales características la alta eficiencia espectral. Estas modulaciones carecen de la propiedad de envolvente constante, por lo que si se utilizan en sistemas que incorporen amplificadores de potencia con características de entrada-salida no lineales provocará la aparición de distorsión no lineal. Este efecto de no linealidad se traduce en un ensanchamiento del espectro de la señal a la salida del elemento no lineal, poniendo en peligro una de las restricciones que a parecen como consecuencia inmediata de la congestión del espectro radioeléctrico, como la de asegurar que toda la energía esté confinada en la zona del canal útil, minimizando en la medida de lo posible la

potencia en el canal adyacente. Esto coloca en la disyuntiva de: recurrir a amplificadores lineales, que son menos eficientes en cuanto a potencia de salida; o bien conseguir que el amplificador trabaje en una zona más lineal por debajo del punto a 1 dB de compresión (lo que se conoce como retroceso), con la consiguiente reducción de la eficiencia, o en otro caso acudir a técnicas de linealización de amplificadores de potencia, que permita la utilización de las técnicas de modulación mencionadas anteriormente conjuntamente con los amplificadores de alta eficiencia.

### *II.3 Linealización*

La idea que se pretende dar a entender a lo largo de este trabajo de tesis con la palabra linealizar es que un sistema no lineal se comporte, es decir responda como si fuera lineal [Sanz, 1997].

#### **II.3.1 Criterios de validación de un “Linealizador”**

Validar un linealizador, para sistemas de transmisión de RF, en forma genérica, se traduce en realizar un juicio sobre su capacidad de disminuir la distorsión de intermodulación. Esto, que aparentemente es simple, en realidad no lo es por dos razones fundamentales, en primer lugar porque en cualquier sistema la relación C/I (Carrier/Intermodulation) varía con el nivel de señal, en segundo lugar porque, en general, un sistema linealizado no presenta una característica lineal de IMD.

La primera razón está relacionada con el hecho de que, para aumentar  $C/I$ , basta con disminuir el nivel de la señal para situarse en una zona de comportamiento más lineal del amplificador (“retroceso”). Sin embargo, el precio a pagar en esta situación, es una disminución en la eficiencia en potencia del sistema. Por lo tanto, no es suficiente con especificar la reducción, en forma absoluta, de la potencia asociada a la IMD ( $P_{IMD}$ ) o el aumento de  $C/I$ . Una caracterización más objetiva sería la variación de  $C/I$  o de  $P_{IMD}$  para una potencia dada de la señal a la salida constante. Otra forma de verlo sería el aumento de la potencia a la salida manteniendo una relación  $C/I$  dada (reducción de “potencia de salida de retroceso”).

#### *II. 4 Clasificación de los amplificadores de potencia [Albulet, 1962].*

Para poder clasificar los amplificadores de potencia se debe entender el ángulo de conducción, el cual se refiere a la porción del ciclo de RF que el dispositivo consume en su región activa y denotado por  $2\theta_c$ . Basado en el ángulo de conducción los amplificadores de potencia se clasifican en:

- Amplificadores clase A, la señal de entrada es usada el 100% (ángulo de conducción igual a  $= 360^\circ$  o  $2\pi$ )
- Amplificadores clase AB, la señal de entrada es usada más del 50% pero menos del 100% (ángulo de conducción entre  $181^\circ$  y  $359^\circ$  o  $\pi < a < 2\pi$ )

- Amplificadores clase B, la señal de entrada es usada el 50% (ángulo de conducción  $\alpha = 180^\circ$  o  $\pi$ )
- Amplificadores clase C, la señal es usada menos del 50% (ángulo de conducción entre  $0^\circ$  y  $179^\circ$  o  $\alpha < \pi$ )

Estas clases de operación utilizan la misma topología del circuito de colector la cual se muestra en la figura 9.

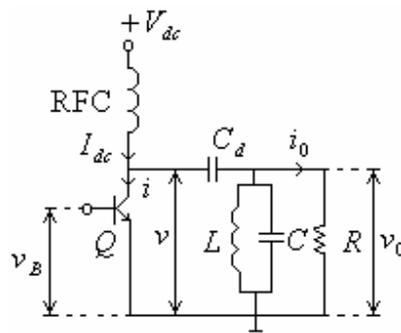


Figura 9. Circuito básico de configuración en línea de los amplificadores clase A, AB, B o C

Este es un circuito de configuración en línea (single-ended), el transistor opera en configuración de emisor común. En el circuito de colector incluye la bobina de RF (RFC) la cual provee la corriente de entrada constante (DC),  $I_{dc}$ , un capacitor de bloqueo DC,  $C_d$  que es un corto circuito a la frecuencia de operación y a sus armónicos, mientras que la resistencia de carga,  $R$ , y el circuito resonador en paralelo LC sintonizan la frecuencia de operación.

La figura 10 ilustra un circuito de push-pull, el cual incluye la entrada del transformador,  $T_1$ , éste aplica la señal en los 2 transistores para que puedan ser conducidos  $180^\circ$  fuera de fase. La salida del transformador  $T_2$  combina la salida de potencia de los 2 transistores.

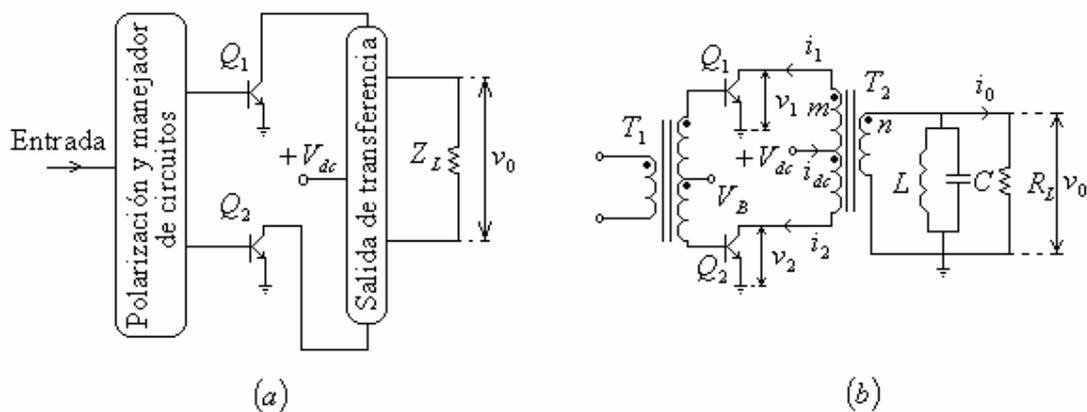


Figura 10. Amplificadores push-pull clase A, AB, B o C;  
(a) circuito básico, (b) implementación usual

A continuación se da una descripción detallada de las clases anteriores.

#### II.4.1 Clase A

El punto de trabajo ( $I_{dc}$ ) debe de ser escogido para mantener el transistor en su región activa durante todo el ciclo de RF, con esto se asegura un ángulo de conducción de  $360^\circ$ .

Cuando se hace el análisis de la configuración de línea del amplificador en clase A se hacen las siguientes suposiciones:

1. La bobina de RF es ideal.
2.  $C_d$  es un capacitor de bloqueo DC.
3. El dispositivo activo se comporta como una fuente ideal de corriente controlada.

Con estas suposiciones, la corriente de colector esta dada por

$$i(\theta) = I_{dc} - I_o \sin \theta \quad (26)$$

donde  $\theta = \omega t = 2\pi ft$  es el tiempo angular e  $I_o$  es la corriente que circula por  $R$  (figura 9). La salida de la corriente es sinusoidal.

$$i_o(\theta) = I_{dc} - i(\theta) = I_o \sin \theta \quad (27)$$

el voltaje de colector es

$$v(\theta) = V_{dc} + V_o \sin \theta = V_{dc} + RI_o \sin \theta \quad (28)$$

donde  $V_o$  es el voltaje en la Resistencia  $R$  (figura 9).

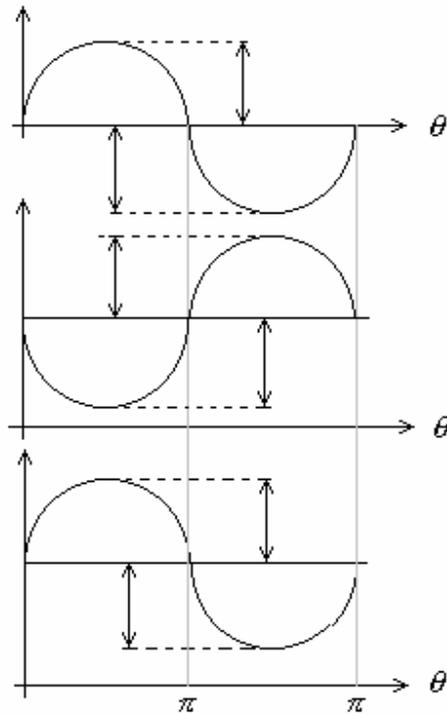


Figura 11. Formas de ondas del amplificador clase A

La forma de onda correspondiente al circuito de línea se muestra en la figura 11. La operación del amplificador clase A se asegura manteniendo  $i(\theta) \geq 0$  y  $v(\theta) \geq 0$ . Por eso, el transistor se quedara en su región activa si las siguientes condiciones son satisfechas:

$$I_o \leq I_{dc} \quad V_o \leq V_{dc} \quad (29)$$

Por tanto, la salida de potencia (disipada en la resistencia de carga  $R$ ):

$$P_o = \frac{I_o^2}{2} R = \frac{V_o^2}{2R} \quad (30)$$

teóricamente el máximo valor es:

$$P_{o,\max} = \frac{V_{dc}^2}{2R} \quad (31)$$

el máximo valor es obtenido para  $V_o = V_{dc}$ .

La ecuación (29) sugiere que, en la práctica, la selección del punto de corriente es igual a la salida de la corriente recomendada:

$$I_{dc} = I_{o,\max} = \frac{V_{dc}}{R} \quad (32)$$

Entonces, la entrada de potencia de DC y la eficiencia de colector esta dada por:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (33)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{V_{dc}^2} \leq \eta_{\max} = \frac{1}{2} = 50\% \quad (34)$$

La mayor desventaja de los circuitos de clase A con respecto a los circuitos de clase B o C, es que estos últimos no disipan potencia en el transistor en ausencia de la señal. Otro inconveniente es que en los amplificadores de clase A su valor de eficiencia de colector es bajo (teóricamente 50%).

Si  $V_o = V_{dc}$ , el voltaje instantáneo del colector es  $2V_{dc}$ , y el pico de corriente instantánea de colector es  $2I_{dc}$ . La capacidad de la potencia de salida del amplificador en Clase A es por eso:

$$C_p = \frac{P_{o,max}}{(2V_{dc})(2I_{dc})} = \frac{1}{8} = 0.125 \quad (35)$$

## II.4.2 Clase B y AB

Los dispositivos activos  $Q_1$  y  $Q_2$  (figura 10) se conducen  $180^\circ$  fuera de fase por eso son activos alternadamente y cortados por la mitad del ciclo de RF. Como se muestra en la figura 12.

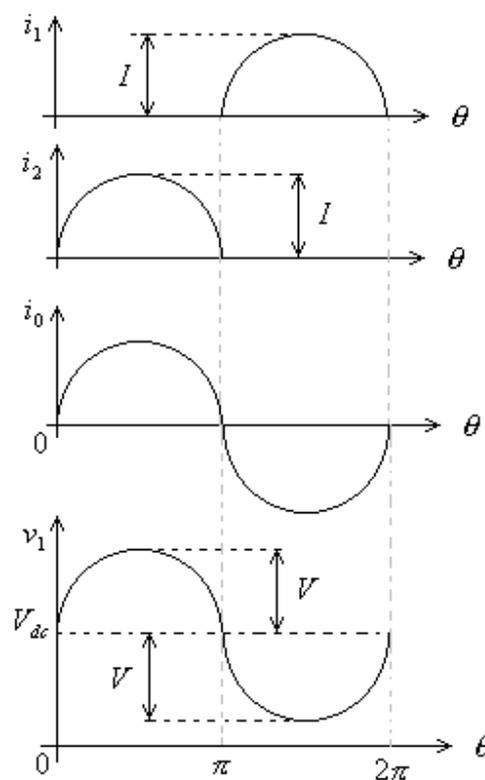


Figura 12. Formas de onda del amplificador push-pull clase B

La salida del transformador  $T_2$  es ideal, teniendo  $m$  vueltas en el bobinado primario y  $n$  vueltas en el bobinado secundario. En cada mitad del ciclo, una mitad del

valor de la corriente sinusoidal  $I$  se lleva a través de la primera mitad del embobinado de  $T_2$ . Como resultado, la corriente del secundario es sinusoidal:

$$i_o(\theta) = I_o \sin \theta = \frac{m}{n} I \sin \theta \quad (36)$$

y determina un voltaje de salida sinusoidal:

$$v_o(\theta) = V_o \sin \theta = \frac{m}{n} IR_L \sin \theta \quad (37)$$

el voltaje a través de los 2 transistores esta dado por:

$$\begin{aligned} v_1(\theta) &= V_{dc} + V \sin \theta = V_{dc} + \frac{m}{n} V_o \sin \theta = V_{dc} + \frac{m^2}{n^2} IR_L \sin \theta = V_{dc} + RI \sin \theta \\ v_2(\theta) &= V_{dc} - V \sin \theta = V_{dc} - RI \sin \theta \end{aligned} \quad (38)$$

donde

$$R = \left( \frac{m}{n} \right)^2 R_L \quad (39)$$

Es la resistencia vista por la mitad del primer embobinado con la otra mitad abierta.

Los 2 transistores están saturados si  $V \leq V_{dc}$ . Como resultado, la potencia de salida es:

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{V^2}{2R} \quad (40)$$

tiene un valor máximo (para  $V = V_{dc}$ ) dado por:

$$P_{o,\max} = \frac{V_{dc}^2}{2R} \quad (41)$$

porque

$$i_{dc}(\theta) = i_1(\theta) + i_2(\theta) = I|\sin \theta| \quad (42)$$

la corriente de DC se calcula como:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dc}(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} I = \frac{2V}{\pi R} \quad (43)$$

y la potencia de DC y la eficiencia del colector son:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{2V_{dc}}{\pi} V \quad (44)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{\pi V}{4V_{dc}} \leq \eta_{\max} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (45)$$

el máximo valor de la  $P_{dis}$  se obtiene para  $V = \frac{2V_{dc}}{\pi}$ :

$$P_{dis,\max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{dc}^2}{R} = \frac{4}{\pi^2} P_{o,\max} \approx 0.4053 P_{o,\max} \quad (46)$$

Todos los cálculos térmicos están basados en este valor.

Como se muestra en la figura 12. El voltaje de colector es  $v_{\max} = 2V_{dc}$  y la corriente de

colector es  $i_{\max} = \frac{V_{dc}}{R}$ . Como resultado, la capacidad de potencia de salida está dada por:

$$C_p = \frac{P_{o,\max}}{2(2V_{dc})I} = \frac{1}{8} = 0.125 \quad (47)$$

### II.4.3 Clase C

En la literatura los amplificadores clase C contienen un gran número de modelos y análisis de estos circuitos.

Los amplificadores clase C para su estudio se pueden clasificar en:

- Fuentes de corriente
- Saturación
- Modo de mezclado

#### II.4.3.1 Fuentes de corriente

El dispositivo activo opera alternadamente en corte y la región activa, y no se satura durante el ciclo de RF. En la región activa el transistor opera como una fuente de corriente controlada.

El análisis se refiere a la configuración en línea de la figura 9, en los amplificadores clase C el circuito sintonizado paralelo (o su equivalente filtro pasabajos) se requiere para asegurar la operación correcta del circuito. Por sencillez se asume que el circuito paralelo sintonizado es ideal.

La componente de DC de la corriente de colector  $i(\theta)$  fluye a través de la bobina de RF y de ahí a la fuente de potencia de DC. El componente variable  $i(\theta)$  fluye a través del capacitor de bloqueo  $C_d$  y a través del circuito sintonizado en paralelo RLC. El circuito sintonizado provee una impedancia cero de la trayectoria a tierra para los armónicos de la corriente contenidos en  $i(\theta)$  y solo la componente fundamental de  $i(\theta)$  fluye a través de la resistencia de carga. Como resultado, la salida de voltaje es una forma de onda sinusoidal. Esto requiere del uso de un circuito resonador en paralelo, en lugar de circuitos de series sintonizados.

Las formas de onda de la corriente y el voltaje de un amplificador clase C de fuente de corriente se muestran en las figuras 13 y 14.

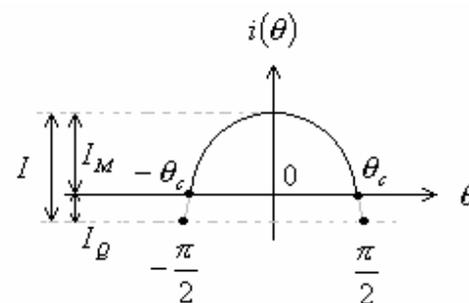


Figura 13. Forma de onda del pulso de corriente de colector en amplificadores clase C de fuente de corriente

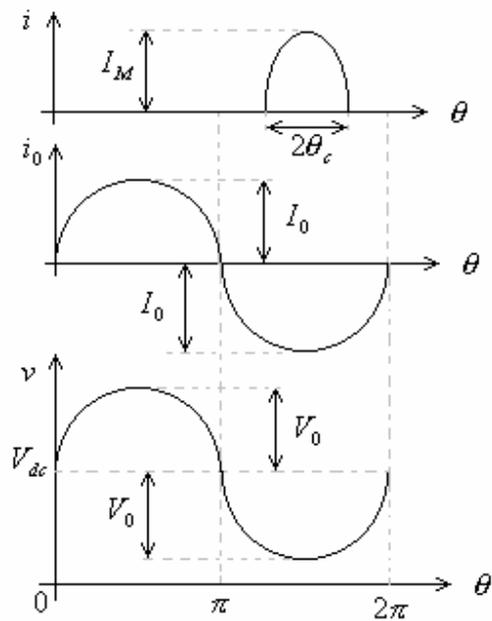


Figura 14. Formas de onda en el amplificador clase C de fuente de corriente

Asumiendo que  $2\theta_c$  es el ángulo de conducción, el transistor está activo en la región  $-\theta_c \leq \theta \leq \theta_c$  y la corriente de colector es una porción de la onda seno. El valor del pulso de la corriente de colector es  $I_M$ . Si la forma de onda del pulso de la corriente de colector se extendiera a un ciclo completo  $360^\circ$ , la amplitud de este ciclo sería  $I$ .  $I_Q$  es el punto de trabajo de la corriente de colector en los amplificadores clase C y es una corriente negativa  $-I_Q$ .

La corriente de colector es una forma de onda periódica descrita por:

$$i(\theta) = \begin{cases} \frac{I_M (\cos \theta - \cos \theta_c)}{1 - \cos \theta} & -\theta_c + 2k\pi \leq \theta \leq \theta_c + 2k\pi \quad k \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (48)$$

Resultados con el análisis de Fourier:

$$i(\theta) = I_M \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n(\theta_c) \cos n\theta \quad (49)$$

donde

$$\begin{aligned} \alpha_0(\theta_c) &= \frac{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}{\pi(1 - \cos \theta_c)} \\ \alpha_1(\theta_c) &= \frac{\theta_c - \sin \theta_c \cos \theta_c}{\pi(1 - \cos \theta_c)} \\ \alpha_n(\theta_c) &= \frac{\frac{\sin(n-1)\theta_c}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_c}{n+1}}{n\pi(1 - \cos \theta_c)} \quad n = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (50)$$

Una forma equivalente de la descomposición de Fourier es:

$$i(\theta) = I_M \sum_{n=0}^{\infty} \gamma_n(\theta_c) \cos n\theta \quad (51)$$

donde

$$\begin{aligned} \gamma_0(\theta_c) &= \frac{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}{\pi} \\ \gamma_1(\theta_c) &= \frac{\theta_c - \sin \theta_c \cos \theta_c}{\pi} \\ \gamma_n(\theta_c) &= \frac{1}{n\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta_c}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_c}{n+1} \right] \quad n = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (52)$$

De la ecuación (49) a (52) provee los armónicos de la corriente de colector como una función del ángulo de conducción.

Debido a que el circuito sintonizado es ideal, la salida de corriente es sinusoidal y su amplitud esta dada por:

$$I_o = I_M \alpha_1(\theta_c) \quad (53)$$

Como resultado, la salida de voltaje también es sinusoidal, con la amplitud  $V_o = RI_o$ . El voltaje de colector es:

$$v(\theta) = V_{dc} + V_o \cos \theta = V_{dc} + RI_M \alpha_1(\theta_c) \cos \theta \quad (54)$$

la potencia de entrada DC  $P_{dc}$  y la eficiencia de colector  $\eta$  son:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = V_{dc} I_M \alpha_o(\theta_c) \quad (55)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{V_o^2}{2RV_{dc} I_M \alpha_o(\theta_c)} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\alpha_1(\theta_c)}{2\alpha_o(\theta_c)} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\theta_c - \sin \theta_c \cos \theta_c}{2(\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c)} \quad (56)$$

$$\eta_{\max} = \frac{\theta_c - \sin \theta_c \cos \theta_c}{2(\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c)} \quad (57)$$

La última ecuación muestra que  $\eta$  incrementa con el voltaje de salida de  $V_o$ . El valor máximo de  $V_o$  es  $V_o = V_{dc}$ . Este es el régimen más conveniente para los amplificadores clase C de fuente de corriente. A veces esto se llama régimen crítico.

Si  $V_o = V_{dc}$ , el voltaje de colector es  $v_{\max} = 2V_{dc}$  y la corriente de colector está dada por:

$$v_{\max} = i_M = \frac{V_{dc}}{R\alpha_1(\theta_c)} \quad (58)$$

la potencia de salida  $P_o$  y la capacidad de potencia de salida  $C_p$  son

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R} = \frac{V_{dc}^2}{2R} \quad (59)$$

$$C_p = \frac{P_o}{v_{\max} i_{\max}} = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{4} \quad (60)$$

### II.4.3.2 Saturación

La operación en saturación tiene ciertas ventajas, incrementa la salida de potencia, eficiencia de colector y la capacidad de la potencia de salida y la amplitud de la señal de salida depende del voltaje de la fuente de DC y es casi insensible al nivel del manejo.

El dispositivo activo se modela durante saturación como una resistencia constante

$R_{ON}$ .

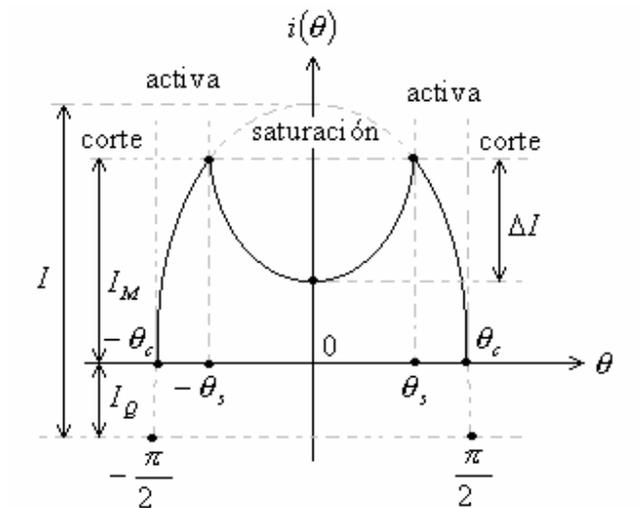


Figura 15. Forma de onda del pulso de la corriente de colector en amplificadores saturados clase C

En la figura 15 se muestra la forma de onda de un pulso de corriente en saturación para amplificadores clase C.

La corriente de colector está descrita por:

$$i(\theta) = \begin{cases} \frac{I_M \cos \theta - \cos \theta_c}{\cos \theta_s - \cos \theta_c} = I(\cos \theta - \cos \theta_c) & \text{transistor activo} \\ \frac{V_{dc} - V_0 \cos \theta}{R_{ON}} & \text{transistor saturado} \\ 0 & \text{transistor en corto} \end{cases} \quad (61)$$

Para un intervalo de tiempo angular,  $2\theta_s$ , el transistor está saturado,  $2\theta_s$  recibe el nombre de ángulo de saturación. Haciendo un análisis de Fourier de la forma de onda de la corriente de colector resulta en:

$$i(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} [I_M \alpha'_n(\theta_c, \theta_s) - \Delta I \alpha_n(\theta_s)] \cos n\theta \quad (62)$$

donde

$$\alpha'_n(\theta_c, \theta_s) = \frac{\gamma_n(\theta_c) - \gamma_n(\theta_s)}{\cos \theta_s - \cos \theta_c} \quad (63)$$

Y  $\alpha_n$  está definida en la ecuación (50);  $\gamma_n$  está definida en la ecuación (52). La ecuación (62) define a la fundamental y los armónicos de la corriente de colector como una función de  $\theta_c$  y  $\theta_s$ . La componente fundamental  $i(\theta)$  fluye a través de la resistencia de carga, dando una salida de voltaje sinusoidal con amplitud:

$$V_o = R[I_M \alpha'_1(\theta_c, \theta_s) - \Delta I \alpha_1(\theta_s)] \quad (64)$$

Usándola ecuación (61), para  $\theta = 0$  (durante saturación):

$$\Delta I = I_M - \frac{V_{dc} - V_o}{R_{ON}} = I(\cos \theta_s - \cos \theta_c) - \frac{V_{dc} - V_o}{R_{ON}} \quad (65)$$

y para  $\theta = \theta_s$ , la ecuación (61) produce:

$$V_{dc} = V_o \cos \theta_s + I_M R_{ON} = V_o \cos \theta_s + I R_{ON} (\cos \theta_s - \cos \theta_c) \quad (66)$$

En la región activa el transistor se comporta como una fuente de corriente controlada, así  $I$  y  $\cos \theta_c = \frac{I_o}{I}$  se determinan por los parámetros de la señal

manejadora. Si los valores de  $V_{dc}$ ,  $R$ ,  $R_{ON}$ , y  $I_Q$  son conocidos, de la ecuación (64) a la

(66) permite analizar el circuito para encontrar  $V_o$  y  $\theta_s$ . De la ecuación (66) se obtiene:

$$V_o = \frac{V_{dc} - R_{ON} I (\cos \theta_s - \cos \theta_c)}{\cos \theta_s} \quad (67)$$

sustituyendo  $V_o$  en la ecuación (64) resulta:

$$\Delta I = \frac{V_{dc} - R_{ON} I (\cos \theta_s - \cos \theta_c)}{R_{ON}} \frac{1 - \cos \theta_s}{\cos \theta_s} \quad (68)$$

Finalmente sustituyendo  $V_o$  en la ecuación (67) y  $\Delta I$  en la ecuación (68) en la ecuación (64), se obtiene:

$$\begin{aligned} & \pi [V_{dc} - IR_{ON} (\cos \theta_s - \cos \theta_c)] = \\ & = IR \cos \theta_s \left( \theta_c - \frac{1}{2} \sin 2\theta_c \right) - R \left( \frac{V_{dc}}{R_{ON}} + I \cos \theta_c \right) \left( \theta_s - \frac{1}{2} \sin 2\theta_s \right) \end{aligned} \quad (69)$$

Esta ecuación producirá  $\theta_s$ . Esto requiere que  $0 \leq \theta_s \leq \theta_c$ .

La potencia de salida es:

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R} \quad (70)$$

la entrada de potencia de DC está dada por:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = V_{dc} [I_M \alpha'_o(\theta_c, \theta_s) - \Delta I \alpha_o(\theta_s)] \quad (71)$$

la eficiencia de colector es:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} \quad (72)$$

y la capacidad de potencia de salida dada por:

$$C_P = \frac{P_o}{v_{\max} i_{\max}} = \frac{V_o^2}{2R(V_{dc} + V_o)I_M} \quad (73)$$

### II.4.3.3 Modo de mezclado

La operación de los amplificadores clase C en modo de mezclado es muy compleja y extremadamente difícil de describir en términos matemáticos. Una descripción simplificada de la operación del circuito es descrita en la figura 16.

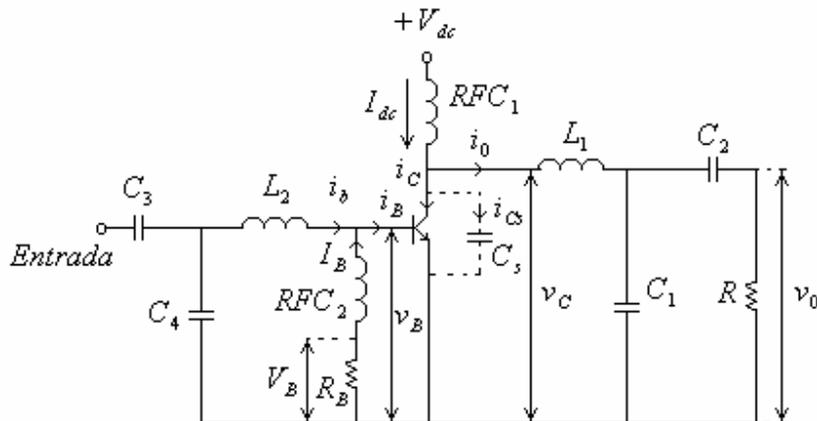


Figura 16. Amplificador clase C en modo de mezclado

El circuito en la figura 16 usa redes de acoplamiento T para transformar la resistencia de carga  $R$  en una carga equivalente requerida para obtener la potencia de salida deseable. La red T es funcionalmente equivalente al circuito resonador en serie, éste permite la presencia de componentes de armónicos en el voltaje de colector, y la corriente

fluye a través de  $L_1$  forzada a ser sinusoidal.  $C_s$  es un elemento del circuito no discreto. Este es una capacitancia de voltaje variable que consiste de la salida de la capacitancia del dispositivo activo y de la capacitancia parásita y desempeña un papel importante en la operación del circuito.

Cuando el transistor esta en la región activa el voltaje de colector se determina por la corriente  $i_{C_s}$  que fluye a través de  $C_s$ .  $i_{C_s}$  es la diferencia entre la corriente de DC,  $I_{dc}$ , y la salida de la corriente sinusoidal,  $i_o$ , y la corriente de colector  $i_c$ . Cuando el transistor está saturado, el voltaje de colector es casi constante ( $V_{CEsat}$ ),  $i_{C_s} \approx 0$ , y la corriente de colector es la diferencia entre  $I_{dc}$  y  $i_o$ . Finalmente cuando el transistor está en corte,  $i_c(\theta) = 0$  y  $i_{C_s}(\theta) = I_{dc} - i_o(\theta)$  que carga  $C_s$ , dando el voltaje de colector.

En la figura 16 también se presenta un circuito típico básico de amplificadores de potencia en modo de mezclado.  $L_2$ ,  $C_3$ , y  $C_4$  forman una red de acoplamiento T. Asumiendo que la excitación es una fuente de corriente sinusoidal, una corriente de base positiva,  $i_B$ , determina  $v_B(\theta) \approx 0.7V$  y el transistor estará activo o en saturación, dependiendo del voltaje de colector. La corriente de base de AC fluye a través de  $L_2$ , porque la bobina de RF permite que fluya la corriente de DC. El transistor queda en activo (o en saturación) hasta que  $i_B(\theta)$  comienza a ser negativo y remueve la carga almacenada en la base. La unión base comienza a polarizarse inversamente. El voltaje de base está determinado por la corriente que fluye a través de  $C_4$  y la capacitancia de base a emisor.

En la figura 17 son descritas las formas de onda típicas para  $i_B(\theta)$  y  $v_B(\theta)$ . En éstas se observa que la corriente de base contiene las componentes de DC,  $I_B$ , y la trayectoria de DC debe proveerse en la base del circuito. En muchas aplicaciones  $R_{FC_2}$  esta conectado a tierra, así el voltaje de la unión base-emisor es cero.  $R_B$  (si presenta) causa un voltaje negativo DC a través de la unión base-emisor. En teoría, esto produce un incremento en la eficiencia de colector por que el ángulo de conducción se decrementa. Sin embargo, la utilidad de  $R_B$  no es clara porque es difícil controlar el ángulo de conducción en circuitos de vida reales. También se observa que la entrada de la red debe tener un capacitor conectado a tierra, esto provee la trayectoria de la corriente de AC cuando el transistor está cortado.

#### **II.4.4 Otras clases de operación**

*En el presente apartado se muestra a manera de lista algunas de las características más relevantes de las otras clases de operación que existen.*

##### **II.4.4.1 Clase D**

- Usa la técnica de modulación de pulso ancho

- La salida contiene armónicos no deseados que deben ser removidos con un filtro pasivo
- Son eficientes y sencillos
- Pueden ser controlados con circuitos analógicos o digitales
- Son usados en el control de motores (motores de DC de pequeña señal), amplificadores de audio de baja-fidelidad, amplificadores de audio lineal, alta potencia, alta-fidelidad en el subwoofer del automóvil
- Eficiencia entre 80 y 90%
- Baja distorsión

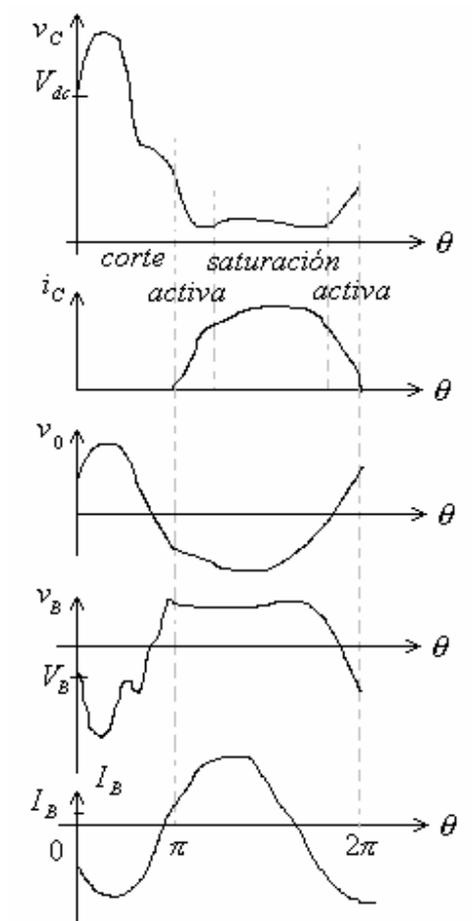


Figura 17. Formas típicas de un amplificador clase C en modo de mezclado

#### II.4.4.2 Clase E

- Es un amplificador sintonizador de potencia para frecuencias de radio y microondas
- Eficiencia del 96%
- Se utiliza en transmisiones comerciales de AM de onda corta de radio
- Alta eficiencia HF

### ***II.4.4.3 Clase F***

- Implementados desde MF hasta banda Ka
- Implementados en UHF y frecuencias de microondas

### ***II.4.4.4 Clase G***

- Es una versión más eficiente que el amplificador clase AB
- El amplificador incrementa la eficiencia reduciendo el “consumo” de potencia de la salida de los transistores

### ***II.4.4.5 Clase H***

- Son similares a las clase G, excepto que la potencia de la fuente de voltaje “rastrea”, o es modulada por la señal.

## **II.5 Diseño de un amplificador de potencia para entornos móviles**

En esta sección se presentan las características que se deben tomar en cuenta para el diseño de amplificadores de potencia para entornos móviles. Se comienza con aplicaciones de transmisión para después continuar con las especificaciones de diseño

### **II.5.1 Amplificadores de potencia para aplicaciones de transmisión**

*Típicamente los AP disipan más potencia de DC que cualquier otro circuito en radio móvil. Esto es porque los AP son los últimos responsables de cerrar el enlace con la estación base receptora. Esto necesita la capacidad de transmitir el pico de potencia de salida (200 mW para clase III en radio móvil), aunque la potencia promedio transmitida normalmente se considera pequeña (típicamente unos cuantos miliwatts). Además, los AP usualmente son diseñados para el peor caso de desempeño, haciendo esto difícil para reducir el consumo de potencia a bajos niveles de potencia de transmisión.*

*La utilidad del radio móvil depende de la eficiencia del transmisor de RF y hasta cierto punto de la disponibilidad de la tecnología de la*

*batería. La limitación de la energía de la potencia de una batería tradicional de radio móvil es significativa y requiere de una planeación cuidadosa.*

*Incrementando la utilidad de los requerimientos de radio móvil mayores mejoras se han hecho en la tecnología de la batería y de los diseños del AP. Problemas básicos para la tecnología de la batería, incluyen el tamaño de la celda y la densidad de energía almacenada.*

### **II.5.2 Especificaciones de diseño del amplificador de potencia**

El diseño de los AP es complicado por una variedad de factores que hacen difícil alcanzar simultáneamente alto desempeño y alta eficiencia. La tabla I compara las especificaciones para un típico AP CDMA IS95 con otros estándares de comunicaciones inalámbricas.

**Tabla I Comparación de las características del AP para sistemas populares de comunicaciones inalámbricas**

Parámetro	GSM	NADC	CDMA IS95
-----------	-----	------	-----------

Rango de frecuencia (MHz)	890-915 1710-1785	825-849 1850-1910	825-849 1850-1910
Máxima potencia transmitida (dBm)	30.0	27.8	23.0
Termino-largo de la potencia media (dBm)	21.0	23.0	10.0
Transmisión del ciclo de servicio (%)	12.5	33.0	Varia
Ancho de banda ocupada (KHz)	200	33	1228
Método de modulación	GMSK	$\pi/4$ -QPSK	OQPSK
ACPR (dBc)	n/a	-26	-26
Relación de la potencia promedio (dB)	0	3.2	5.1
Eficiencia típica (%)	>50	>40	>30

Desde la perspectiva de la implementación del AP, los requerimientos claves en el transmisor de RF es la mínima radiación espuria a altos niveles de potencia de salida. Esto cubre el recrecimiento espectral, también llamado como ACP (Potencia del Canal Adyacente), y cualquier producto de mezclado no deseado. Hay una relación que se presenta entre el recrecimiento espectral y la distorsión intermodulación, incluso aunque la distorsión intermodulación es típicamente una medida en pequeña señal. La relación es:

$$IIP3 = 5 \log \left[ \frac{P_{IM3}(f_1, f_2) B^3}{P_0 [(3B - f_1)^3 - (3B - f_2)^3]} \right] + 22.2 \quad (74)$$

Donde  $IIP3$  es la entrada requerida del punto de intercepción en dBm,  $B$  es una mitad del ancho de banda de la señal,  $f_1$  y  $f_2$  son los límites de la frecuencia fuera de banda,  $P_0$  es la potencia de salida del amplificador, y  $P_{IM3}(f_1, f_2)$  es la potencia específica de la banda de salida.

Otra importante consideración en el diseño de AP para aplicaciones inalámbricas es el nivel de ruido de la banda de salida. En operación full-duplex, el excesivo ruido en la banda receptora puede disminuir la señal del receptor y desensibilizar el receptor del radio móvil. Afortunadamente, muchos de los transistores de los AP hacen amplificadores de bajo ruido aceptables

Aunque el pico de eficiencia de DC a RF de los AP ocurre al pico de potencia de salida, el AP por si mismo opera raramente al nivel de potencia. La eficiencia promedio de un AP esta dada por:

$$\eta_{avg} = \frac{\int_0^{P_{out}} P_{out} p(P_{out}) dP_{out}}{\int_0^{P_{out}} P_{dc}(P_{out}) p(P_{out}) dP_{out}} \quad (75)$$

donde  $P_{out}$  es la potencia de salida,  $p(P_{out})$  es la probabilidad de la potencia de salida  $P_{out}$ , y  $P_{dc}(P_{out})$  es la potencia de DC requerida a la  $P_{out}$ . En la práctica, esta cantidad es la medida de la efectividad del AP de convertir la energía de la batería almacenada dentro de la energía transmitida y es considerablemente menor que 10 %.

Finalmente, el AP es requerido para el trato con el áspero ambiente físico de un típico radio móvil a través de su interface con la antena. El problema surge cuando la antena se acerca a la superficie conductora. En tal caso la relación de onda estacionaria de

voltaje (VSWR) de la antena puede elevarse dramáticamente. En el peor de los casos, el voltaje pico del drenador o colector puede elevarse a cuatro veces la potencia de DC del voltaje de la fuente. Para evitar un desastre potencial, muchos de los radios móviles incluyen aisladores con bajas pérdidas en el trayecto de transmisión, el cual aísla efectivamente el AP de cualquier efecto de desacoplamiento del puerto de la antena. Esto es posible gracias al desarrollo tecnológico en los diferentes campos.

La arquitectura de un AP de radio móvil usualmente consiste de varias etapas de ganancia, las primeras etapas de amplificación se llaman las etapas manejadoras y las etapas finales se refieren a la etapa de salida. La ganancia global de el circuito está en el intervalo de 25-35 dB, toma una señal con un nivel de potencia relativamente modesto, y convierte esto a aproximadamente a 400 mW. El diseño de las etapas manejadoras es bastante directo, usualmente consiste de un simple emisor-común o una fuente común de los amplificadores. La linealidad requerida y la eficiencia de estas etapas son directas para alcanzar, y muchos de los diseños están enfocados en la etapa de salida.

## *Capítulo III*

### *Entornos multiportadoras*

Uno de los problemas más importantes en el diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricas consiste en proveer facilidades de comunicación a diferentes usuarios, de tal forma que el espectro de radiofrecuencias sea aprovechado de una forma óptima y a un costo razonable. Teniendo en cuenta que el espectro de frecuencias es un recurso limitado es necesario diseñar estrategias de acceso múltiple, de tal forma que se pueda asignar, dentro de las debidas restricciones económicas, un ancho de banda previamente asignado.

#### **III.1 Sistemas de acceso múltiple**

A continuación se describen algunos de los sistemas de acceso múltiple más utilizados:

- *Acceso Múltiple por División de Código (CDMA)*: En los sistemas CDMA todos los usuarios transmiten en el mismo ancho de banda simultáneamente, a los sistemas que utilizan este concepto se les conoce con el nombre "sistemas de espectro disperso". En esta técnica de transmisión, el espectro de frecuencias de una señal de datos es esparcido usando un código no relacionado con dicha señal. Como

resultado el ancho de banda es mucho mayor. Usa códigos matemáticos para transmitir y distinguir entre conversaciones inalámbricas múltiples. Los códigos usados para el esparcimiento tienen valores pequeños de correlación y son únicos para cada usuario. Esta es la razón por la que el receptor de un determinado transmisor, es capaz de seleccionar la señal deseada.

- *Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA)*: Es común en los sistemas de telefonía fija. Los usuarios acceden a un canal de acuerdo con un esquema temporal. Un sistema puro TDMA tendría sólo una frecuencia de operación, y no sería un sistema útil. En los sistemas modernos celulares y digitales, TDMA implica el uso de técnicas de compresión de voz digitales, que permite a múltiples usuarios compartir un canal común utilizando un orden temporal. La codificación de voz moderna, reduce mucho el tiempo que se lleva en transmitir mensajes de voz, eliminando la mayoría de la redundancia y periodos de silencio en las comunicaciones de voz. Otros usuarios pueden compartir el mismo canal durante los periodos en que éste no se utiliza. Los usuarios comparten un canal físico en un sistema TDMA, donde está asignada unas ranuras de tiempo. A todos los usuarios que comparten la misma frecuencia se les asigna una ranura de tiempo, que se repite dentro de un grupo de ranuras que se llama trama. El principio de base de TDMA es crear los canales múltiples del discurso dentro del mismo portador de radio dividiéndolo en el dominio de tiempo. Una característica importante de esta tecnología de división de tiempo, es que un teléfono individual solamente envía o

recibe para dos instantes en el tiempo. Por el tiempo restante, puede hacer otras cosas. Por ejemplo puede ser utilizada para llevar una señal de llamada en espera, y permite que el usuario cambie entre dos llamadas.

- *Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA)*: Es la manera más común de acceso truncado. Se asigna a los usuarios un canal de un conjunto limitado de canales ordenados en el dominio de la frecuencia. Los canales de frecuencia son muy preciados, y son asignados a los sistemas por los cuerpos reguladores de los gobiernos de acuerdo con las necesidades comunes de la sociedad. Cuando hay más usuarios que el suministro de canales de frecuencia puede soportar, se bloquea el acceso de los usuarios al sistema. Cuantas más frecuencias se disponen, hay más usuarios, y esto significa que tiene que pasar más señalización a través del canal de control. Los sistemas muy grandes FDMA frecuentemente tienen más de un canal de control para manejar todas las tareas de control de acceso. Una característica importante de los sistemas FDMA es que una vez que se asigna una frecuencia a un usuario, ésta es usada exclusivamente por ese usuario hasta que éste no necesite el recurso. Se utiliza exclusivamente en todos los sistemas celulares analógicos. Esencialmente, FDMA parte el espectro en muchos canales. Cuando un teléfono de la célula de FDMA establece una llamada, reserva el canal de frecuencia para la duración entera de la llamada. Los datos de la voz se modulan en esta banda de frecuencia (que usa la modulación de frecuencia) y se envía con las ondas de aire. En el receptor, se recupera la información usando un filtro pasa banda. El teléfono

utiliza un canal común del control numérico para adquirir los canales. Los sistemas de FDMA son los sistema celulares menos eficientes puesto que cada canal analógico se puede utilizar solamente por un usuario al mismo tiempo.

Existen diferentes receptores en los sistemas de acceso múltiple, el más utilizado es el llamado receptor RAKE porque permite tener mayor resolución para distinguir copias distintas de la misma señal con diferentes retardos de propagación. Fue propuesto por Price y Green en 1958 [Price y Green, 1958] y se comporta básicamente como un combinador óptimo de máxima ganancia del tipo MRC (Maximal Ratio Combining). La idea en el receptor RAKE es que se deben de calcular los coeficientes  $h(t)$  y los retardos  $T_i$  de una manera de que el receptor sea capaz de sumar de forma coherente las contribuciones de  $n$  caminos de propagación de la señal. El numero de etapas, y por tanto el número de caminos que pueden resolverse, es directamente proporcional al ancho de banda disponible, de manera que cuanto mayor sea éste, mayor será la ganancia que se obtiene del receptor RAKE.

### **III.2 El principio multiportadora**

La modulación multiportadora es una nueva solución para transmisión en banda ancha sobre una disminución selectiva de frecuencia de los canales de radio. La idea principal de los métodos de modulación multiportadora es transmitir información en banda ancha sobre portadoras de banda angosta para hacer más fácil la ecualización del canal en

el receptor. La idea básica de otros tipos de modulación multiportadora es usar pequeños números de portadoras (en lugar de una sola portadora), es decir, para incrementar la duración del símbolo y para dividir los datos serie dentro de un flujo de datos paralelo.

El propósito de un amplificador en una estación base es incrementar el nivel de la señal para que sea recibida adecuadamente por el subscriptor de la unidad móvil. En la arquitectura para la cadena de transmisión de una estación base se tiene dos diseños:

- *SCPA (Single – Carrier Power Amplifier)*: Amplifica cada portadora individualmente y combina la señal justo antes de la antena.
- *MCPA (Multicarrier Power Amplifier)*: Son diseñados para manejar múltiples portadoras y no necesitan un combinador de alta potencia.

En la figura 18 se muestra la arquitectura de una sola portadora. En este tipo de arquitectura se tiene la desventaja de que se necesitan el mismo número de amplificadores de potencia como el número de transmisores, además que utiliza un combinador de cavidad.

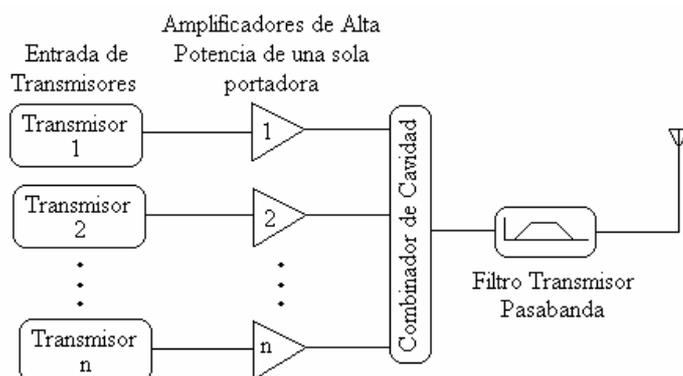


Figura 18. Arquitectura SCPA

En la figura 19 se observa la arquitectura multiportadora. Ésta no necesita el uso de tantos amplificadores de potencia, usa un sólo amplificador de potencia multiportadora y un combinador de baja potencia.

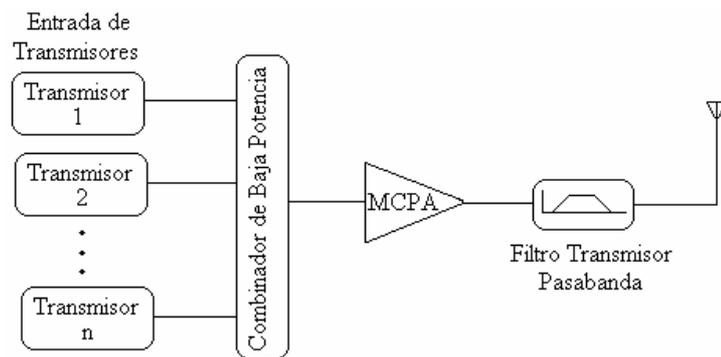


Figura 19. Arquitectura MCPA

Muchas de las redes en los Estados Unidos trabajan con una portadora de CDMA. Esto se debe al rápido crecimiento en los subscriptores de CDMA, por lo que estas redes tendrán que ser expandidas. Existen muchos de los sistemas que trabajan en modo dual (AMPS (Advanced Mobile Phone System)/CDMA), el mejoramiento consistirá en remplazar la frecuencia de canal asignada para los AMPS con portadoras múltiples de

CDMA. Aunque la expansión de la capacidad puede desempeñarse usando SCPAs, la economía hará que los servicios vayan hacia soluciones MCPA [ Kenney y Leke, 1999].

El utilizar multiportadoras tiene ciertas ventajas y desventajas las cuales se detallan a continuación [Eero, 1997]:

- *Diseño del ecualizador:* En OFDM el ecualizador de canal puede ser simplificado en el receptor usando un protector de intervalo pequeño en el dominio del tiempo. Con la selección apropiada de los parámetros del sistema del receptor puede operar incluso sin ecualizador. En TDMA el ecualizador es de canal óptimo, el cual se usa para los retardos de la multitrayectoria. En CDMA, el receptor no está restringido al desempeño de una cierta ventana de tiempo de cierta longitud.
- *Manejo flexible del espectro de frecuencias:* Este se puede entender de dos maneras: la primera es de fácil sintonizado y ajuste fino en el ancho de banda de la portadora para prevalecer las necesidades (ejemplo: para un cierto espacio de portadora). La segunda es que en teoría, las propiedades espectrales de la señal compuesta son similares a las de una sola componente subportadora, pero las no linealidades del amplificador destruyen esta propiedad.

- *Compatibilidad:* Es el desarrollar mejoras a los sistemas ya existentes. La compatibilidad de las portadoras existentes con respecto a los anchos de banda de las (sub)portadoras.

Entre las ventajas de usar multiportadoras tenemos las siguientes:

- *Recrecimiento espectral de la señal:* Una solución de una sola portadora supera la solución multiportadora en lo que respecta a los requerimientos de retroceso y la eficiencia de los amplificadores de potencia. Los grandes requerimientos de retroceso para señales multiportadora resultan también en bajos picos de potencia.
- *Complejidad RF:* Todas las componentes de RF no pueden ser compartidas por las subportadoras en el receptor. Las redes de adaptación para ancho de banda angosta se pueden realizar con stubs pero para un amplio ancho de banda es más complicado.

### **III.3 Modulaciones**

Para comprender mejor los entornos multiportadoras vamos a entender un concepto muy importante que es el de modulación. La modulación es el proceso mediante el cual una señal de información se multiplica por otra señal de mayor frecuencia, haciéndole variar uno o más parámetros. Mediante la modulación se incorporan a la señal de mayor frecuencia llamada portadora, variaciones de sus parámetros fundamentales. Estas

variaciones son efectuadas por la señal de información o señal moduladora. Este tipo de variaciones puede ser en amplitud, frecuencia y fase.

La modulación se hace necesaria porque nos facilita la propagación de la señal, ordena el radioespectro, optimiza el ancho de banda, evita interferencias entre canales, protege la degradación del ruido y define la calidad de la información.

Existen diferentes tipos de modulaciones que se pueden clasificar en analógicas y digitales. Se prefieren estas últimas porque presentan mayor inmunidad al ruido, robustez en el deterioro del canal, multiplexado fácil de varias formas de información (voz, datos y video) y mayor seguridad [ Rappaport, 1996].

Para poder seleccionar un tipo de modulación nos tenemos que fijar en las características del canal, la utilización de modulaciones espectrales eficientes, que aprovechen eficazmente la banda de frecuencia asignada y en las modulaciones que permitan la utilización de amplificadores de alto rendimiento, que tienen una característica lineal.

Las modulaciones QPSK (Quadrature Phase Shift Key) ofrecen un ancho de banda eficiente y son muy atractivas para el uso de sistemas de comunicaciones inalámbricas donde se está incrementando la demanda de acomodar más y más usuarios dentro de un espectro limitado. Por esta razón se describen brevemente algunas de estas modulaciones:

- *Modulación QPSK*: Tiene el doble de eficiencia en el ancho de banda que BPSK (Binary Phase Shift Key), los dos bits son transmitidos en una modulación de símbolo sencilla, la fase de la portadora es llevada sobre uno de cuatro valores espaciados igualmente ( $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ), donde cada valor de fase corresponde a un único par del mensaje de bit.
- *Modulación OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Key)*: Es menos susceptible a los efectos nocivos y soporta más amplificación eficiente, asegura menores transiciones de la señal banda base aplicadas al amplificador de RF, lo cual ayuda a eliminar el recrecimiento espectral después de la amplificación.
- *Modulación  $\pi/4$  QPSK*: Ofrece una transición de fase máxima ( $\pm 135^\circ$ ). Es menos susceptible a las variaciones de envolvente que OQPSK.

### **III.4 Esquemas multiportadoras CDMA**

En los esquemas multiportadoras CDMA aparecen tres esquemas principales, los cuales se mencionan enseguida brevemente:

- *Multiportadora CDMA (MC-CDMA)*: Desarrollado por los investigadores N. Yee, J-P. Linnartz y G. Fettweis, K. Fazel y Papke y A. Chouly, A. Brajal y S. Jourdan

[Yee et al., 1993]. El transmisor MC-CDMA propaga el flujo de datos sobre las diferentes subportadoras usando una propagación de código en el dominio de la frecuencia. El escoger apropiadamente el número de subportadoras y guardar el intervalo es importante para incrementar la robustez en contra la disminución selectiva de frecuencia.

- *Multiportadora de Secuencia Directa CDMA (DS-CDMA)*: Desarrollada por los investigadores V. DaSilva y E. S. Sousa [DaSilva y Sousa, 1993]. En un esquema multiportadora basado en DS-CDMA, se propone una gran separación de subportadoras para el rendimiento de la mejora de la diversidad de frecuencia y la supresión de interferencia de la banda estrecha.
- *Multitono CDMA (MT-CDMA)*: Desarrollada por el investigador L. Vandendorpe [Vandendorpe, 1993]. El transmisor MT-CDMA usa el convertidor Serie/Paralelo (S/P) para propagar el flujo de datos empleando un código de propagación en el dominio del tiempo para que el espectro de cada subportadora anterior pueda satisfacer la condición de ortogonalidad con la operación de propagación y la mínima separación de frecuencia. Este esquema usa códigos largos de propagación en proporción al número de subportadoras.

## *Capítulo IV*

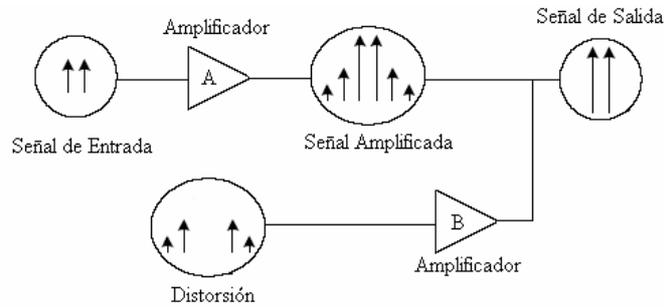
### **Técnicas de Linealización**

En este capítulo se presentan tres de las técnicas de linealización más populares, describiendo sus principios de funcionamiento, así como sus ventajas e inconvenientes y algunas de sus aplicaciones.

#### **IV.1 Feedforward o pre-compensación**

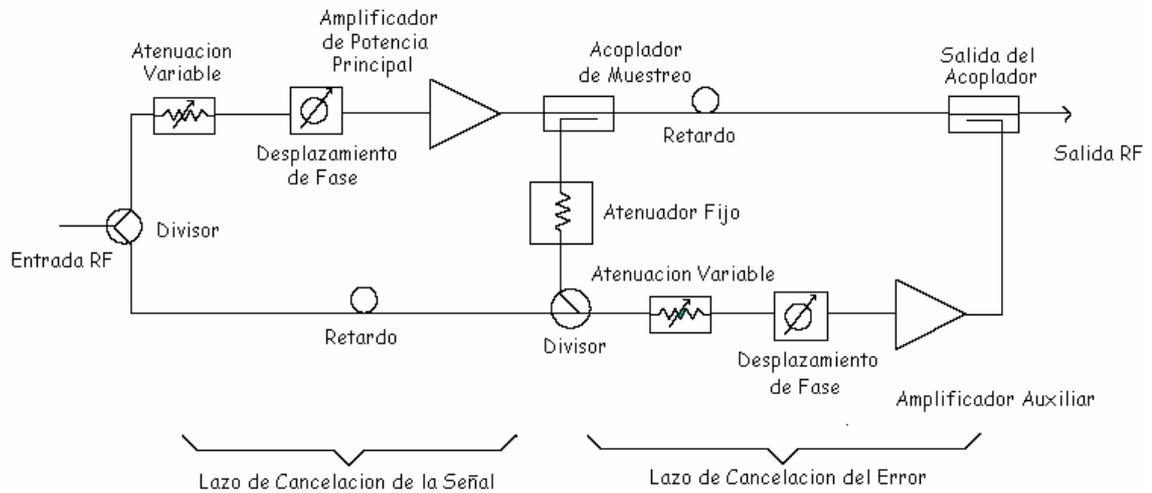
En 1924, H. S. Black inventó el concepto de Feedforward en los laboratorios Bell Telephone como un método de linealizar amplificadores [Sanz, 1997].

La figura 20 muestra el concepto de Feedforward o pre-compensación, el cual se puede entender de la siguiente manera: reducir la salida del amplificador (A) al mismo nivel de la señal de entrada y restar una de la otra para dejar solamente la distorsión generada por el amplificador. Amplificar la distorsión con un amplificador separado (B) y luego restarla de la salida original del amplificador para dejar solamente una versión linealmente amplificada de la señal de entrada [Stapleton, 2000].



*Figura 20. Concepto de feedforward*

El linealizador Feedforward de la figura 21 consta de dos circuitos fundamentales: el circuito de cancelación de la señal y el circuito de cancelación del error. El propósito del primer circuito es suprimir la referencia de la señal fundamental tomando una muestra a la salida del amplificador de potencia principal, dejando solo la distorsión del amplificador el cual contiene los productos de intermodulación (IMD) que produce el amplificador de potencia, ambos lineal y no lineal en la señal error. La distorsión lineal es debida a las desviaciones del amplificador de las respuestas en frecuencia desde la ganancia plana y la fase lineal. Esta señal de error se obtiene de la comparación, en un desplazador de fase de  $180^\circ$ , de una muestra de la señal de salida del amplificador de potencia, apropiadamente atenuada con una muestra convenientemente retrasada de la señal de entrada.



**Figura 21. Linealizador feedforward**

En el circuito de cancelación de error, la señal de error obtenida del circuito de cancelación de la señal, es amplificada por el amplificador de error (el amplificador de error debe operar en un modo suficientemente lineal para que no añada más distorsión), y es inyectada en contrafase a la salida para cancelar los IMD presentes en la salida del amplificador de potencia. El propósito del circuito de cancelación de error es suprimir la distorsión del componente de la señal de salida del amplificador de potencia, dejando solo la componente de la amplificación lineal a la salida del linealizador. Para suprimir la señal de error, la ganancia del amplificador de error se escoge para acoplar la suma de los valores del acoplador de muestra, atenuador fijo, y la salida del acoplador así que la señal de error se incrementa aproximadamente al mismo nivel como la componente de la distorsión de la señal a la salida del amplificador de potencia. Antes de la combinación, la señal de salida del amplificador de potencia es retardada. La combinación de la señal de error con la señal de salida del amplificador de potencia suele hacerse por un acoplador direccional de potencia.

Los efectos de memoria en la distorsión se pueden compensar por la técnica Feedforward, ya que estos efectos se pueden incluir en la señal de error.

Los valores del acoplador de muestreo y el atenuador fijo se escogen para acoplar la ganancia del amplificador principal. La atenuación variable se incluye en el circuito que habilita el nivel de salida que se ajusta precisamente a la carga de la referencia de entrada, mientras el desplazamiento de fase variable ajusta la salida del amplificador de potencia en un arreglo en contrafase con la referencia de entrada. La línea de retardo en el circuito de cancelación del error es necesaria para operación en un amplio ancho de banda, y compensar el retardo de grupo del amplificador principal al tiempo de alinear la salida del amplificador de potencia y señal de referencia antes de ser combinadas.

La técnica Feedforward es la más eficaz hoy en día en los sistemas de comunicación multiportadoras de frecuencias elevadas [Zozaya, 2002].

La técnica Feedforward es una configuración en lazo abierto remarcándose su estabilidad incondicional, pero en contra parte, su configuración en lazo abierto hace que no sea fácilmente protegida respecto a los efectos de deriva del amplificador, los desequilibrios de amplitud y fase, así como la desigualdad de los retardos de las señales al viajar entre las diferentes ramas que se comparan. En aplicaciones de RF estos desajustes pueden comprometer las prestaciones del linealizador, por lo que se hace necesario incluir algún mecanismo de compensación.

Sus prestaciones en cuanto a anchos de banda y reducción en la distorsión hacen que esta técnica se utilice frecuentemente en estaciones base para comunicaciones móviles. Esta técnica utiliza la propia IMD del amplificador a linealizar lo cual permite conseguir niveles elevados de cancelación de IMD, independientemente del tipo de no-linealidad inherente al amplificador principal [Sanz, 1997].

Se han utilizado linealizadores con la técnica de Feedforward en baja frecuencia así como aplicada a microondas sobre anchos de banda de 500 MHz, y se han logrado valores de más de 30 dB de reducción de los productos de intermodulación. Por otra parte, también se han patentado varias soluciones basadas en esta técnica y se ofrecen para aplicaciones en bandas L, S, Ku y Ka [Zozaya, 2002].

Los principales inconvenientes que presenta el uso de esta técnica de linealización son, aparte de la utilización de un segundo amplificador (el amplificador de error), la necesidad de introducir desfasadores, atenuadores y acopladores, que, además de incrementar el peso, introducen una atenuación adicional a la potencia de salida que se traducirá en una disminución del rendimiento de conversión DC/RF. Ésta es una de las razones principales por las que no se creía conveniente el uso de esta técnica en emisores instalados en satélite, y por la que no parece adecuada en unidades móviles para comunicaciones de esas características. Otro inconveniente lo constituye la sensibilidad del sistema respecto a la precisión del ajuste de las dos ramas que componen la estructura. Uno de los puntos débiles del sistema lo constituye precisamente el ajuste de la ganancia y fase de los distintos componentes, y más cuando esa adaptación debe mantenerse respecto a la temperatura, tiempo, cargas presentadas al

amplificador, cambios asociados al nivel de potencia cuando el número de portadoras cambia en una estación base con múltiples portadoras. En ocasiones se combina esta técnica con técnicas de Predistorsión que incrementen la linealidad del amplificador principal presentando mejoras en el margen de la IMD [Sanz, 1997].

A mediados de los 80's y principios de los 90's muchas patentes fueron cubiertas con los sistemas adaptivos de Feedforward. Estas patentes abarcan dos métodos generales de adaptación, ambos con o sin el uso de tonos pilotos. La primera adaptación basada en la minimización de potencia, mientras que la segunda está basada en señales gradiente.

El esquema de control para la adaptación de minimización de potencia consiste en tratar de ajustar la modulación del vector complejo en el circuito de cancelación de la señal. Teóricamente, esto minimiza la potencia medida del error de la señal en la banda de frecuencia ocupada por la señal de referencia. El rango de frecuencia que es escogido para el circuito de cancelación del error incluye solo la banda ocupada por la distorsión. Cuando los parámetros óptimos se han logrado, las perturbaciones deliberadas son requeridas para actualizar continuamente los coeficientes, los cuales reducen los efectos de la supresión de IMD.

#### **IV.1.1 Linealizador Feedforward Adaptivo**

La señal de entrada es dividida en dos caminos comprendiendo el circuito de cancelación de la señal. El camino superior contiene un ajustador de ganancia compleja y

un amplificador de potencia, los cuales amplifican la señal de salida más la distorsión, como se muestra en la figura 22.

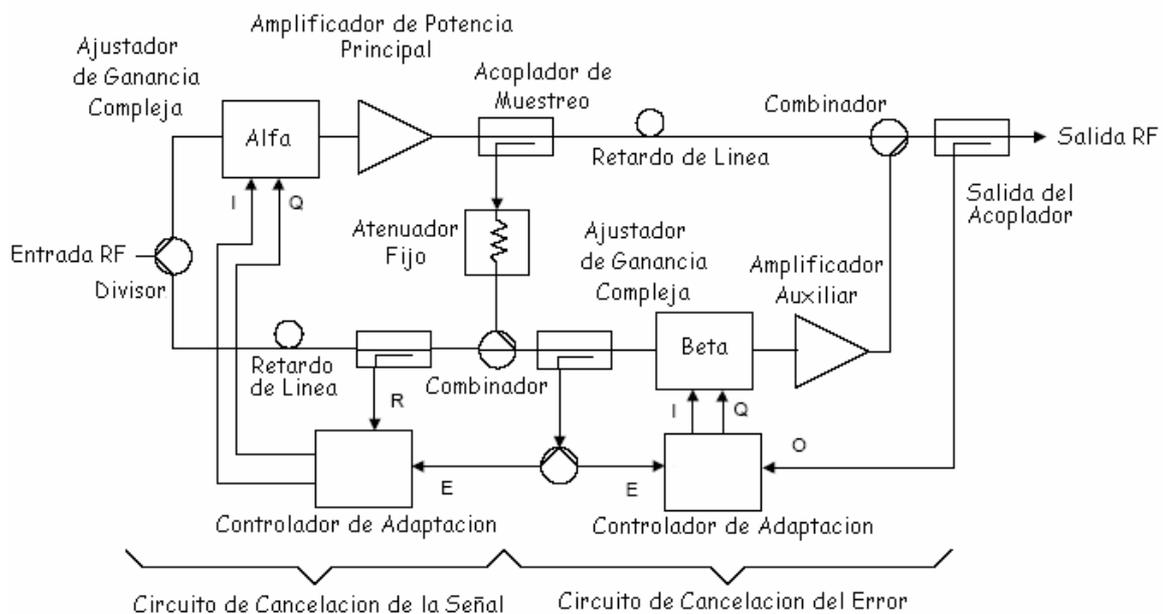


Figura 22. Linealizador feedforward adaptivo

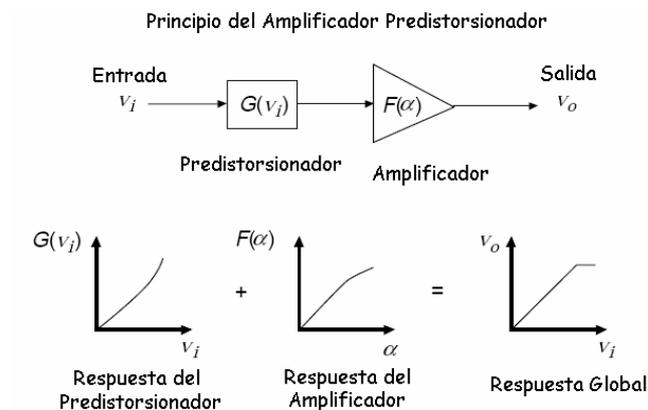
El segundo camino, o circuito de cancelación del error, lleva una replica de la primera salida de la señal amplificada más la distorsión, pero sumándole la carga del retardo del camino superior. El ajustador de ganancia compleja proporciona un significado de alterar la amplitud y fase así que la componente de la señal es cancelada en el camino inferior, dejando solo la distorsión. Esta distorsión se alimenta por la trayectoria inferior del circuito de cancelación del error, donde se ajusta en amplitud y fase por un ajustador de ganancia compleja y después combinándola con una versión retardada de la salida del

amplificador de potencia. Así la distorsión se elimina desde la salida del amplificador de potencia [Stapleton, 2000].

## **IV.2 Predistorsión**

Linealización mediante Pre o Post Distorsión: esta técnica se reduce a emplazar dos bloques en cascada, de los cuales uno es el amplificador a linealizar y el otro es un circuito auxiliar, encargado de distorsionar la señal de forma complementaria a la impuesta por el amplificador a linealizar. En el caso de que el circuito auxiliar preceda al amplificador principal la técnica es denominada de Pre-Distorsión, y será de Post-Distorsión en el caso contrario [Sanz, 1997].

Predistorsión es otra técnica popular para compensar la distorsión no lineal en los amplificadores de potencia. La figura 23 muestra el principio de predistorsión. La característica de transferencia del predistorsionador,  $G(v_i)$ , complementa la salida del amplificador de potencia,  $F(\alpha)$ , donde  $\alpha$  es la potencia o la envolvente de la entrada  $v_i$ . Antes de que la señal sea alimentada al amplificador de potencia es predistorsionada con  $G(v_i)$  de modo que la distorsión del sistema que resulta sea baja. Diferente del caso con un amplificador convencional de Feedforward, cuando se utiliza Predistorsión no hay necesidad de retrasar el componente o el amplificador secundario, así que los gastos indirectos de la potencia de estos componentes adicionales se evitan. Por lo tanto, la predistorsión puede conducir a una alta eficacia [Oishi et al., 2002].



*Figura 23. Principio de predistorsión*

La señal de entrada del amplificador de potencia se modifica mediante una ley de predistorsión, haciendo preceder el amplificador de potencia por un dispositivo no lineal cuya relación entrada salida sea la inversa de la relación entrada salida del amplificador de potencia [Zozaya, 2002].

La función de predistorsión puede ser implementada en: Predistorsión en RF, Predistorsión en IF, Predistorsión en Banda Base y Predistorsión de Datos.

El uso de la predistorsión para compensar la no linealidad aunque está creciendo en popularidad, se prefiere otro tipo de linealizadores (linealizador Feedforward o linealizador de Retroalimentación) porque son simples, efectivos, tienen un bajo consumo de potencia y no introducen pérdidas de potencia adicional en la salida del transmisor. El linealizador de Predistorsión se inserta entre el amplificador del canal y el amplificador de potencia; en el caso de un amplificador de potencia de estado sólido (SSPA) puede ser integrado directamente en el amplificador.

Un linealizador de predistorsión tiene una potencia de salida contra las característica entrada de potencia y una inserción en fase contra característica de la entrada de potencia que, sea idealmente complementario a los del transmisor. La ganancia del linealizador es para el incremento de la potencia, y su desplazamiento de fase se adapta para ser igual y opuesto al del amplificador de potencia.

La linealización permite que el transmisor sea operado con muy alta potencia de salida, mejorando la eficiencia total del transmisor. Alternativamente, el transmisor puede trabajar en el mismo punto de funcionamiento con mejoras en la linealidad. Los linealizadores a base de Predistorsión también pueden ser útiles en antenas puestas en fase activas para facilitar los requisitos de fase y ganancia entre diferentes elementos que se amplifican. Los linealizadores convencionales de Predistorsión pueden ser abultados [Gatti, 1995].

Los esquemas más modernos de Predistorsión tienden a ser adaptivos utilizando un DSP para ajustar los coeficientes del predistorsionador. Se emplea una muestra de la potencia fuera de banda de la señal de salida del amplificador de potencia. Esta técnica se emplea en la linealización de amplificadores TWTA y SSPA que con lo anterior se utilizan en comunicaciones inalámbricas [Zozaya, 2002].

El hecho de utilizar lazo abierto en los esquemas de predistorsión asegura la estabilidad del sistema. Otra ventaja asociada la constituye la amplitud de su ancho de banda. Uno de los principales inconvenientes es que pese a su forma sencilla de montaje, no es adaptativo a las variaciones de funcionamiento del AP (temperatura, variaciones en la

impedancia de carga del amplificador, variaciones en función de la frecuencia-canal-utilizada). La técnica utilizada es intrínsecamente analógica, desembocando en un aumento de peso asociado a la circuitería añadida (atenuador variable, desfasador, aisladores, acopladores, elemento no lineal) [Sanz, 1997].

#### **IV.2.1 Predistorsión basada en RF**

La predistorsión basada en RF tiene 2 ventajas. La primera es que la corrección se aplica antes del amplificador de potencia donde las pérdidas por inserción son menos críticas. La segunda, la corrección de la arquitectura tiene un ancho de banda moderado.

El linealizador crea una versión de predistorsión de modulación deseada. El predistorsionador consiste en un ajustador de ganancia compleja que controla la amplitud y fase de la señal de entrada. La cantidad de predistorsión es controlada por dos funciones de trabajo no lineales que interpolan las no linealidades de AM/AM y AM/PM del amplificador de potencia.

La envolvente de la señal de entrada es una entrada de la función de trabajo. La trayectoria de retroalimentación muestra una porción del espectro no deseado. Los parámetros de la función de trabajo después son ajustados por el DSP para minimizar la señal no deseada, la cual es típicamente la potencia del canal adyacente.

Con dos tonos en la señal de entrada se puede observar la respuesta espectral en varios nodos del predistorsionador de RF. En la figura 24 se observa un predistorsionador basado en RF.

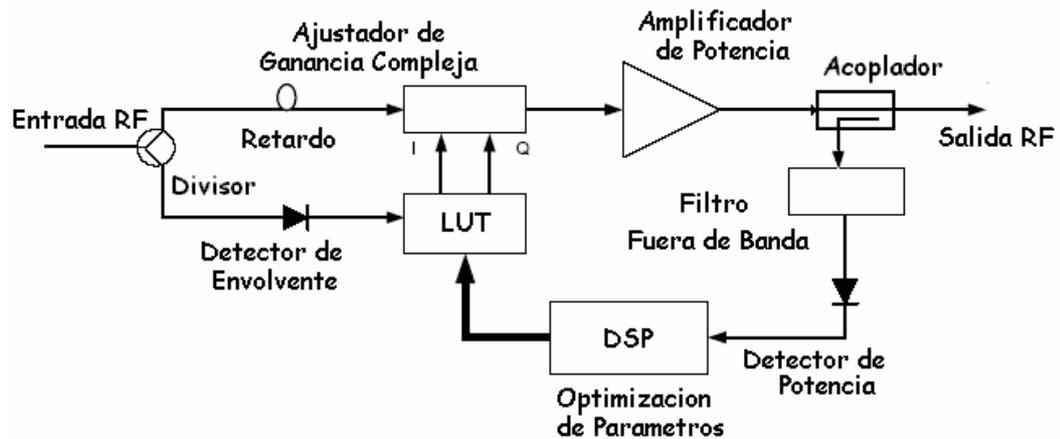


Figura 24. Esquema del predistorsionador RF

La función del detector de la envolvente es extraer la amplitud de la modulación en la señal de entrada de RF. El retardo de línea de la rama superior compensa el tiempo de retardo sumado con la envolvente que pasa por la función de trabajo. El ajustador de ganancia compleja, una vez optimizado proporciona la característica inversa no lineal del amplificador. Así observamos el recrecimiento espectral desde el predistorsionador a la entrada del nodo del amplificador de potencia. Idealmente los productos de IM pueden ser igual en amplitud, pero en contrafase con los productos IM creados en los dos tonos que pasan a través del amplificador de potencia. El filtro fuera de banda muestra la potencia de la interferencia del canal adyacente (ACPI). La función del DSP es adaptar los parámetros de la función de trabajo para que el ACPI sea minimizado.

A mediados de los 80's y principios de los 90's se registraron muchas patentes sobre Predistorsión Adaptiva. Estas patentes cubrían dos métodos generales de adaptación: adaptación basada en minimización de potencia y adaptación basada en señal gradiente.

El esquema de control para la adaptación de minimización de potencia se basa en intentar controlar el ajustador de ganancia compleja para minimizar la medida de potencia de la señal de error en la frecuencia fuera de banda. Una vez que se han alcanzado los parámetros óptimos, las perturbaciones deliberadas se requieren para poner al día continuamente los coeficientes, que reducen los efectos IM de la supresión de la distorsión.

La adaptación basada en el uso de señales de gradiente requiere de un continuo cálculo para estimar el gradiente de la superficie de la potencia de tres dimensiones. La superficie para el circuito predistorsionador de RF es diferente entre la señal de entrada y la señal de salida escalada. Esta potencia se minimiza cuando el error de la señal se suprime continuamente. Puesto que el gradiente se actualiza continuamente, no se requiere de ninguna mala regulación deliberada.

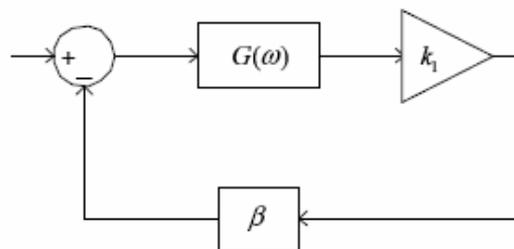
Hay tres técnicas distintas de Predistorsión de RF. La función de trabajo basada en utilizar un polinomio de orden inferior para ajustar las características AM/AM y AM/PM del amplificador de potencia. La técnica de Look-up table ajusta con más precisión las características del amplificador de potencia. Sin embargo, esto requiere de una técnica sofisticada de adaptación. La técnica de no linealidad analógica usa diodos que generan los

IMD. Estos IMD se ponen en fase y se atenúa para hacerle contrafase con la distorsión creada por el amplificador de potencia [Stapleton, 2002].

### IV.3 Retroalimentación

Un linealizador mediante retroalimentación negativa es un sistema potencialmente estable, y tanto la estabilidad como la efectividad de este linealizador dependen principalmente de la ganancia y el margen de fase de lazo.

Un linealizador mediante retroalimentación negativa (direct feedback) se muestra en la figura 25.



**Sistema de Retroalimentación Negativa**

*Figura 25. Linealizador de retroalimentación negativa*

Donde  $k_1$  representa la ganancia del amplificador de potencia,  $\beta$  la ganancia del camino de retroalimentación y  $G(\omega)$  modela la respuesta en frecuencia del lazo. La ganancia de lazo cerrado de tal sistema sacrifica la ganancia  $k_1$  del amplificador de potencia a favor de la linealidad, siendo esta circunstancia una de las principales desventajas de la linealización mediante retroalimentación. Esto se puede superar si en algunas aplicaciones se retroalimenta una muestra de la distorsión en lugar de una

muestra de la señal de salida del amplificador. La ganancia de lazo,  $\beta G(\omega) k_1$  (virtualmente determina la cantidad de distorsión que puede ser compensada) presente una respuesta frecuencial del tipo pasabajos [Zozaya, 2002].

Un sistema de Retroalimentación clásico toma una muestra de la señal de salida, siendo ésta tratada en una rama auxiliar, para reinyectarla en el amplificador principal. De hecho, la rama auxiliar puede ser lineal o no lineal. La versión no lineal en la rama de retroalimentación se presenta más prometedora que la versión lineal. Debido a que la IMD auxiliar es una muestra de la señal de salida, ésta no se podrá cancelar totalmente, puesto que, si fuese así, dejaría de existir la señal de error. Por otro lado, las componentes de señal y las asociadas a la señal de intermodulación se tratan de igual forma, con lo cual una reducción en la IMD irá obligatoriamente acompañada de un decrecimiento en la ganancia del sistema. Al mismo tiempo, la retroalimentación provocada sobre las componentes de la señal puede traducirse en problemas de estabilidad, a menos que se tomen medidas limitadoras de ancho de banda. El linealizador por retroalimentación activa con rama auxiliar no lineal rompe el compromiso Señal-IMD, pudiéndose concebir un sistema en el que el amplificador auxiliar produzca la intermodulación auxiliar y además que la rama auxiliar presente ganancia total nula. Quedan sin embargo los problemas de la banda en que el sistema es efectivo en la cancelación de la IMD, y la atenuación adicional de potencia a la salida. Este tipo de linealizador tiene siempre una banda muy pequeña [Sanz, 1997].

También se conocen otros tipos de Retroalimentación como son: Retroalimentación Indirecta, Retroalimentación RF, Retroalimentación de Modulación,

Retroalimentación de la Envolvente, Retroalimentación Polar y Retroalimentación Cartesiana. A continuación se describe esta última.

### **IV.3.1 Retroalimentación Cartesiana**

El lazo cartesiano, en el cual la salida de la señal de RF es resuelto en componentes de cuadratura (I y Q), comienza a incrementar su popularidad en 1990 y algunos diseños son ahora producción en volumen.

La señal de entrada del lazo cartesiano está en banda base, el lazo cartesiano difiere del lazo polar en que ésta es una transmisión linealizada en lugar de una amplificación linealizada.

El uso de la modulación I/Q es ideal para el transmisor de un sólo canal con esquemas de modulación complejos digitales o analógicos, tal como TETRA (400 MHz) o banda estrecha PMR/SMR (típicamente de 220 o 800 MHz).

El lazo cartesiano también puede ser apropiado para un amplio ancho de banda de modulación tal como GSM EDGE, donde una reducción en la cantidad de la retroalimentación (alrededor 10dB) puede ser aplicada sobre un ancho de banda de varios cientos de KHz. En la figura 26 se observa el lazo cartesiano.

La señal de entrada de banda base I/Q se aplica a través de un amplificador diferencial y el lazo del filtro al modulador en cuadratura y a través del amplificador de estados a la salida.

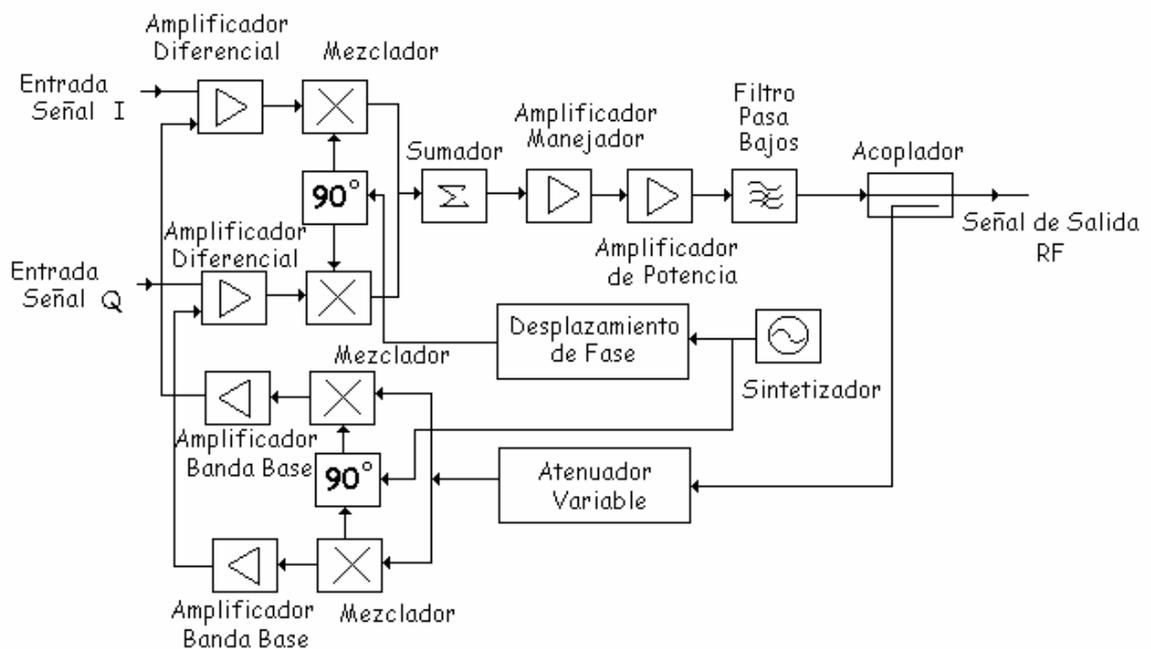


Figura 26. Diagrama del lazo cartesiano

Una muestra de la salida de RF se atenúa y alimenta a un demodulador de cuadratura, donde se compara con la entrada de la señal en banda base para generar la señal manejadora del modulador. El sintonizador se comparte entre el camino de delante y de retroceso y se programa en el centro de operación del canal. El lazo cartesiano es activado con dos lazos de control ortogonales I y Q. Aquí hay varios factores claves los cuales son direccionados en el diseño del lazo cartesiano, estabilidad del lazo, desplazamiento DC, y “generación imagen”:

- La frecuencia del canal es sintonizada por la operación de banda, el desplazamiento de fase entre el camino de delante y retroceso cambiara y puede aparecer inestabilidad en la banda lateral. Normalmente se usa un desplazador de fase programable para ajustar la fase relativa del oscilador local para asegurar que se mantenga la retroalimentación negativa, con el control de suposiciones establecidas (LUT) o procedimientos de calibración.

- Si se requiere alta linealidad, entonces el convertidor de bajada mezclará a muy bajo nivel de la entrada y así puede llevar un offset limitado de DC (y ruido). El offset de DC resulta no deseado en la fuga del oscilador local, incrementando el vector de error de magnitud (EVM). Soluciones típicas a problemas del desplazamiento de DC plantean el uso de circuitos de muestreo y retención alrededor de los amplificadores diferenciales o la introducción deliberada de offsets de DC a las entradas I y Q.

- En los primeros diseños las señales de banda base I y Q eran generadas por la red de desplazamiento de fase, con pobre cuadratura de fase y balance de amplitud entre los caminos I y Q. Esto, combinado con la pobre cuadratura de balance en el demodulador limitaba la ortogonalidad entre las señales I y Q, llevando a la generación no deseada de imágenes de la señal de interés y creaba un producto entrada-canal no deseado y degradaba el EVM. Con la venida de bajo costo de DSP, la generación de las señales I y Q con un acoplamiento exacto de amplitud y fase comienza a ser mucho más sencilla y el DSP puede usarse incluso en predistorsión de la compensación de las señales I y Q para circuitos inadecuados en RF.

Técnicas innovadoras de RF y software hacen posible una supresión de la imagen  $> 45$  dB y  $>50$  dB de la portadora, lo cual se ha logrado en productos comerciales.

Se puede notar que incluso con un alto nivel de supresión de imagen, el lazo cartesiano no es normalmente apropiado para amplificación multiportadora [Whittle S.]

La corrección en banda base se hace a menudo en el dominio digital con técnicas de procesamiento digital de señales (DSP).

Se puede alcanzar una linealidad muy alta usando IFB (Indirect Feedback), el cual es corregido por él, los cambios debidos por el ambiente y efectos de envejecimiento. La principal limitación del IFB es el manejo de la inhabilidad de las señales en banda ancha. En la práctica, esto es difícil de hacer en un sistema de retroalimentación que responda a señales-envolvente que cambien más que varios MHz, debido al retardo ( $\Delta t_s$ ) del amplificador y asociado a los componentes de procesamiento de señal. El ancho de banda de la señal debe satisfacer la condición  $BW \prec \frac{1}{4\Delta t_s}$  para lograr una corrección significativa. Así, el total de retardo debe ser menor que 25 ns para unos 10 MHz de ancho de banda (algunas aplicaciones de microondas pueden tener un retardo de 10-20 ns). Una ventaja de la retroalimentación cartesiana es que el ancho de banda de la componentes de entrada-fase y cuadratura son aproximadamente iguales, mientras que en un sistema de retroalimentación polar, el ancho de banda de la componente de fase es mucho más grande que el ancho de banda de la componente de la amplitud [Katz, 2001].

La ventaja principal del sistema con Retroalimentación Cartesiana es que requiere implementación simple y es aplicable a cualquier esquema de modulación [O'Droma et al., 2002]. Otras ventajas son baja complejidad, alta resistencia al manejo y envejecimiento, es una técnica robusta para amplificadores de potencia con pobres prestaciones.

Algunas desventajas son la limitación en el ancho de banda debido a que la señal de entrada del lazo cartesiano está en banda base y problemas de estabilidad [Dawson, 2001]. El problema con la Retroalimentación es que presenta excesiva distorsión AM/PM desde el amplificador de potencia que puede causar inestabilidad en el lazo. La función de transferencia del lazo debe diseñarse para la estabilidad y supresión de error [Tee, 2001].

## *Capítulo V*

### **Simulación de las técnicas de linealización**

A continuación se presentan los aspectos principales relacionados con la implementación de las diferentes técnicas de linealización de amplificadores de potencia mediante los paquetes informáticos GENESYS® y ADS®.

#### **V.1 Simulación de un amplificador de potencia con linealización feedforward**

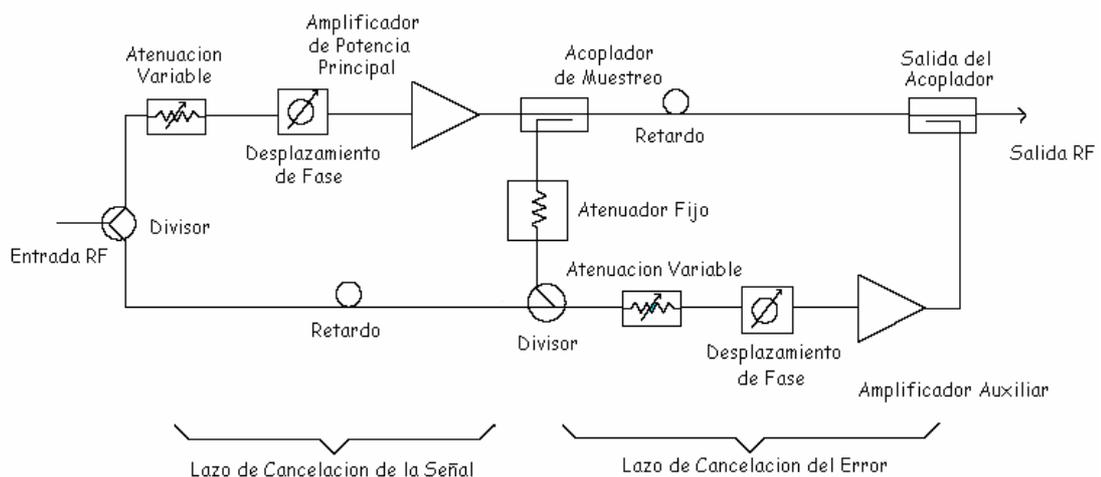
La primera técnica de linealización bajo estudio es la de feedforward o pre-compensación. En la implementación de un amplificador de potencia linealizado con la técnica de feedforward se definieron las especificaciones de un amplificador típico utilizado en sistemas de tercera generación [Berglund et al., 2001] cuyas características se describen en la tabla II. En el simulador de GENESYS® viene un ejemplo de feedforward, en el cual se especificaron las características del amplificador, el aislamiento y figura de ruido se dejaron con los valores del ejemplo.

**Tabla II. Características del amplificador principal**

Ganancia	52 dB
Planaridad de la ganancia	$\pm 0.5$ dB
Potencia de salida	46 dBm (40 W)
Linealidad	Primer canal adyacente ACLR1 < -51 dBc Segundo canal adyacente ACLR2 < -60 dBc
Eficiencia	>9%, típicamente 10% incluyendo un convertidor de DC/DC
Rango de temperatura	+ 5° a + 45°
Ancho de Banda	20 MHz dentro de la banda de 2110-2170 MHz, ajustable según se requiera.

## V.2 Linealizador feedforward implementado en GENESYS®

En la figura 27 se muestra el diagrama básico del linealizador feedforward cuya implementación se utilizó en el programa GENESYS®. Para ilustrar el proceso de la linealización se emplea una señal de entrada con dos portadoras centradas en 2135 MHz y 2145 MHz respectivamente y los efectos del proceso se analizarán en las relaciones de potencia de los productos de intermodulación (IMD) a portadora.



**Figura 27. Linealizador feedforward**

## V.2.1 Implementación

Se buscó en la librería de elementos de GENESYS® cada componente del linealizador feedforward para realizar directamente su implementación en este simulador, obteniéndose el diagrama que se muestra en la figura 28.

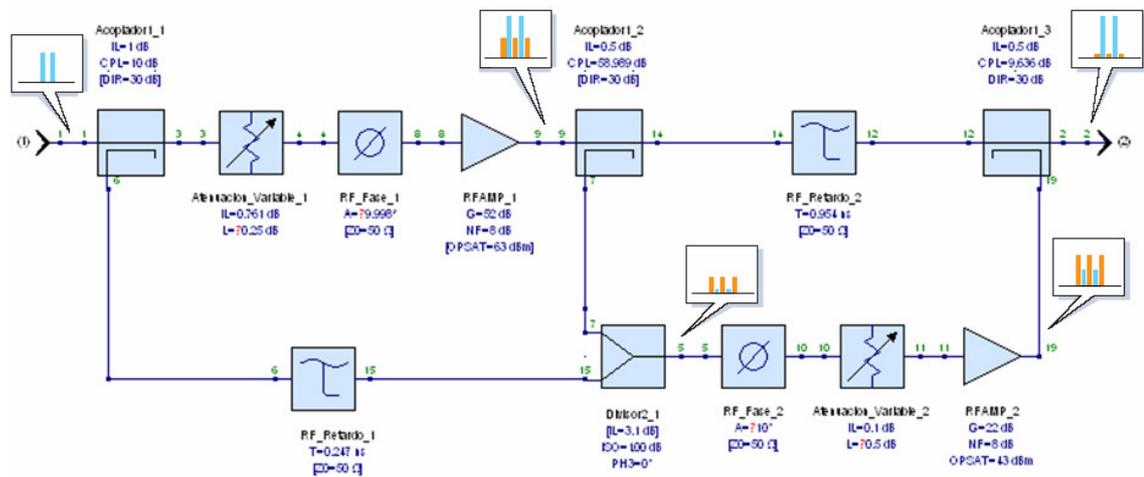
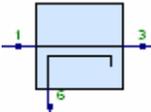
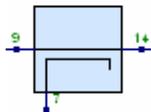
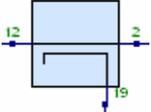


Figura 28. Linealizador feedforward implementado en GENESYS®

Se describen a continuación las características más importantes de los componentes utilizados. Se tomaron como valores iniciales los componentes del ejemplo de feedforward en GENESYS® y a partir de éstos, se empezaron a variar para obtener la mejor cancelación de la señal y la mejor cancelación de la señal de error en los dos lazos que componen el linealizador.

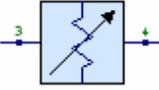
En la tabla III, se muestran las características de los 3 acopladores empleados incluyendo las pérdidas totales por inserción, el acoplamiento y la directividad.

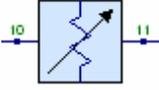
**Tabla III. Acopladores**

<p>Acoplador1_1 IL=1 dB CPL=10 dB DIR=30 dB</p> 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Name</th> <th>Description</th> <th>Value</th> <th>Units</th> <th>Default</th> <th>Tune</th> <th>Show</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td>Designator:</td> <td>Acoplador1_1</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IL</td> <td>Total Insertion Loss:</td> <td>1</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>CPL</td> <td>Coupling:</td> <td>10</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>DIR</td> <td>Directivity:</td> <td></td> <td>dB</td> <td>30</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>Z0</td> <td>Reference Impedance:</td> <td></td> <td>ohm</td> <td>50</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input type="checkbox"/></td> </tr> </tbody> </table>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show		Designator:	Acoplador1_1				<input checked="" type="checkbox"/>	IL	Total Insertion Loss:	1	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	CPL	Coupling:	10	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	DIR	Directivity:		dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show																																					
	Designator:	Acoplador1_1				<input checked="" type="checkbox"/>																																					
IL	Total Insertion Loss:	1	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
CPL	Coupling:	10	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
DIR	Directivity:		dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>																																					
<p>Acoplador1_2 IL=0.5 dB CPL=58.989 dB DIR=30 dB</p> 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Name</th> <th>Description</th> <th>Value</th> <th>Units</th> <th>Default</th> <th>Tune</th> <th>Show</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td>Designator:</td> <td>Acoplador1_2</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IL</td> <td>Total Insertion Loss:</td> <td>0.5</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>CPL</td> <td>Coupling:</td> <td>58.989</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>DIR</td> <td>Directivity:</td> <td></td> <td>dB</td> <td>30</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>Z0</td> <td>Reference Impedance:</td> <td></td> <td>ohm</td> <td>50</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input type="checkbox"/></td> </tr> </tbody> </table>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show		Designator:	Acoplador1_2				<input checked="" type="checkbox"/>	IL	Total Insertion Loss:	0.5	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	CPL	Coupling:	58.989	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	DIR	Directivity:		dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show																																					
	Designator:	Acoplador1_2				<input checked="" type="checkbox"/>																																					
IL	Total Insertion Loss:	0.5	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
CPL	Coupling:	58.989	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
DIR	Directivity:		dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>																																					
<p>Acoplador1_3 IL=0.5 dB CPL=9.636 dB DIR=30 dB</p> 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Name</th> <th>Description</th> <th>Value</th> <th>Units</th> <th>Default</th> <th>Tune</th> <th>Show</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td>Designator:</td> <td>Acoplador1_3</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IL</td> <td>Total Insertion Loss:</td> <td>0.5</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>CPL</td> <td>Coupling:</td> <td>9.636</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>DIR</td> <td>Directivity:</td> <td>30</td> <td>dB</td> <td>30</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>Z0</td> <td>Reference Impedance:</td> <td></td> <td>ohm</td> <td>50</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input type="checkbox"/></td> </tr> </tbody> </table>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show		Designator:	Acoplador1_3				<input checked="" type="checkbox"/>	IL	Total Insertion Loss:	0.5	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	CPL	Coupling:	9.636	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	DIR	Directivity:	30	dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show																																					
	Designator:	Acoplador1_3				<input checked="" type="checkbox"/>																																					
IL	Total Insertion Loss:	0.5	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
CPL	Coupling:	9.636	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
DIR	Directivity:	30	dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																					
Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>																																					

En la tabla IV, se observan las características de los 2 atenuadores variables utilizados incluyendo las pérdidas por inserción y la atenuación.

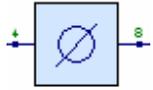
**Tabla IV. Atenuadores variables**

 <p>Atenuador_Variable_1 IL=0.761 dB L=70.25 dB</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Name</th> <th>Description</th> <th>Value</th> <th>Units</th> <th>Default</th> <th>Tune</th> <th>Show</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td>Designator:</td> <td>Atenuacion_Variable_1</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IL</td> <td>Insertion Loss:</td> <td>0.761</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>L</td> <td>Loss:</td> <td>0.25</td> <td>dB</td> <td></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>ZIN</td> <td>Input Impedance:</td> <td></td> <td>ohm</td> <td>50</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>ZOUT</td> <td>Output Impedance, (Default=Zin):</td> <td></td> <td>ohm</td> <td>(optional)</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>Ip1db</td> <td>Input P1 dB:</td> <td></td> <td>dBm</td> <td>(optional)</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>Ipsat</td> <td>Input Saturation Power:</td> <td></td> <td>dBm</td> <td>(optional)</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IIP3</td> <td>Input IP3:</td> <td></td> <td>dBm</td> <td>(optional)</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> <tr> <td>IIP2</td> <td>Input IP2:</td> <td></td> <td>dBm</td> <td>(optional)</td> <td><input type="checkbox"/></td> <td><input checked="" type="checkbox"/></td> </tr> </tbody> </table>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show		Designator:	Atenuacion_Variable_1				<input checked="" type="checkbox"/>	IL	Insertion Loss:	0.761	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	L	Loss:	0.25	dB		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	ZIN	Input Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	ZOUT	Output Impedance, (Default=Zin):		ohm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	Ip1db	Input P1 dB:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	Ipsat	Input Saturation Power:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	IIP3	Input IP3:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	IIP2	Input IP2:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show																																																																	
	Designator:	Atenuacion_Variable_1				<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
IL	Insertion Loss:	0.761	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
L	Loss:	0.25	dB		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
ZIN	Input Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>																																																																	
ZOUT	Output Impedance, (Default=Zin):		ohm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>																																																																	
Ip1db	Input P1 dB:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
Ipsat	Input Saturation Power:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
IIP3	Input IP3:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	
IIP2	Input IP2:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>																																																																	

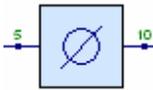
 <p>Atenuacion_Variable_2 IL=0.1 dB L=70.5 dB</p>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show
		Designator:	Atenuacion_Variable_2				<input checked="" type="checkbox"/>
	IL	Insertion Loss:	0.1	dB		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	L	Loss:	0.5	dB		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	ZIN	Input Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	ZOUT	Output Impedance, (Default=Zin):		ohm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Ip1db	Input P1dB:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Ipsat	Input Saturation Power:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	IIP3	Input IP3:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	IIP2	Input IP2:		dBm	(optional)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

En la tabla V, se ilustran las características de los desfazadores requeridos en la configuración circuital del linealizador incluyendo la constante de fase y su impedancia de referencia.

**Tabla V. Desfazadores**

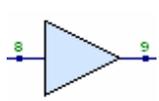
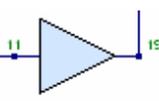
 <p>RF_Fase_1 A=79.998° Z0=50 Ω</p>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show
		Designator:	RF_Fase_1				<input checked="" type="checkbox"/>
	A	Constant phase for FREQ<F:	9.998	°		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	S	Slope in degrees/octave:			0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	F	Frequency at which slope starts:			MHz	0	<input type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:			ohm	50	<input type="checkbox"/>

 <p>RF_Fase_2 A=7.10° Z0=50 Ω</p>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show
		Designator:	RF_Fase_2				<input checked="" type="checkbox"/>
	A	Constant phase for FREQ<F:	10	°		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	S	Slope in degrees/octave:			0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	F	Frequency at which slope starts:			MHz	0	<input type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:			ohm	50	<input type="checkbox"/>

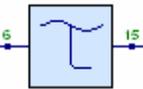
En la tabla VI, se muestran las características de los amplificadores de potencia empleados en el linealizador feedforward. Tanto el amplificador principal (RFAMP\_1) como el amplificador de error (RFAMP\_2) se definen con un modelo paramétrico integrado en el simulador, el cual emplea características de ganancia, figura de ruido, el punto de compresión de 1 dB, potencia de saturación de salida, salida del punto de intercepción de tercer orden y el aislamiento de reversa.

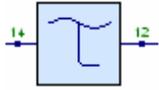
**Tabla VI Amplificadores de potencia**

 <p>RFAMP_1 G=52 dB NF=8 dB OPSAT=63 dBm</p>	<b>Name</b>	<b>Description</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	<b>Default</b>	<b>Tune</b>	<b>Show</b>	
		Designator:	RFAMP_1				<input checked="" type="checkbox"/>	
	G	Gain:	52	dB			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	NF	Noise Figure:	8	dB			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Op1 db	Output P1 dB:	46	dBm	60		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Opsat	Output Saturation Power:		dBm	63		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	OIP3	Output IP3:		dBm	70		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	OIP2	Output IP2:		dBm	80		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	RISO	Reverse Isolation:	60	dB	50		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:		ohm	50		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	FC	Corner Frequency:		MHz	1000		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Slope	Rolloff Slope in dB/Decade:		dB	0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
 <p>RFAMP_2 G=22 dB NF=8 dB OPSAT=43 dBm</p>	<b>Name</b>	<b>Description</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	<b>Default</b>	<b>Tune</b>	<b>Show</b>	
		Designator:	RFAMP_2				<input checked="" type="checkbox"/>	
	G	Gain:	22	dB			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	NF	Noise Figure:	8	dB			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Op1 db	Output P1 dB:	40	dBm	60		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Opsat	Output Saturation Power:	43	dBm	63		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	OIP3	Output IP3:	50	dBm	70		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	OIP2	Output IP2:		dBm	80		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	RISO	Reverse Isolation:	60	dB	50		<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:		ohm	50		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	FC	Corner Frequency:		MHz	1000		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	Slope	Rolloff Slope in dB/Decade:		dB	0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

En la tabla VII, se muestran el retardo de tiempo y su impedancia de referencia para los elementos de retardo que se utilizaron en linealizador.

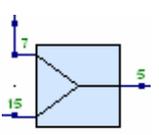
**Tabla VII. Retardos**

 <p>RF_Retardo_1 T=0.247 ns Z0=50 Ω</p>	<b>Name</b>	<b>Description</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	<b>Default</b>	<b>Tune</b>	<b>Show</b>	
		Designator:	RF_Retardo_1				<input checked="" type="checkbox"/>	
	T	Time delay:	0.2472	ns			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:		ohm	50		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

 <p>RF_Retardo_2 T=0.954 ns Z0=50 ohm</p>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show
		Designator:	RF_Retardo_2				<input checked="" type="checkbox"/>
	T	Time delay:	0.953689	ns		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:		ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

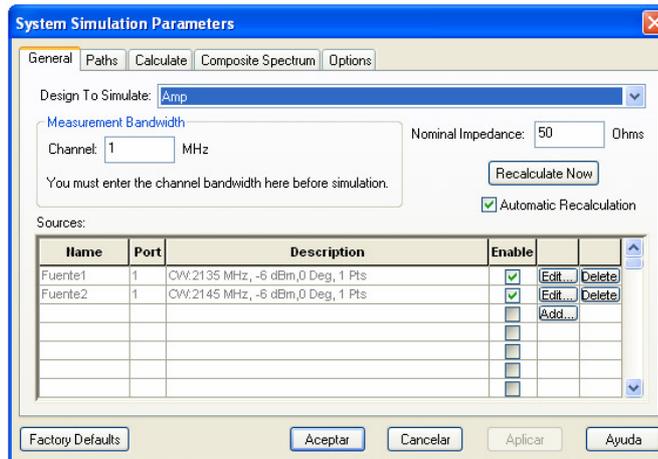
La tabla VIII muestra las pérdidas totales por inserción, el aislamiento, fase del puerto 2 y fase del puerto 3 para el divisor.

**Tabla VIII. Divisor**

 <p>Divisor2_1 [IL=3.1 dB] ISO=100 dB PH2=0° PH3=0°</p>	Name	Description	Value	Units	Default	Tune	Show	
		Designator:	Divisor2_1				<input checked="" type="checkbox"/>	
	IL	Total Insertion Loss:			dB	3.1	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	ISO	Isolation:	100		dB	30	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Gbal2	Gain Balance, ports 2,3:			dB	0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	PH2	Phase, port 2:	0		°	-90	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	PH3	Phase, port 3:	0		°	-90	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	Z0	Reference Impedance:			ohm	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

## V.2.2 Especificación de parámetros para la simulación

Para generar la señal de entrada se utilizaron 2 fuentes (una a 2135 MHz y 2145 MHz) con una potencia de -6 dBm y una fase de 0°. Este valor de -6 dBm es la máxima potencia de entrada para que el amplificador principal no entre en saturación debido a su elevada ganancia (52 dB). La figura 29 muestra la ventana de los parámetros de simulación del sistema.



**Figura 29. Señal de entrada**

En esta misma ventana también se especifica la trayectoria principal, la cual comprende los nodos 1, 9, 2 (ver figura 28) y la frecuencia de inicio de canal 2135 MHz. Se selecciona que calcule los armónicos, IMD, que muestre las contribuciones espectrales y los límites de frecuencia.

El amplificador principal es RFAMP\_1. Este amplificador amplifica la señal del puerto 1 y aparecen los IMD. Una muestra del espectro distorsionado se toma en el Acoplador1\_2 y pasa al Divisor2\_1 donde se combina con el espectro de la señal de entrada retardada.

Una muestra del espectro de la señal de entrada no distorsionada se toma del Acoplador1\_1 y se retarda en aproximadamente  $190^{\circ}$  (RF\_Retardo\_1) para compensar el retardo que presenta el RFAMP\_1. Este retardo debe ser suficiente para poder ajustar la fase en RF\_Fase\_1.

A la salida del Divisor2\_1 las portadoras de la entrada se cancelan si tienen la misma amplitud y están 180° desfasadas. La Atenuación\_Variable\_1 se utiliza para ajustar la amplitud de las portadoras.

Solamente el espectro del IMD se amplifica por el RFAMP\_2 (amplificador de error) y se combina nuevamente con la trayectoria principal por medio del Acoplador1\_3. El RF\_Retardo\_2 tiene cerca de 370° para ajustar RF\_Fase\_2. Los IMD en la salida (puerto 2) deben ser de la misma amplitud y 180° desfasados. La Atenuación\_Variable\_2 se utiliza para ajustar la amplitud de los IMD.

### **V.2.3 Resultados de la simulación**

Para la simulación se sintonizaron los siguientes elementos: Atenuación\_Variable\_1 (perdidas), Atenuación\_Variable\_2 (perdidas), RF\_Fase\_1 (constante de fase), RF\_Fase\_2 (constante de fase) y RFAMP\_2 (aislamiento de reversa).

En las figuras subsecuentes (30-40) se muestran los resultados de la simulación. En la figura 30 se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los puntos 1 y 2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6 dBm. La línea punteada son las contribuciones del espectro.

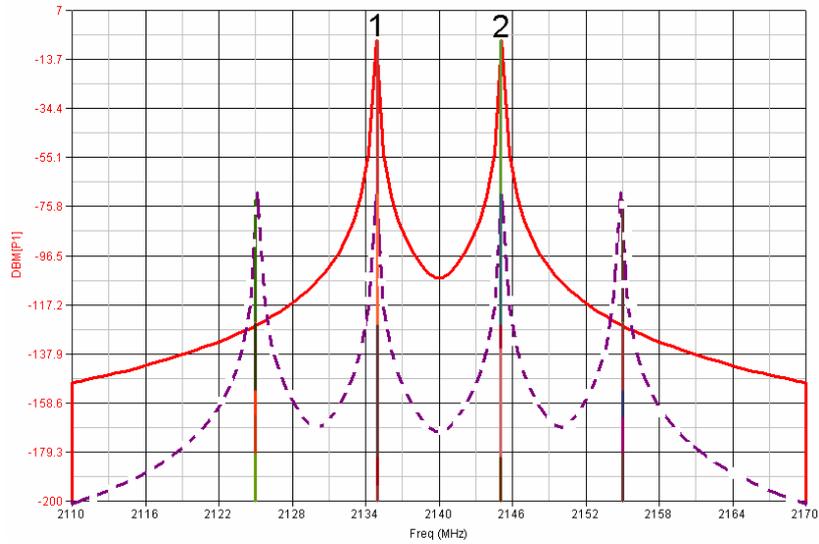


Figura 30. Señal de entrada

En la figura 31 aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de 42.989 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de -8.023 dBm y -8.022 dBm respectivamente.

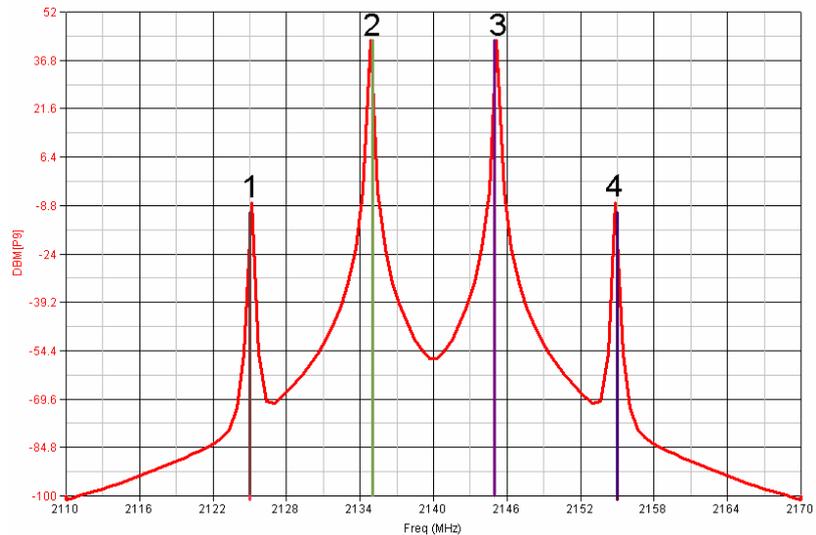


Figura 31. Señal a la salida del amplificador principal

En la figura 32 se observa la potencia de las amplitudes de las portadoras de la señal de error marcadas con los incisos c) -19.1 y d) -19.1, al tener la misma amplitud y estar desfasadas 180° (figura 33) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras. La línea punteada son las contribuciones del espectro.

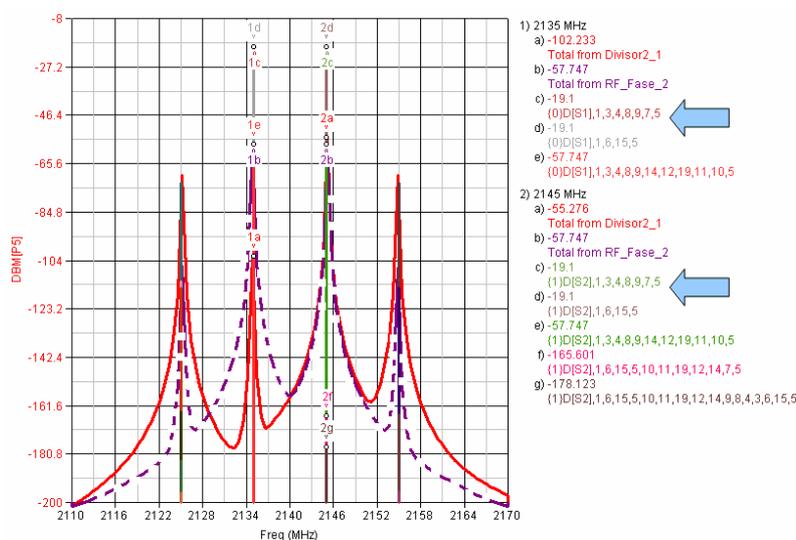


Figura 32. Amplitud de la señal de error

En la figura 33 se observa la fase de las portadoras de la señal de error marcadas con los incisos c) y d), al tener la misma amplitud (figura 32) y estar desfasadas 180° (figura 33) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras. Para la portadora de 2135 MHz se tienen los siguientes valores: c) 80.002° y d) -99.998°. Para la otra portadora de 2145 MHz se tienen los siguientes valores: c) 80.002° y d) -100.888°.

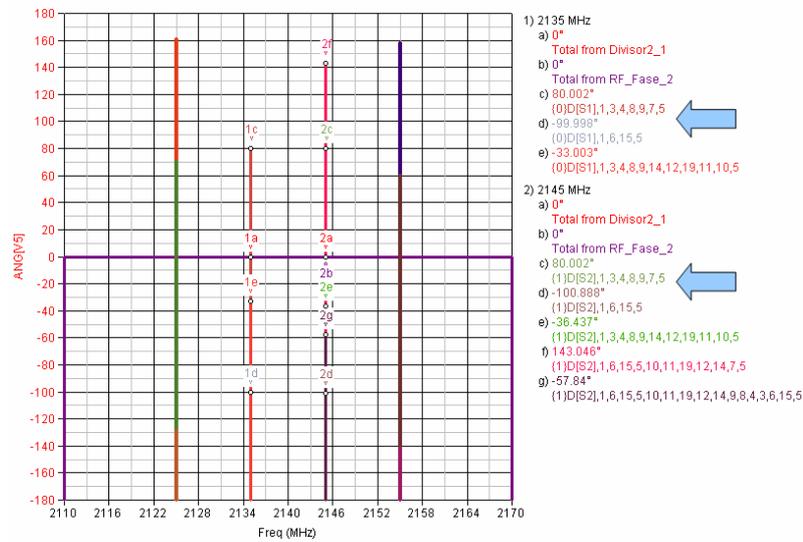


Figura 33. Fase de la señal de error

En la figura 34 se observa el espectro de la amplitud de error, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de -70.089 dBm y -70.086 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de -59.011 dBm y -55.276 dBm respectivamente. La línea punteada son las contribuciones del espectro.

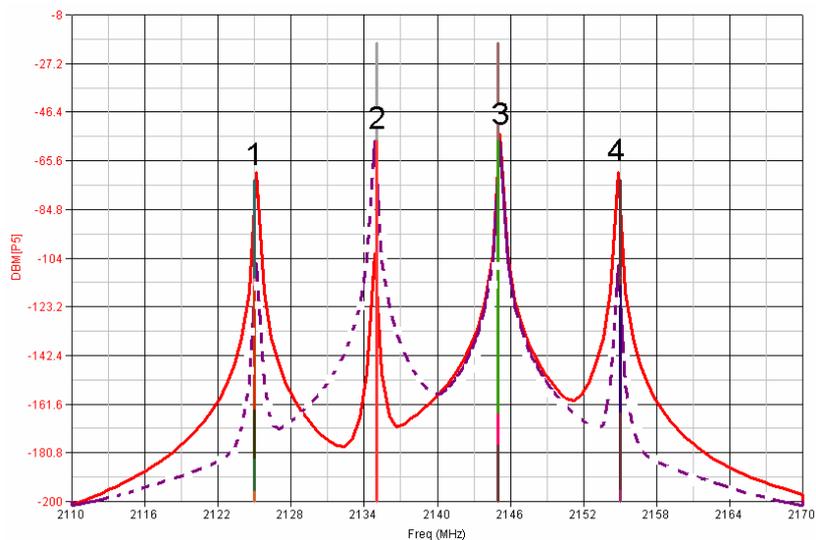


Figura 34. Amplitud de la señal de error

En la figura 35 se muestra la fase del espectro de error, en el cual se observa una fase de  $160.894^\circ$  a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1),  $80.002^\circ$  a 2135 MHz (punto 2),  $143.046^\circ$  a 2145 MHz (punto 3) y  $158.224^\circ$  a 2155 MHz (punto 4).

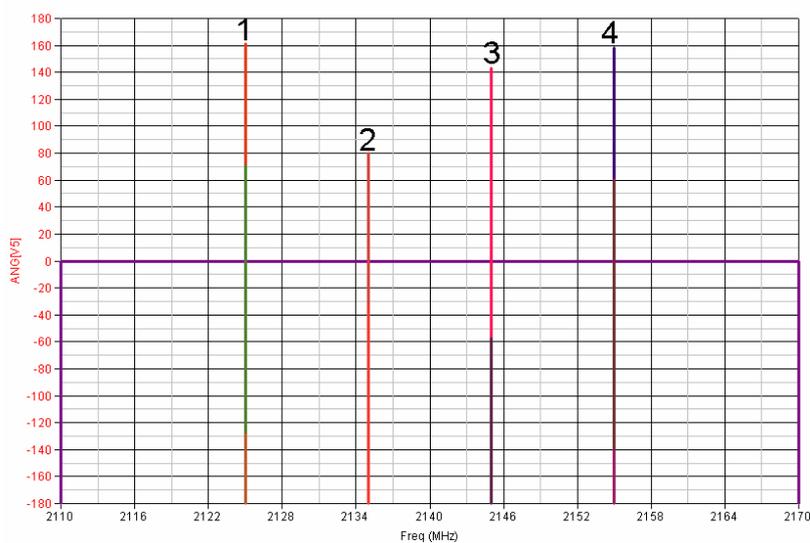


Figura 35. Fase de la señal de error

En la figura 36 se ve el espectro de error a la salida del amplificador de error, en el cual se aprecia la amplificación de los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de  $-48.522$  dBm y  $-51.696$  dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de  $-80.834$  dBm y  $-33.876$  dBm respectivamente. La línea punteada son las contribuciones del espectro.

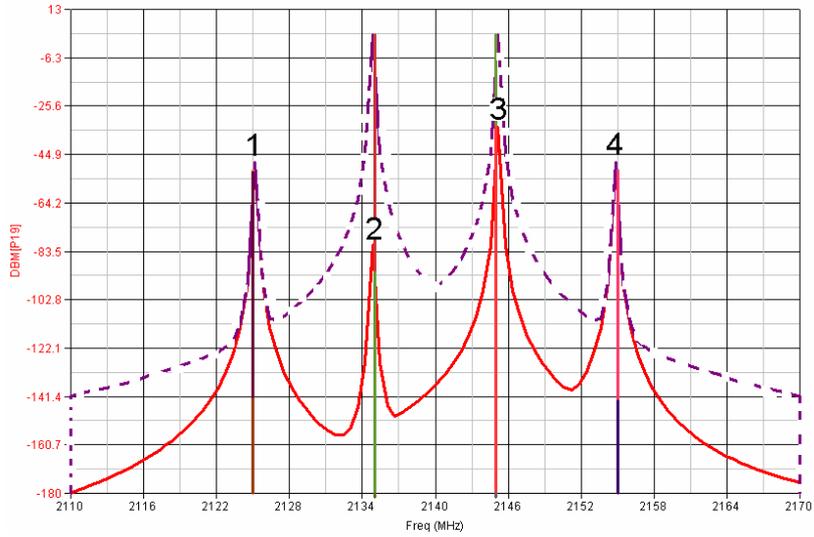


Figura 36. Señal de error a la salida del amplificador de error

En la figura 37 se observa la potencia de las amplitudes de los IMD de la señal de salida marcadas con los incisos c) y d), al tener la misma amplitud y estar desfasadas 180° (figura 38) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán los IMD.

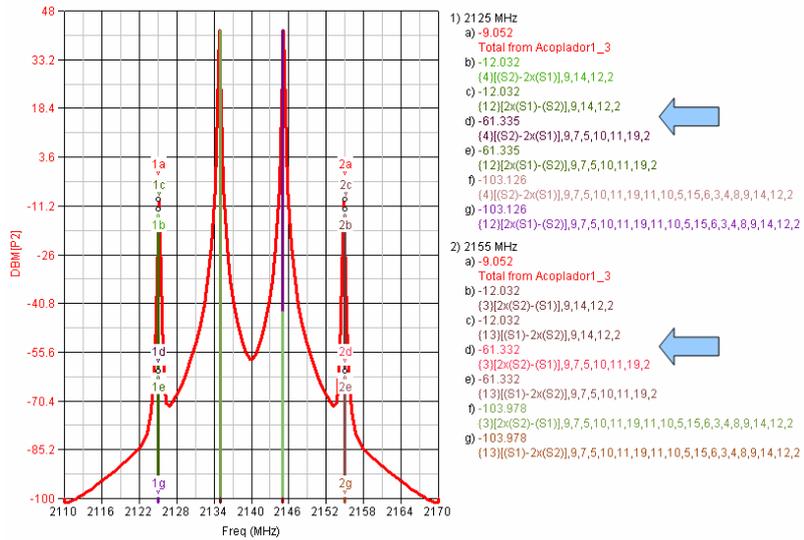


Figura 37. Amplitud de la señal de salida

En la figura 38 se observa la fase de los IMD de la señal de error marcadas con los incisos d) y e), al tener la misma amplitud (figura 37) y estar desfasadas 180° (figura 38) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán. Para el IMD de 2125 MHz se tienen los siguientes valores: d) -9.572° y e) 170.428°. Para el otro IMD de 2155 MHz se tiene los siguientes valores: d) -19.872° y e) 170.42°.

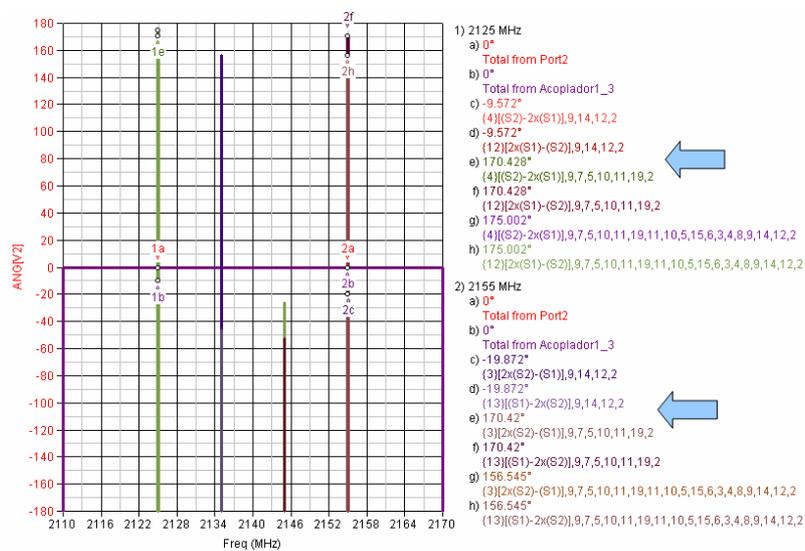


Figura 38. Fase de la señal de salida

En la figura 39 se observa la señal de salida, en el cual se aprecia la disminución de los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de -9.052 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de 41.989 dBm cada una.

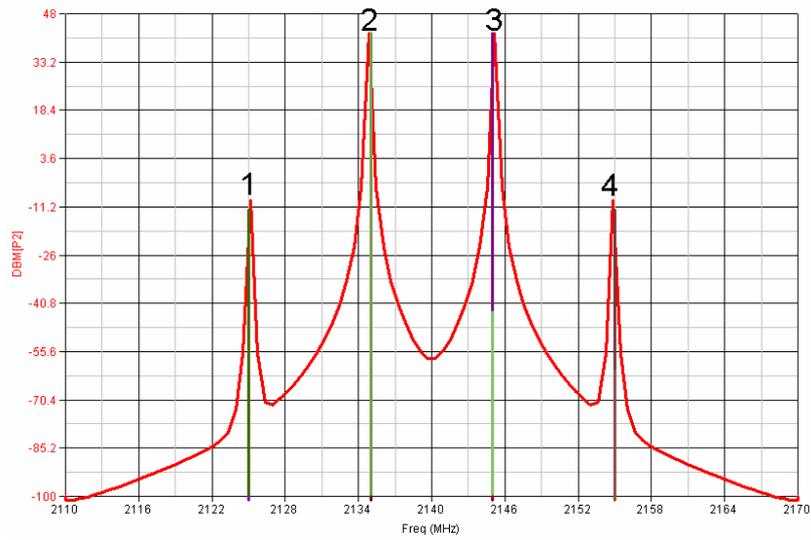


Figura 39. Señal de salida

En la figura 40 se muestra la fase del espectro de salida, en el cual se observa una fase de  $170.428^\circ$  a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1),  $155.939^\circ$  a 2135 MHz (punto 2),  $-26.437^\circ$  a 2145 MHz (punto 3) y  $170.42^\circ$  a 2155 MHz (punto 4).

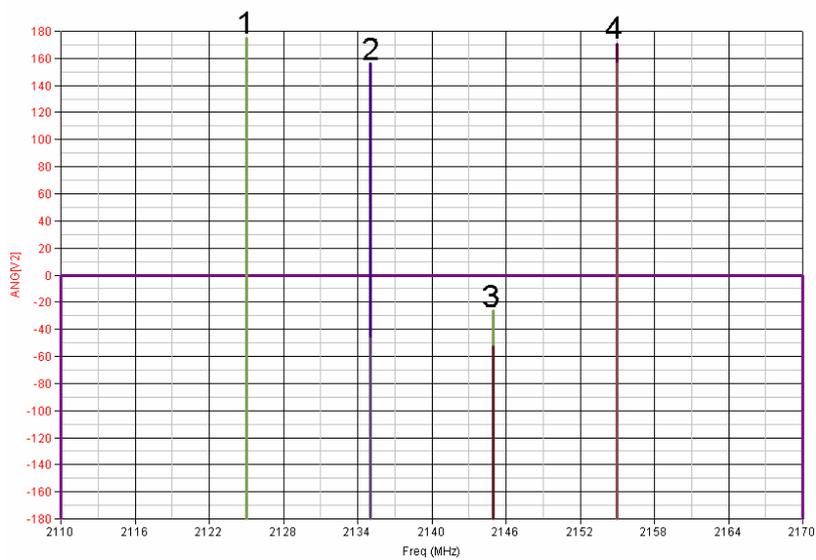


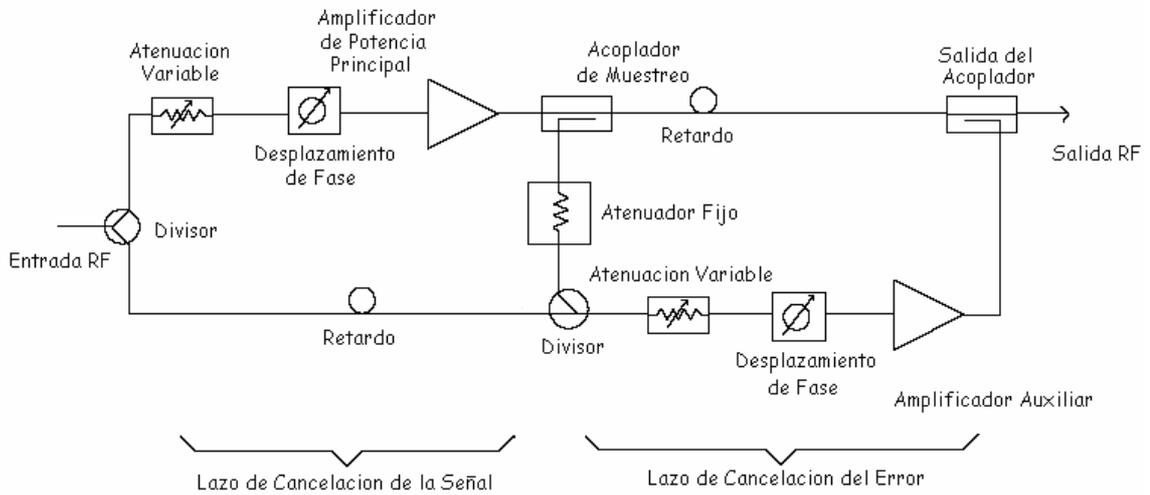
Figura 40. Fase de la señal de salida

#### **V.2.4 Conclusiones de la simulación con GENESYS®**

Con respecto a la cancelación de la señal, se comprobó que cuando en la amplitud de la señal de error (figura 32) se tiene la misma amplitud en las portadoras (-19.1 dBm) y en la fase de la señal de error (figura 33) se tiene una diferencia de fase de  $180^\circ$  o muy cercana a este valor se observa que en la amplitud de la señal de error (en la figura 34) se cancelan las portadoras, quedando solamente los IMD que a su vez después serán amplificados por el amplificador de error (RFAMP\_2). La cancelación de los IMD se observa en la amplitud de la señal de salida (figura 37) aunque no tienen la misma amplitud (-12.032 dBm y -61.335 dBm) y en la figura 38 (fase de la señal de salida) se tiene una diferencia muy cercana a  $180^\circ$ , se observa que en la figura 39 (Señal de salida) los IMD se reducen considerablemente alcanzando lo reportado en el artículo [Berglund et al., 2001].

#### **V.3 Feedforward implementado en ADS®**

En esta sección se describe la implementación del linealizador feedforward utilizando el programa ADS®. La figura 41 muestra el linealizador feedforward el cual se vio en el capítulo IV.1.



**Figura 41. Linealizador feedforward**

### V.3.1 Implementación

Se busco en ADS® cada elemento del linealizador feedforward para poder realizar su implementación en este simulador. Obteniéndose el diagrama que se muestra en la figura 42. Se tomaron como valores iniciales los componentes del ejemplo de feedforward en GENESYS® y a partir de éstos, se empezaron a variar para obtener la mejor cancelación de la señal y la mejor cancelación de la señal de error en los dos lazos que componen el linealizador.

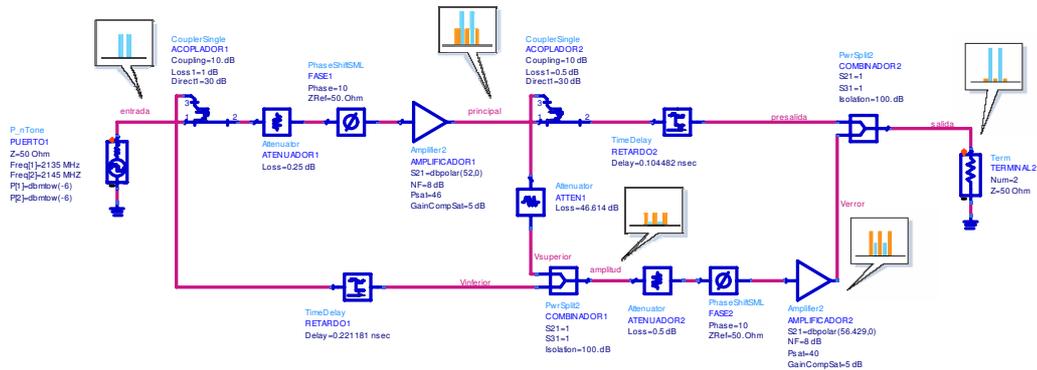


Figura 42. Linealizador feedforward implementado

A continuación se describen las características más importantes de los elementos que componen el linealizador feedforward.

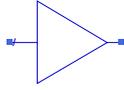
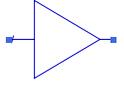
En la tabla IX, se muestran las características de los acopladores (el acoplamiento, las pérdidas y la directividad), atenuadores (pérdidas) y desfazadores (la fase y su impedancia de referencia) empleados en el linealizador feedforward.

Tabla IX. Acopladores, atenuadores y desfazadores

<p>CouplerSingle ACOPLADOR1 Coupling=10. dB Loss1=1 dB Direct1=30 dB</p>	<p>CouplerSingle ACOPLADOR2 Coupling=10 dB Loss1=0.5 dB Direct1=30 dB</p>	<p>Attenuator ATENUADOR1 Loss=0.25 dB</p>	<p>Attenuator ATENUADOR2 Loss=46.614 dB</p>	<p>Attenuator ATENUADOR3 Loss=0.5 dB</p>	<p>PhaseShiftSML FASE1 Phase=10 ZRef=50. Ohm</p>	<p>PhaseShiftSML FASE2 Phase=10 ZRef=50. Ohm</p>
--	---	---	---	--	--	--

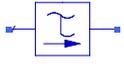
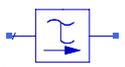
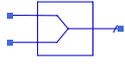
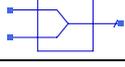
En la tabla X se muestran las características de los amplificadores de potencia empleados en el linealizador feedforward. Tanto para el amplificador principal (AMPLIFICADOR1) como para el amplificador de error (AMPLIFICADOR2) se observan la ganancia, figura de ruido, el punto de compresión de 1 dB, potencia de saturación de salida y salida del punto de intercepción de tercer orden.

**Tabla X. Amplificadores de potencia**

	
<p>Amplifier2  <b>AMPLIFICADOR1</b>                  S21=dbpolar(52,0)                  NF=8 dB                  Psat=46                  GainCompSat=5 dB</p>	<p>Amplifier2  <b>AMPLIFICADOR2</b>                  S21=dbpolar(56.429,0)                  NF=8 dB                  Psat=40                  GainCompSat=5 dB</p>

En la tabla XI, se muestran los parámetros de los retardos y los divisores de potencia que se utilizaron en el linealizador feedforward.

**Tabla XI. Retardos y divisores de potencia**

			
<p>TimeDelay  <b>RETARDO1</b>                  Delay=0.221379 nsec</p>	<p>TimeDelay  <b>RETARDO2</b>                  Delay=0.10295 nsec</p>	<p>PwrSplit2  <b>COMBINADOR1</b>                  S21=1                  S31=1                  Isolation=100. dB</p>	<p>PwrSplit2  <b>COMBINADOR2</b>                  S21=1                  S31=1                  Isolation=100. dB</p>

La tabla XII, se ilustra la característica de las fuentes de señal y de la carga terminal con las cuales se complementa el esquemático para realizar las simulaciones del linealizador feedforward. En el puerto 1 se muestra la impedancia de referencia, la frecuencia de las portadoras así como su potencia y el número de puerto. El puerto 2 define solamente la terminación de la impedancia de carga en 50 Ω.

**Tabla XII. Fuentes y carga terminal**

	
<p>P_nTone  <b>PUERTO1</b>                  Z=50 Ohm                  Freq[1]=2135 MHz                  Freq[2]=2145 MHz                  P[1]=dbmtow(-6)                  P[2]=dbmtow(-6)</p>	<p>Term  <b>TERMINAL2</b>                  Num=2                  Z=50 Ohm</p>

### **V.3.2 Especificación de parámetros para la simulación**

Para generar la señal de entrada se utilizaron 2 fuentes (una a 2135 MHz y 2145 MHz) con una potencia de -6 dBm y una fase de 0°. Este valor de -6 dBm es la máxima potencia de entrada para que el amplificador no entre en saturación debido a su elevada ganancia (52 dB). Las cuales se implementaron en el puerto 1. La figura 43 muestra la ventana de los parámetros de simulación del sistema utilizando Balance Armónico. En el cual se pone la frecuencia de las dos portadoras, que resuelva con el método Krylov (técnica de balance armónico implementada en ADS®), y las salidas que queremos visualizar en el esquemático.

El amplificador principal es AMPLIFICADOR1. Este amplificador amplifica la señal del puerto 1 y aparecen los IMD. Una muestra del espectro distorsionado se toma en el ACOPLADOR2 y pasa al DIVISOR1 donde se combina con el espectro de la señal de entrada retardada.

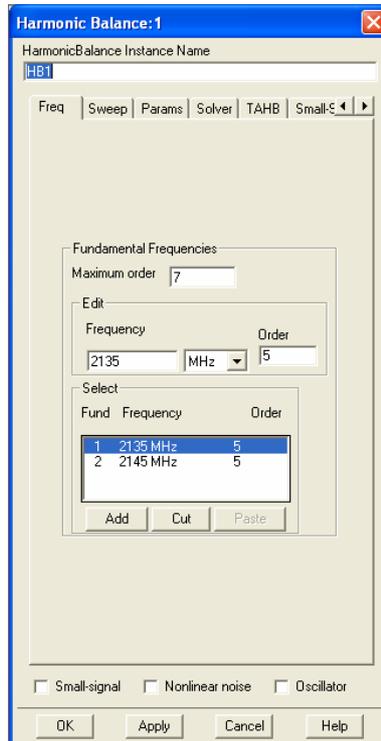


Figura 43. Ventana de Balance Armónico

Una muestra del espectro de la señal de entrada no distorsionada se toma del ACOPLADOR1 y se retarda cerca de  $190^\circ$  (RETARDO1). Este retardo se agrega para compensar el retardo existente en el AMPLIFICADOR1. Este retardo debe ser suficiente para poder ajustar la FASE1.

A la salida del DIVISOR1 las portadoras de la entrada se cancelan si tienen la misma amplitud y están  $180^\circ$  desfasadas. El ATENUADOR1 se utiliza para ajustar la amplitud de las portadoras.

Solamente el espectro del IMD se amplifica por el AMPLIFICADOR2 (amplificador de error) y se combina nuevamente con la trayectoria principal por medio del

DIVISOR2. El RETARDO2 tiene cerca de  $370^\circ$  para ajustar FASE2. Los IMD en la salida (puerto 2) deben ser de la misma amplitud y  $180^\circ$  desfasados. La ATENUADOR2 se utiliza para ajustar la amplitud de los IMD.

### V.3.3 Resultados de la simulación

En las figuras subsecuentes (44-54) se muestran los resultados de la simulación. En la figura 44 se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los puntos 1 y 2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6 dBm.

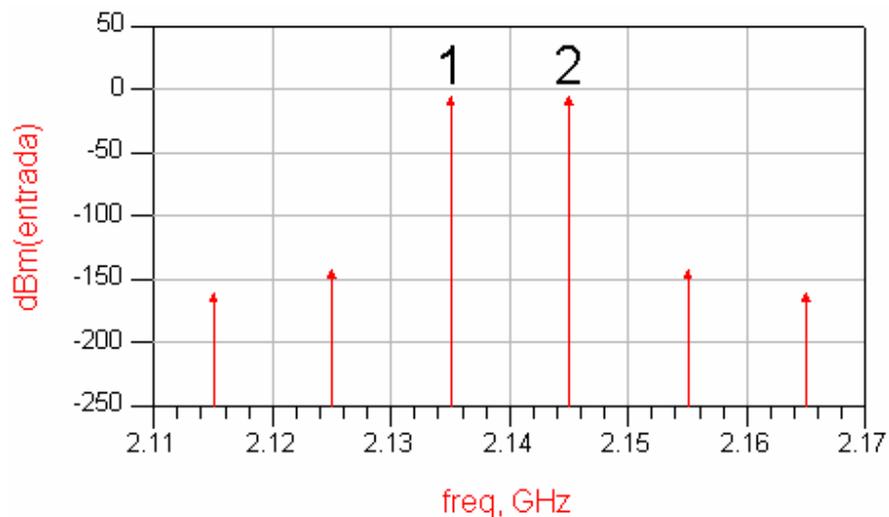


Figura 44. Señal de entrada

En la figura 45 aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de 40.614 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de 23.888 dBm y 23.889 dBm respectivamente.

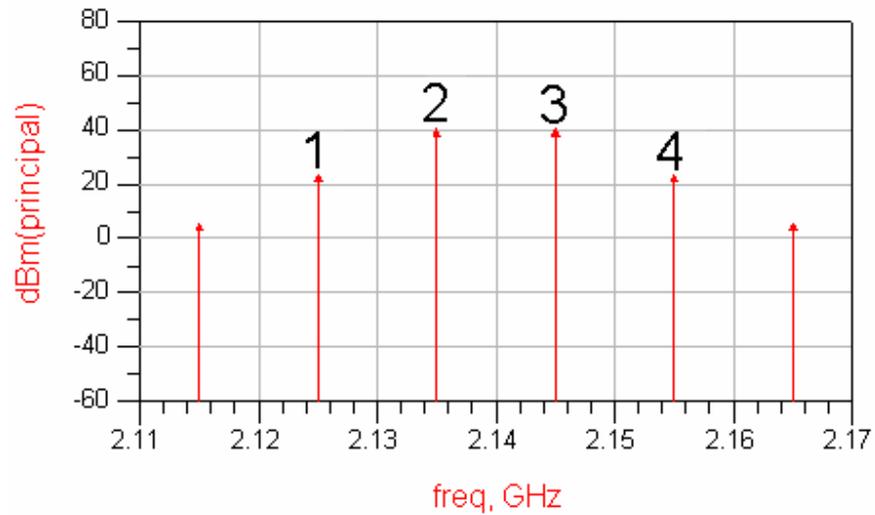


Figura 45. Señal a la salida del amplificador principal

En la figura 46 se observa la potencia de las amplitudes de las portadoras de la señal de error marcadas con los puntos 1 y 2, a la frecuencia de 2135 MHz y 2145 MHz tienen un nivel de -16 cada una, al tener la misma amplitud y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 47) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras.

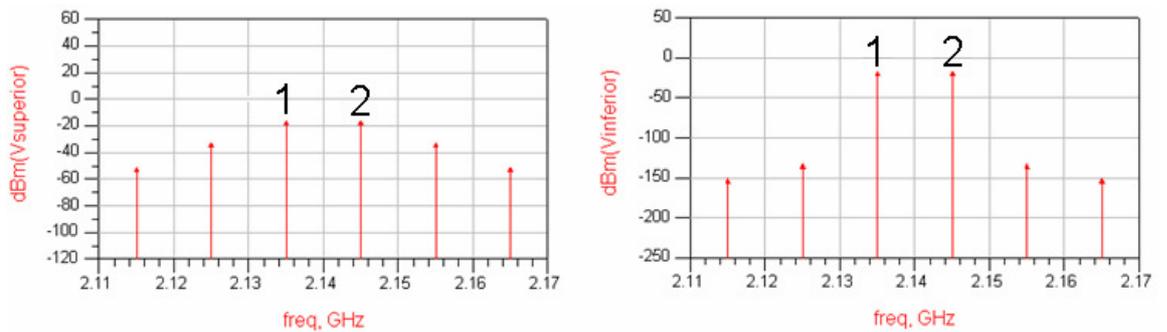


Figura 46. Amplitud de la señal de error

En la figura 47 se observa la fase de las portadoras de la señal de error marcadas con los incisos 1 y 2, al tener la misma amplitud (figura 46) y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 47) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras.

Para la portadora de 2135 MHz tenemos un desfase de  $180^\circ$  y para la portadora de 2145 MHz tenemos un desfase de  $180.798^\circ$ .

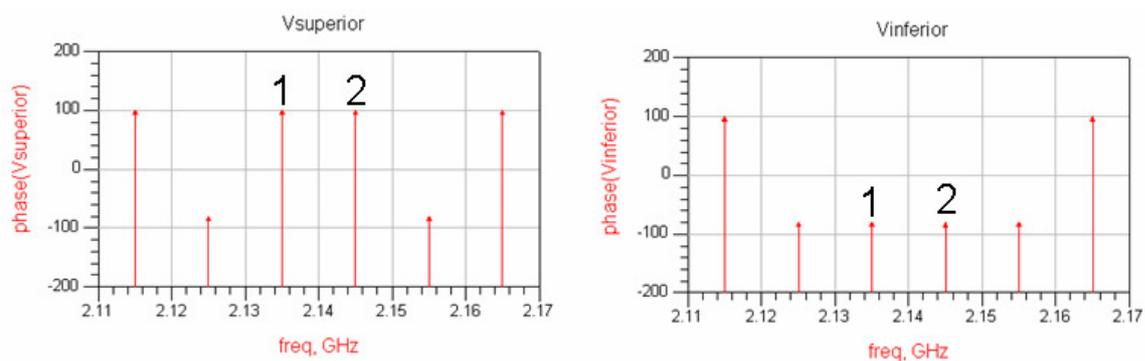


Figura 47. Fase de la señal de error

En la figura 48 se observa el espectro de la amplitud de error, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de  $-32.726$  dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de  $-103.147$  dBm y  $-53.127$  dBm respectivamente.

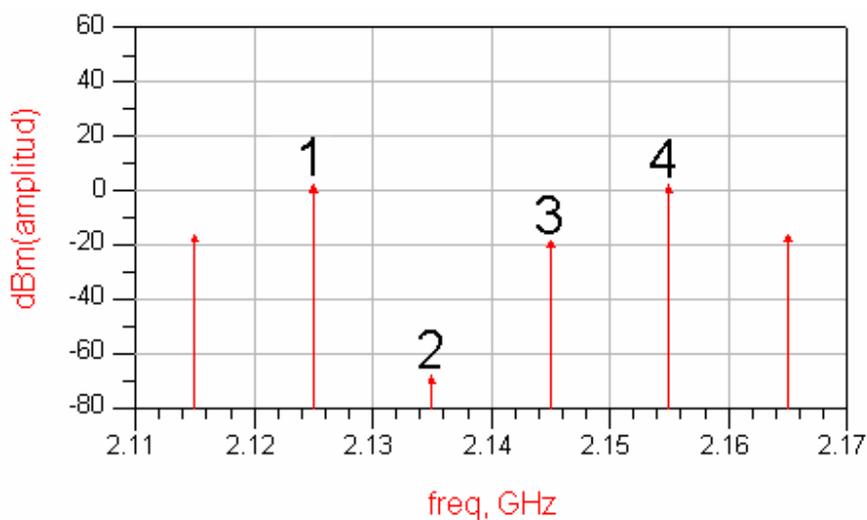


Figura 48. Amplitud de la señal de error

En la figura 49 se muestra la fase del espectro de error, en el cual se observa una fase de  $-79.996^\circ$  a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1),  $100.175^\circ$  a 2135 MHz (punto 2),  $-170.577^\circ$  a 2145 MHz (punto 3) y  $-80.015^\circ$  a 2155 MHz (punto 4).

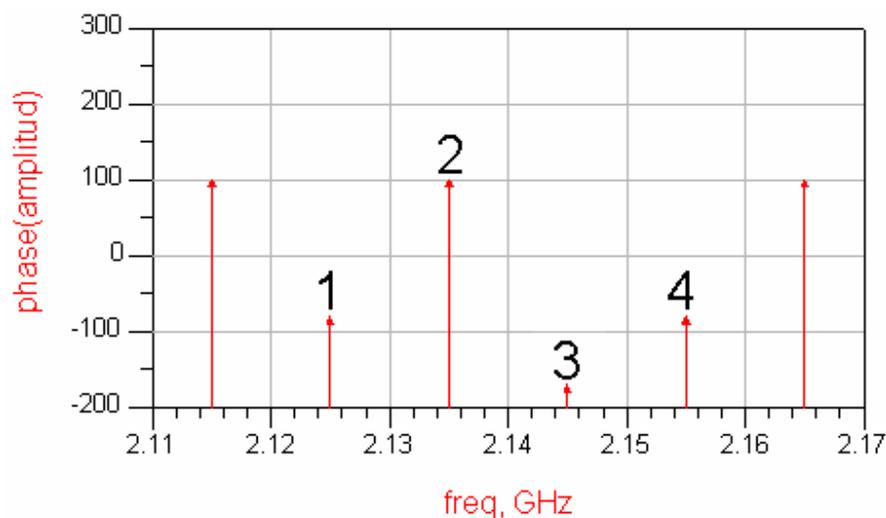


Figura 49. Fase de la señal de error

En la figura 50 se ve el espectro de error a la salida del amplificador de error, en el cual se aprecia la amplificación de los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de 22.931 dBm y 22.930 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de -18.917 dBm y 2.583 dBm respectivamente.

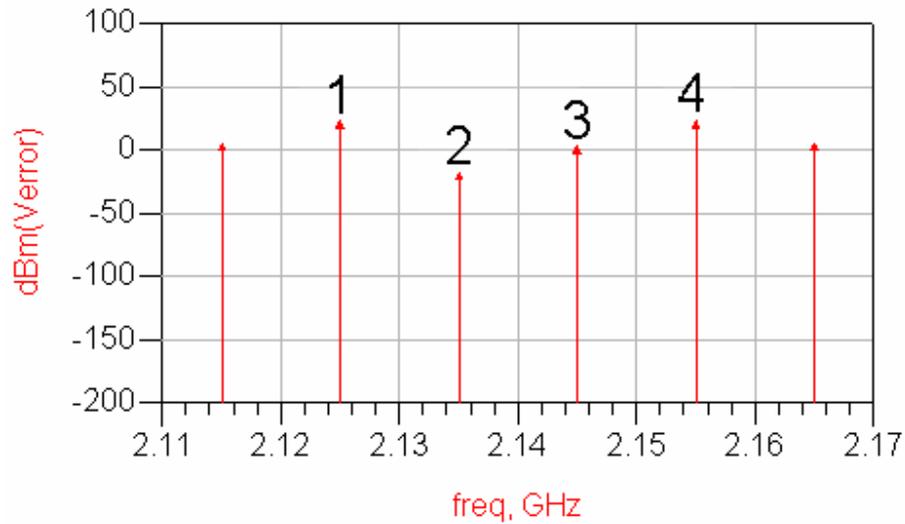


Figura 50. Señal de error a la salida del amplificador de error

En la figura 51 se observa la potencia de las amplitudes de los IMD de la señal de salida marcadas con los puntos 1 y 2, para la frecuencia de 2125 MHz se tienen los siguientes valores: 1) 22.931 y 2) 22.931, a la frecuencia de 2155MHz se tienen los siguientes valores: 1) 22.931 y 2) 22.930, al tener la misma amplitud y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 52) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán los IMD.

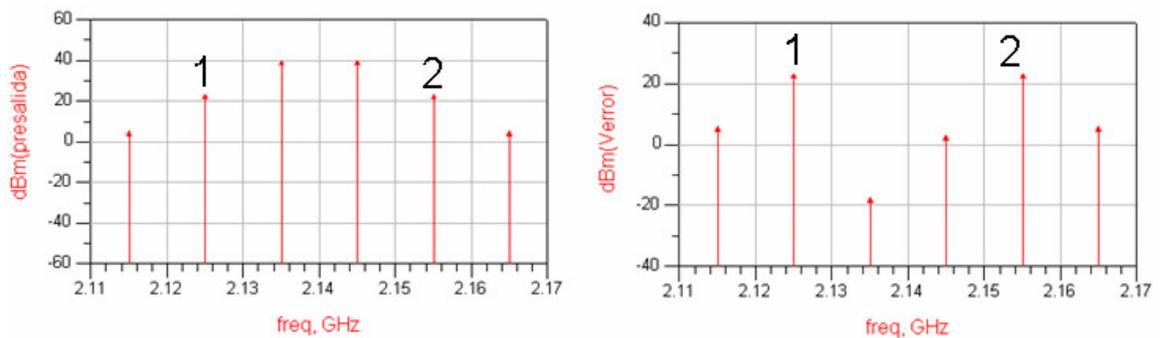


Figura 51. Amplitud de la señal de salida

En la figura 52 se observa la fase de los IMD de la señal de error marcadas con los puntos 1 y 2, al tener la misma amplitud (figura 51) y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 52) una

con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán. Para el IMD inferior (2125 MHz) tenemos un desfase de  $180^\circ$  y para el IMD superior (2155 MHz) tenemos un desfase de  $178.842^\circ$ .

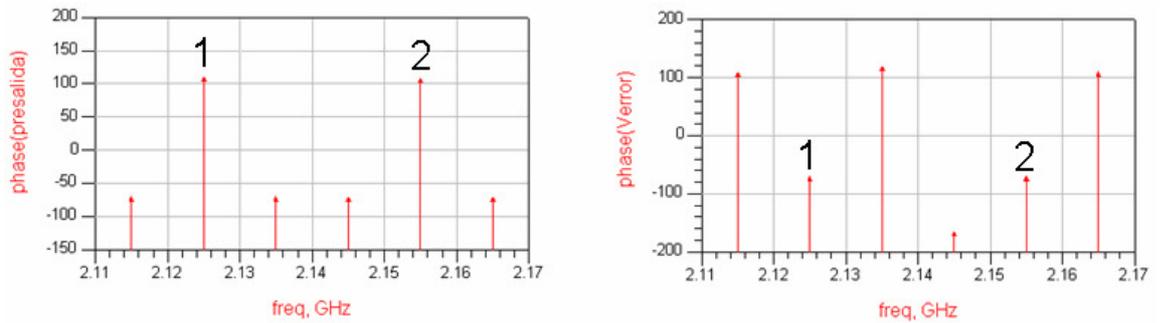


Figura 52. Fase de la señal de salida

En la figura 53 se observa la señal de salida, en el cual se aprecia la disminución de los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de  $-72.151$  dBm y  $-10.959$  respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de  $39.647$  dBm y  $39.648$  dBm respectivamente.

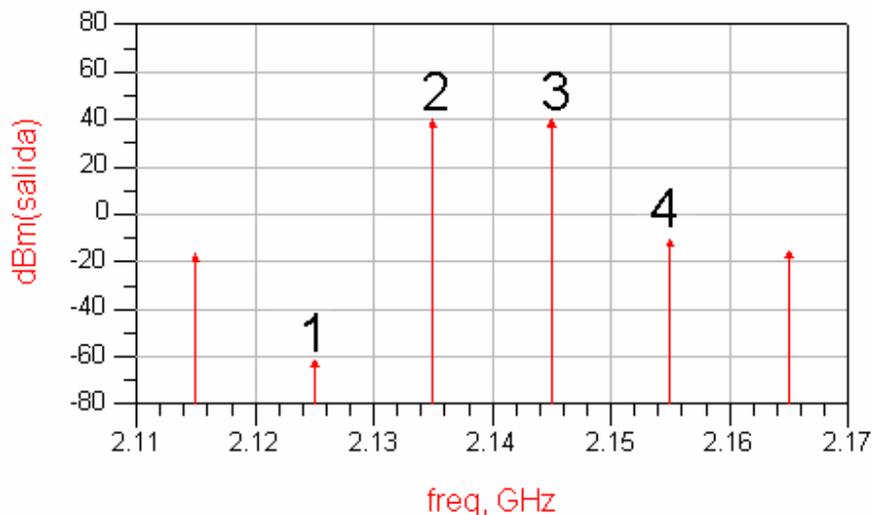


Figura 53. Señal de salida

En la figura 54 se muestra la fase del espectro de salida, en el cual se observa una fase de  $144.698^\circ$  a la frecuencia de 2125 MHz (punto 1),  $-70.317^\circ$  a 2135 MHz (punto 2),  $-71.480^\circ$  a 2145 MHz (punto 3) y  $19.697^\circ$  a 2155 MHz (punto 4).

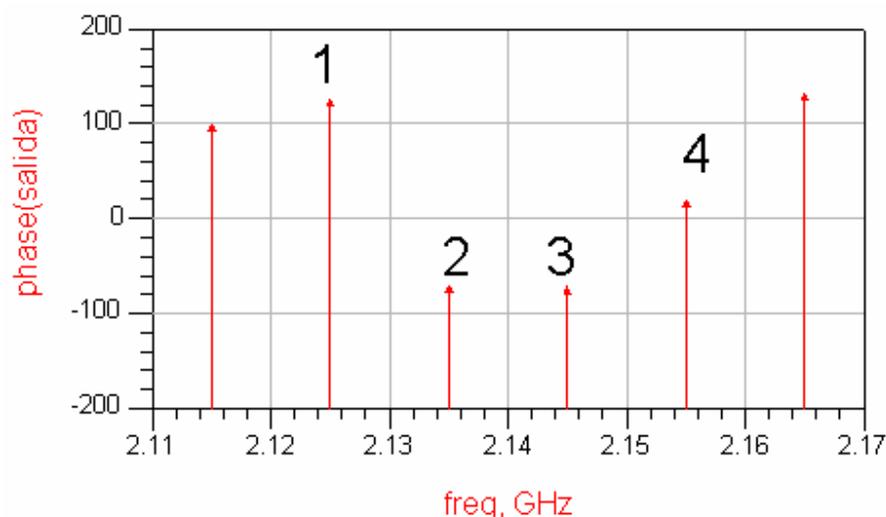


Figura 54. Fase de la señal de salida

### V.3.4 Optimización

En la figura 55a se muestra el esquemático del linealizador feedforward implementado en ADS®, en el cual se le ha agregado una optimización con el método de Gradiente ya que de todos los optimizados fue el que presento mejor resultado. La figura 55b son los controladores empleados en la simulación. Se realizó la optimización para reducir los niveles de IMD de la figura 53 con las siguientes metas: tener una potencia del canal adyacente superior e inferior de  $-100$  y una fase entre  $179^\circ$  y  $181^\circ$ .

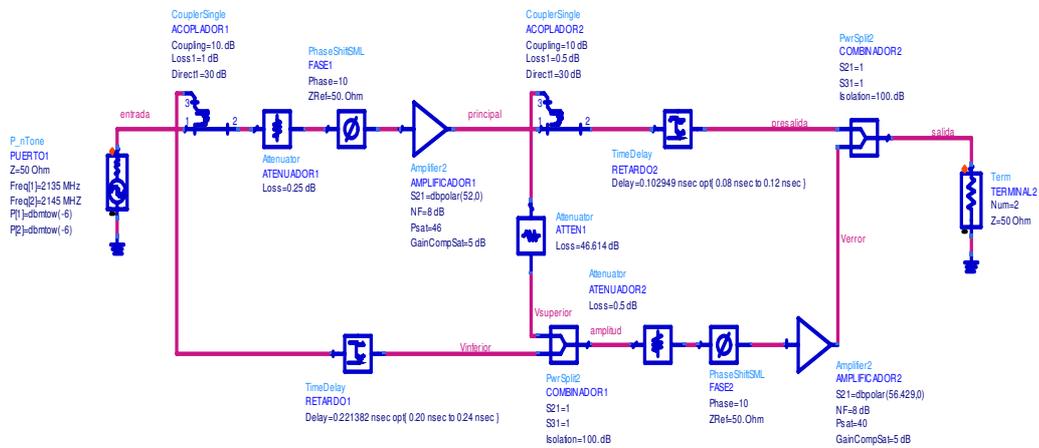


Figura 55a. Linealizador feedforward optimizado

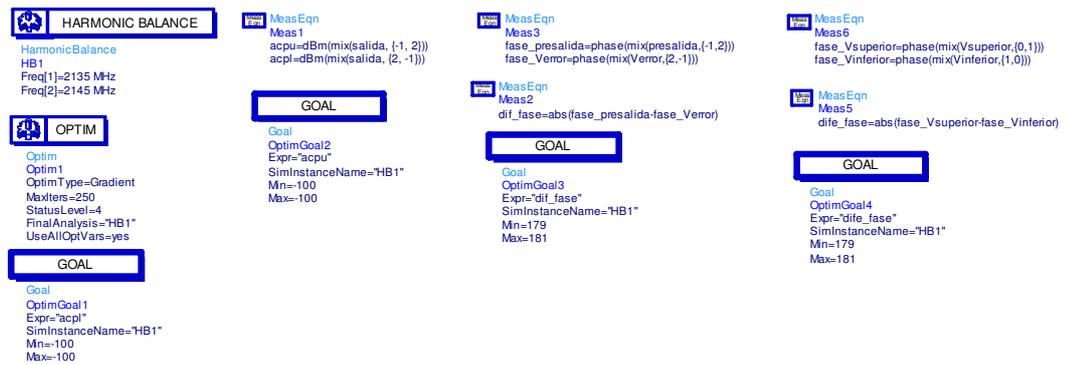


Figura 55b. Controladores del linealizador feedforward optimizado

En la figura 56 se observa la potencia de las amplitudes de las portadoras de la señal de error marcadas con los puntos 1 y 2, a la frecuencia de 2135 MHz y 2145 MHz tienen un nivel de -16 cada una, al tener la misma amplitud y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 57) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras.

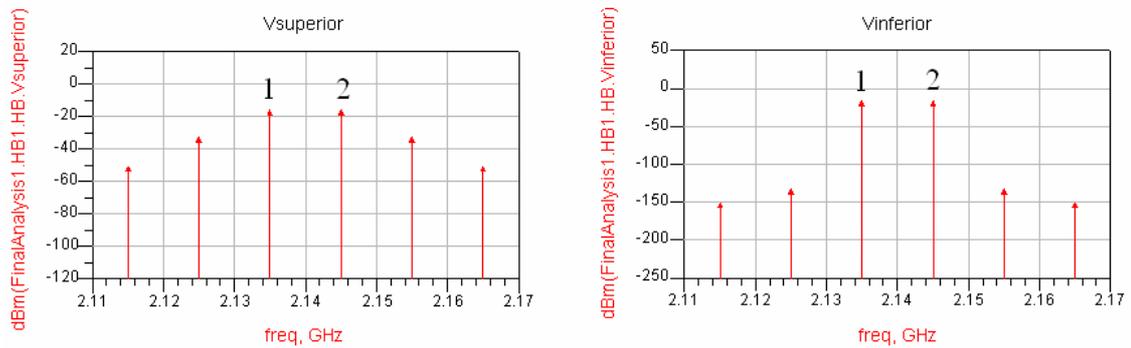


Figura 56. Amplitud de la señal de error

En la figura 57 se observa la fase de las portadoras de la señal de error marcadas con los incisos 1 y 2, al tener la misma amplitud (figura 56) y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 57) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán las amplitudes de las portadoras. Para la portadora de 2135 MHz tenemos un desfase de  $180.154^\circ$  y para la portadora de 2145 MHz tenemos un desfase de  $180.953^\circ$ .

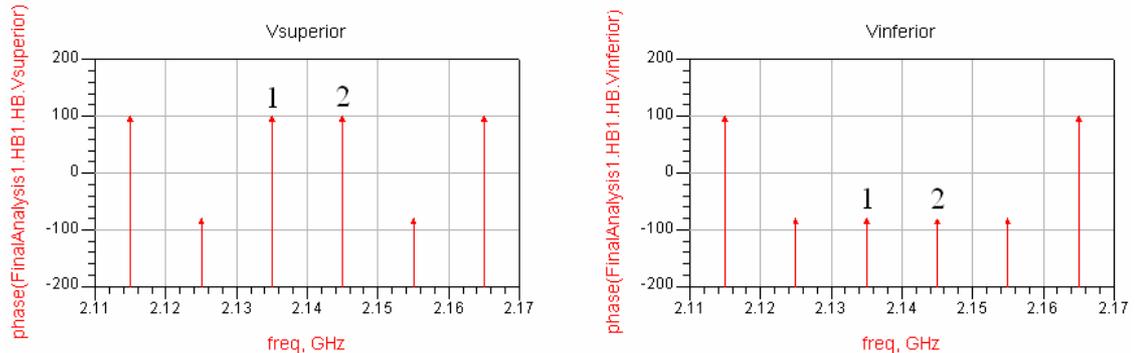


Figura 57. Fase de la señal de error

En la figura 58 se observa la potencia de las amplitudes de los IMD de la señal de salida marcadas con los puntos 1 y 2, para la frecuencia de 2125 MHz se tienen los siguientes valores: 1) 22.931 y 2) 22.931, a la frecuencia de 2155MHz se tienen los siguientes valores: 1) 22.931 y 2) 22.931, al tener la misma amplitud y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 59) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán los IMD.

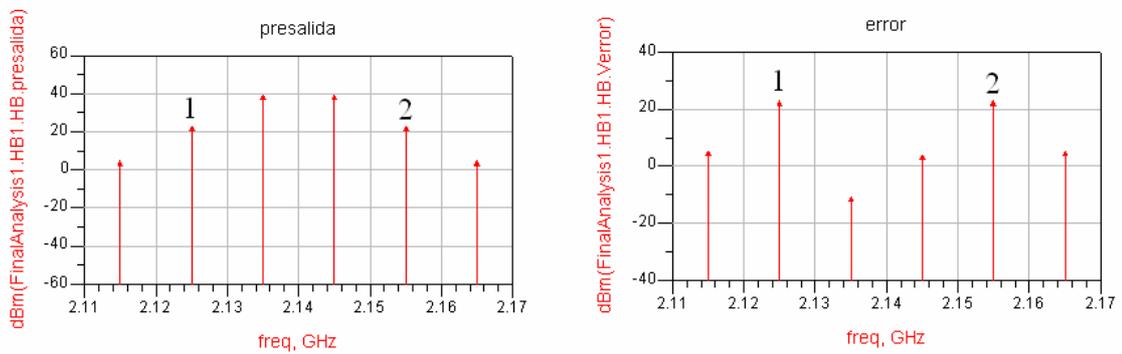


Figura 58. Amplitud de la señal de salida

En la figura 59 se observa la fase de los IMD de la señal de error marcadas con los puntos 1 y 2, al tener la misma amplitud (figura 58) y estar desfasadas  $180^\circ$  (figura 59) una con respecto de la otra, teóricamente se cancelarán. Para el IMD inferior (2125 MHz) tenemos un desfase de  $181.142^\circ$  y para el IMD superior (2155 MHz) tenemos un desfase de  $180^\circ$ .

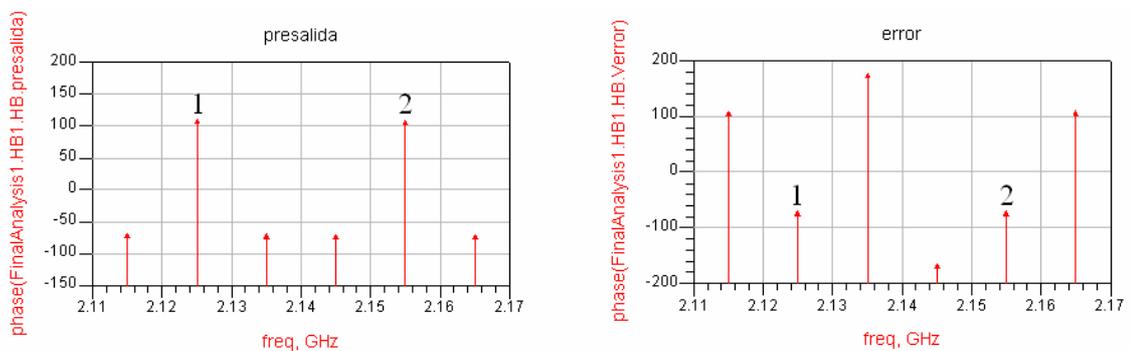


Figura 59. Fase de la señal de salida

En la figura 60 se observa la señal de salida, en el cual se aprecia la disminución de los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (punto 1) y 2155 MHz (punto 4) con una potencia de -11.080 dBm y -100.073 respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (punto 2) y 2145 MHz (punto 3) con una potencia de 39.646 dBm cada una. Con la optimización se

logró reducir el IMD superior considerablemente con respecto a la figura 53, el mejor resultado se obtiene con la optimización y la diferencia entre éstos valores se debe a las no linealidades inherentes del amplificador de potencia.

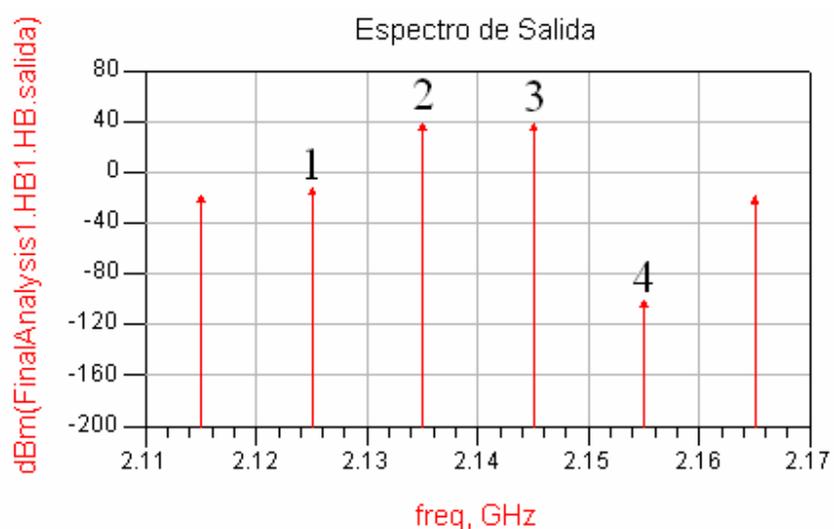


Figura 60. Señal de salida

En la figura 61 se muestra la fase del espectro de salida, en el cual se observa una fase de  $-159.230^\circ$  a la frecuencia de 2125 MHz (punto 1),  $-69.288^\circ$  a 2135 MHz (punto 2),  $-70.448^\circ$  a 2145 MHz (punto 3) y  $-65.234^\circ$  a 2155 MHz (punto 4).

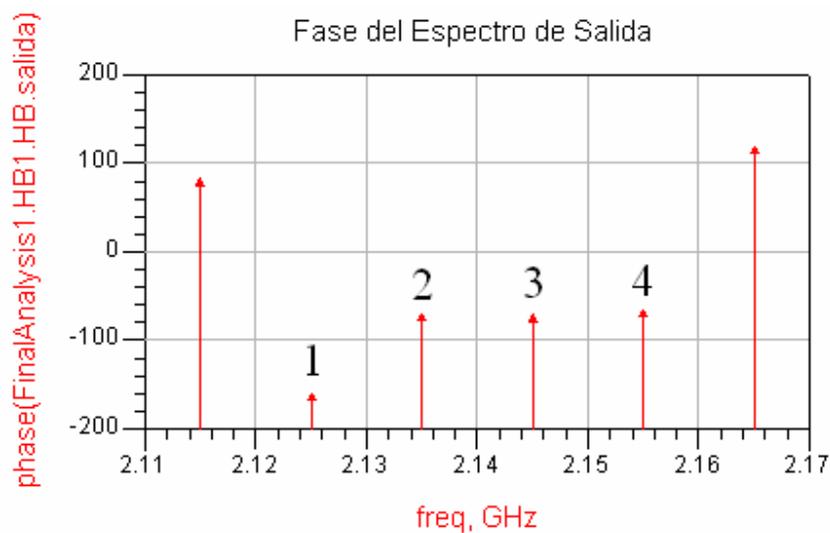


Figura 61. Fase de la señal de salida

### V.3.5 Conclusiones de la simulación con ADS®

Al igual que en el simulador de GENESYS® en ADS® también se verificó la cancelación de la señal cuando en la figura 46 (Amplitud de la señal de error) se tiene la misma amplitud en las portadoras (-16 dBm) y en la figura 47 (Fase de la señal de error) se tiene una diferencia de  $180^\circ$  o muy cercana a este valor se observa que en la figura 48 (Amplitud de la señal de error) se cancelan las portadoras. Quedando solo los IMD los que después serán amplificados por el AMPLIFICADOR2 (amplificador de error). La cancelación de los IMD se observa en la figura 51 (Amplitud de la señal de salida) que la amplitud de salida tiene un valor de 23.888 dBm y en la figura 52 (Fase de la señal de salida) se tiene una diferencia muy cercana a  $180^\circ$ , se observa que en la figura 53 (Señal de salida) los IMD se reducen considerablemente alcanzando lo reportado en el artículo [Berglund et al., 2001]. Antes de la optimización se tenía una potencia del canal adyacente inferior de -111.798 dBc y una potencia del canal superior de -50.607 dBc. Con la

optimización se logró una potencia del canal adyacente inferior de -51.446 dBc y una potencia del canal superior de -139.719 dBc.

A continuación se presentan los aspectos principales relacionados con la implementación de la técnicas de predistorsión en la linealización de amplificadores de potencia mediante el paquete informático ADS®. De aquí en adelante sólo se trabajará con este simulador ya que presentó mejores resultados que GENESYS®.

## V.4 Predistorsión implementada en ADS®

En esta sección se describe la implementación del linealizador de predistorsión RF utilizando el programa ADS®. La figura 62 muestra el linealizador de predistorsión basada en RF, los principios de funcionamiento se describen en la sección IV.2.1.

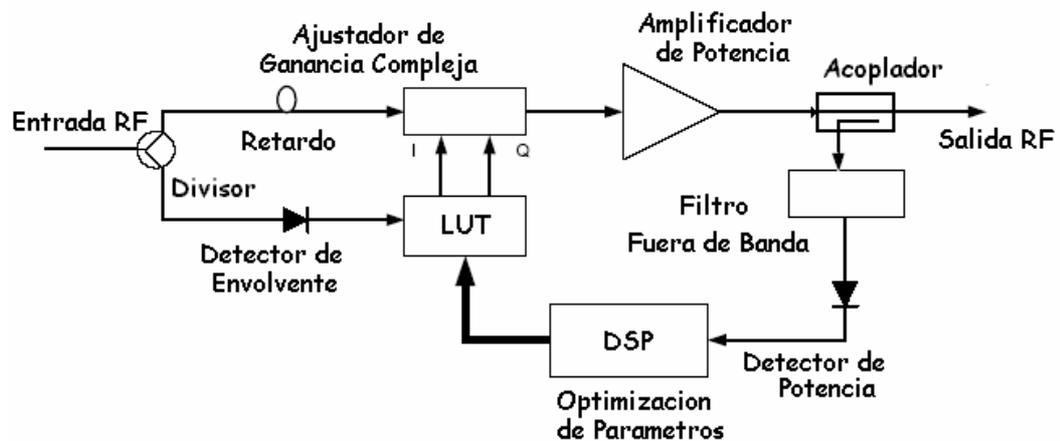


Figura 62. Esquema del predistorsionador RF

### V.4.1 Implementación

Se busco en ADS® cada elemento del linealizador de predistorsión basada en RF para poder realizar su implementación en este simulador. Obteniéndose el diagrama que se muestra en la figura 63a. Se tomaron como valores iniciales los componentes del ejemplo de predistorsión basada en RF en ADS® y a partir de éstos, se empezaron a variar para obtener la mejor cancelación de los IMD en el espectro de salida.

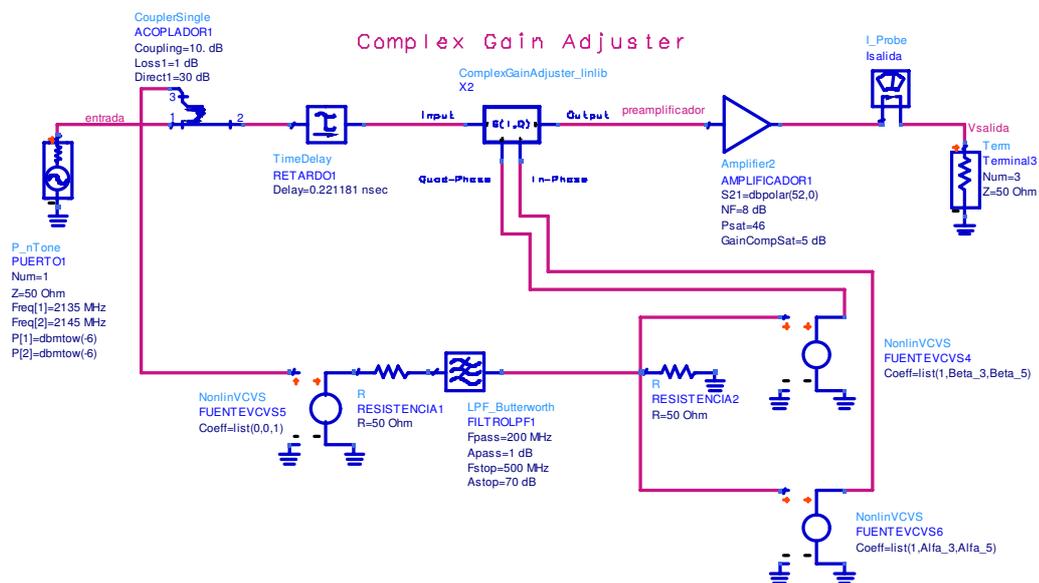


Figura 63a. Linealizador de predistorsión basada en RF implementado

En la figura 63b se muestran los controladores empleados en la simulación.

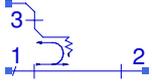
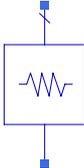
HARMONIC BALANCE	PARAMETER SWEEP	VAR
HarmonicBalance HB1 Freq[1]=2135 MHz Freq[2]=2145 MHz Order[1]=5 Order[2]=5 SweepVar="Alfa_3" Start=-100 Stop=200 Lin=11	ParamSweep Sweep3 SweepVar="Beta_3" Start=-100 Stop=200 Lin=11	VARIABLES7 Alfa_3=0.001 Beta_3=0.001 Alfa_5=0.001 Beta_5=0.001

Figura 63b. Controladores empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF

Se describen a continuación las características más importantes de los elementos que componen el linealizador de predistorsión basada en RF.

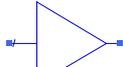
En la tabla XIII, se muestran las características de los acopladores (el acoplamiento, las pérdidas y la directividad), atenuadores (pérdidas) empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF.

**Tabla XIII. Acopladores y atenuador**

<p>CouplerSingle ACOPLADOR1 Coupling=10. dB Loss1=1 dB Direct1=30 dB</p> 	<p>CouplerSingle ACOPLADOR2 Coupling=10. dB Loss1=0.5 dB Direct1=30 dB</p> 	<p>CouplerSingle ACOPLADOR3 Coupling=10. dB Loss1=1 dB Direct1=30 dB</p> 	 <p>Attenuator ATENUADOR1 Loss=16 dB</p>
--	--	--	---

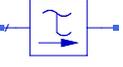
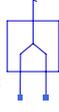
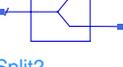
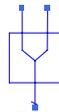
En la tabla XIV se muestran las características de los amplificadores de potencia empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF. Se observa la ganancia, figura de ruido, potencia de saturación de salida y la ganancia al punto de compresión de saturación.

**Tabla XIV. Amplificador de potencia**

 <p>Amplifier2 AMPLIFICADOR1 S21=dbpolar(52,0) NF=8 dB Psat=46 GainCompSat=5 dB</p>
--

En la tabla XV, se muestran los parámetros de los retardos y los combinadores que se utilizaron en el linealizador de predistorsión basada en RF.

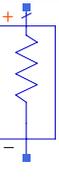
**Tabla XV. Retardos y divisores de potencia**

 <p>TimeDelay RETARDO1 Delay=0.221181 nsec</p>	<p>TimeDelay RETARDO3 Delay=0.6325 nsec</p> 	<p>PwrSplit2 COMBINADOR4</p> 	<p>PwrSplit2 COMBINADOR5 S21=1. S31=1.</p> 	<p>PwrSplit2 COMBINADOR6</p> 	<p>PwrSplit2 COMBINADOR7</p> 
---	---	--	---	--	--

La tabla XVI, se ilustra la característica de las fuentes de señal y de la carga terminal con las cuales se complementa el esquemático para realizar las simulaciones del linealizador de predistorsión basada en RF. En el puerto 1 se muestra la impedancia de

referencia, la frecuencia de las portadoras así como su potencia y el número de puerto. Del puerto 2 al 5 se define el número de puerto y la terminación de la impedancia de carga en  $50 \Omega$ .

**Tabla XVI. Fuentes y carga terminal**

<p>P_nTone PUERTO1 Num=1 Z=50 Ohm Freq[1]=2135 MHz Freq[2]=2145 MHz P[1]=dbmtow(-6) P[2]=dbmtow(-6)</p> 	 <p>Term Terminal2 Num=3 Z=50 Ohm</p>	 <p>Term Terminal3 Num=3 Z=50 Ohm</p>	 <p>Term Terminal4 Num=2 Z=50 Ohm</p>	 <p>Term Terminal5 Num=2 Z=50 Ohm</p>
---	--	--	--	--

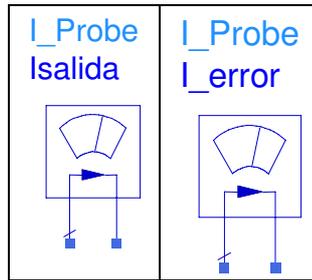
En la tabla XVII se muestran las características de los ajustadores de ganancia compleja empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF. Se observa la entrada, salida, así como sus entradas I y Q.

**Tabla XVII. Ajustadores de ganancia compleja**



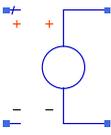
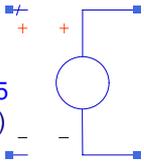
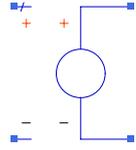
En la tabla XVIII se muestran las características de los probadores de corriente empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF.

**Tabla XVIII. Probadores de corriente**



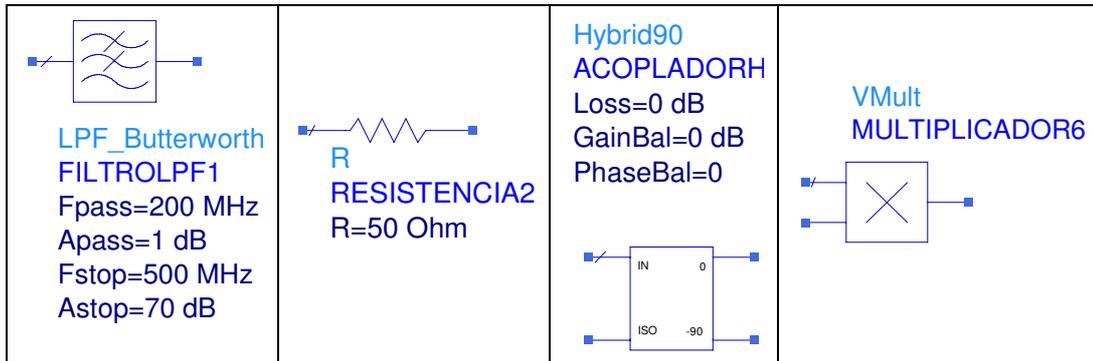
En la tabla XIX se muestran las características de las fuentes de voltaje no lineales controladas por fuentes de voltaje (VCVS) empleadas en el linealizador de predistorsión basada en RF.

**Tabla XIX. Fuentes no lineales VCVS**

 <p>NonlinVCVS FUENTEVCVS4 Coeff=list(1,Beta_3,Beta_5)</p>	 <p>NonlinVCVS FUENTEVCVS5 Coeff=list(0,0,1)</p>	 <p>NonlinVCVS FUENTEVCVS6 Coeff=list(1,Alfa_3,Alfa_5)</p>
--	---	--

En la tabla XX se muestran las características del filtro pasabajos (frecuencia, atenuación, frecuencia de corte y la atenuación a esta frecuencia), una resistencia, acoplador hibrido (pérdidas, el balance de ganancia entre las salidas de los puertos y el balance de fase a la salida de los puertos) y un multiplicador empleados en el linealizador de predistorsión basada en RF.

**Tabla XX. LPF, resistencia, acoplador hibrido y un multiplicador**



#### V.4.2 Especificación de parámetros para la simulación

Para generar la señal de entrada se utilizaron 2 fuentes (una a 2135 MHz y 2145 MHz) con una potencia de -6 dBm y una fase de 0°. Este valor de -6 dBm es la máxima potencia de entrada para que el amplificador no entre en saturación debido a su elevada ganancia (52 dB). Las cuales se implementaron en el puerto 1. La figura 64 muestra la ventana de los parámetros de simulación del sistema utilizando Balance Armónico. En el cual se pone la frecuencia de las dos portadoras, que resuelva con el método Direct, y las salidas que queremos visualizar en el esquemático.

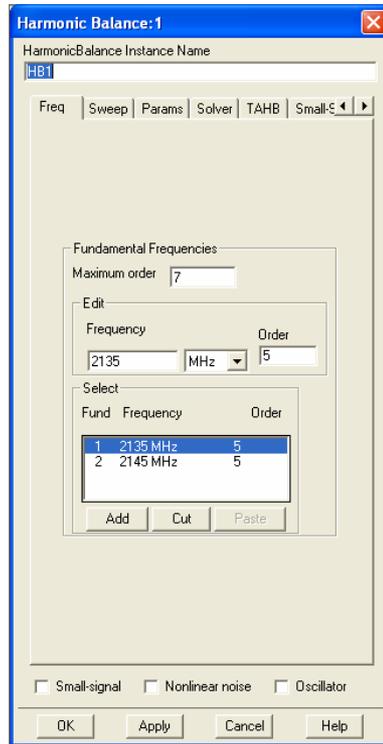


Figura 64. Ventana de Balance Armónico

### V.4.3 Pasos y resultados

Esta técnica se implemento en 7 pasos siguiendo el ejemplo del simulador ADS® los cuales se describen a continuación. El paso 1 hace un barrido de los coeficientes de 3er. orden de la función de trabajo, el paso 2 optimiza los coeficientes de 3er. y 5to. orden de la función de trabajo, el paso 3 hace un barrido de los coeficientes de 3er. orden cerca de sus valores óptimos, el paso 4 hace un barrido de los coeficientes de 5to. orden cerca de sus valores óptimos, el paso 5 optimiza el ajustador de ganancia compleja de la parte inferior, el paso 6 optimiza los coeficientes de 3er. y 5to. orden de la función de trabajo y el paso 7 optimiza los coeficientes del ajustador de ganancia compleja. En la figura 65a se muestra el diagrama del paso 1 del predistorsionador de RF implementado en ADS®.

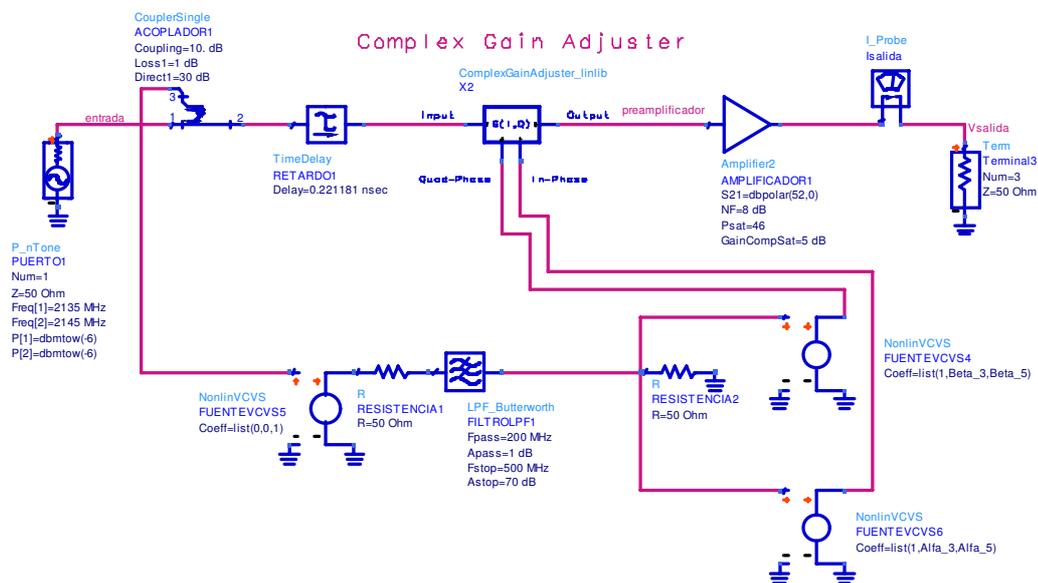


Figura 65a. Paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 65b se muestran los controladores empleados en la simulación.

 <b>HARMONIC BALANCE</b>	 <b>PARAMETER SWEEP</b>	 <b>VAR</b> <b>EQUATION</b>
<p>HarmonicBalance          HB1          Freq[1]=2135 MHz          Freq[2]=2145 MHz          Order[1]=5          Order[2]=5          SweepVar="Alfa_3"          Start=-100          Stop=200          Lin=11</p>	<p>ParamSweep          Sweep3          SweepVar="Beta_3"          Start=-100          Stop=200          Lin=11</p>	<p>VARIABLES7          Alfa_3=0.001          Beta_3=0.001          Alfa_5=0.001          Beta_5=0.001</p>

Figura 65b. Controladores empleados en el paso 1 del predistorsionador RF

El linealizador crea una versión de predistorsión de la modulación deseada. El predistorsionador consiste en un ajustador de ganancia compleja el cual controla la amplitud y fase de la señal de entrada. La cantidad de predistorsión es controlada por las dos funciones de trabajo no lineales que interpolan las no linealidades AM/AM y AM/PM del amplificador de potencia.

Note que la envolvente de la señal de entrada es una entrada de la función de trabajo.

Esta plantilla hace un barrido de los coeficientes de 3er. orden de la función de trabajo para localizar los coeficientes óptimos los cuales reducirán los productos de 3er. orden de la distorsión de intermodulación.

En la figura 66a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.915 dBm.

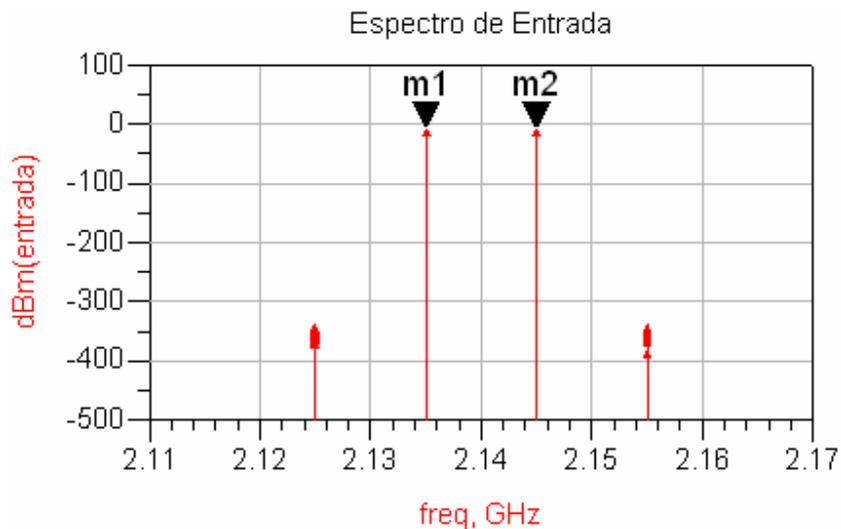


Figura 66a. Resultados del paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 66b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una

potencia de -24.977 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -45.478 cada uno.

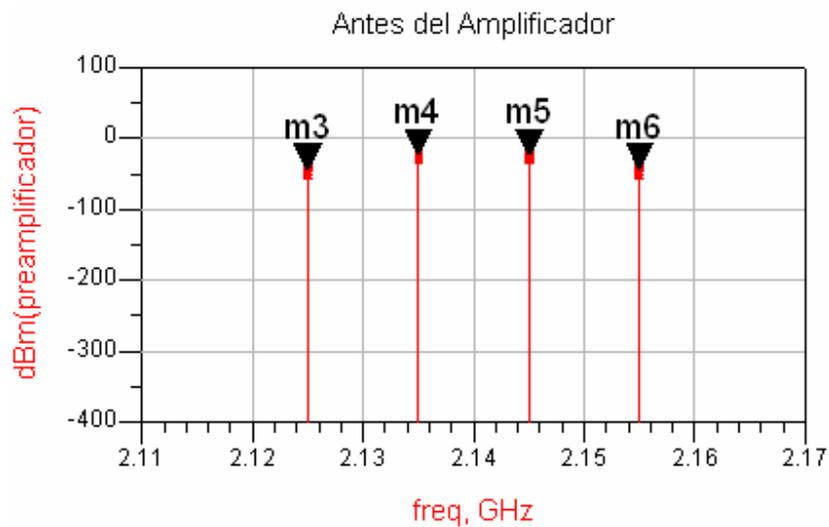


Figura 66b. Resultados del paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 66c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -6.578 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 26.847 dBm cada una.

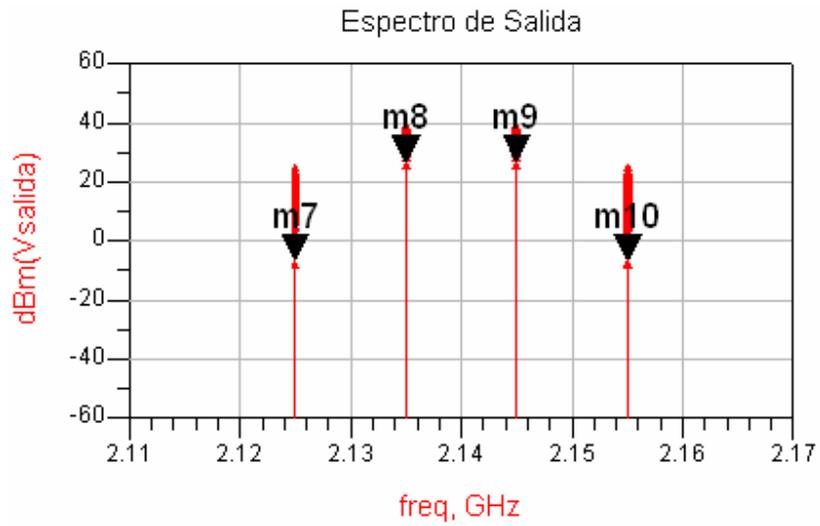


Figura 66c. Resultados del paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 67a se observa la potencia de IMD de 3er. orden vs coeficientes de 3er. orden, en el cual se observa la potencia de IMD de salida mínima (m11) la cual tiene un valor de -46.07 dBc.

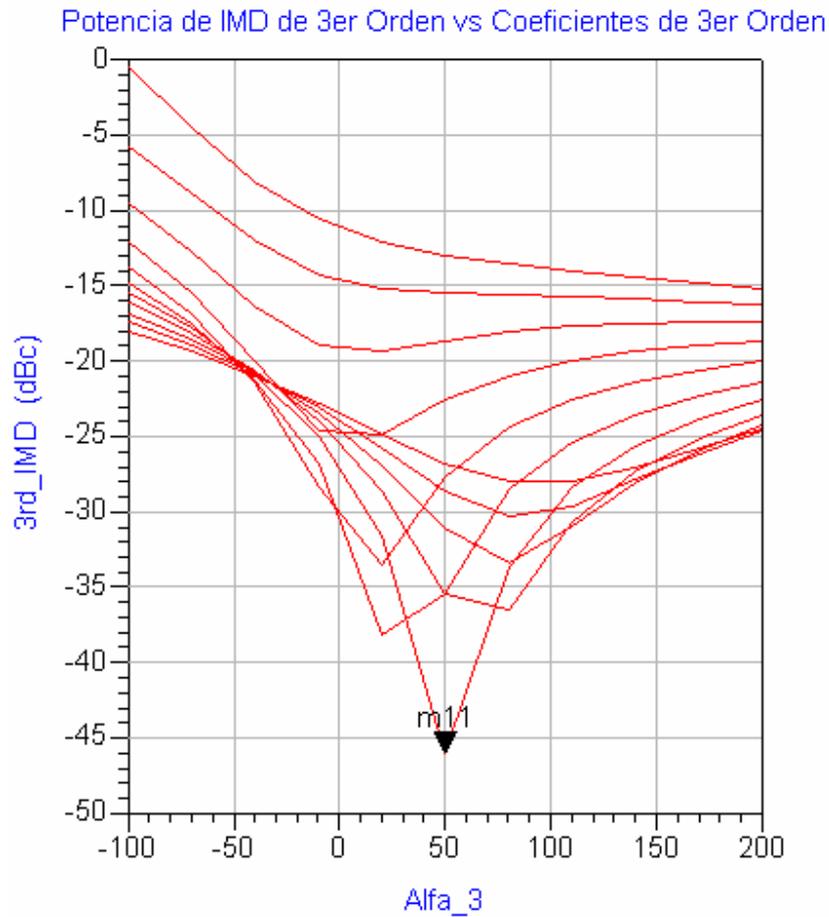


Figura 67a. Resultados del paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 67b se muestra los contornos de potencia de IMD de 3er. orden. El marcador m12 señala los valores de Alfa\_3 (56.033) y Beta\_3 (-43.565) para dicho contorno. Alfa\_3 y Beta\_3 ajustan la amplitud y fase de la señal de entrada respectivamente.

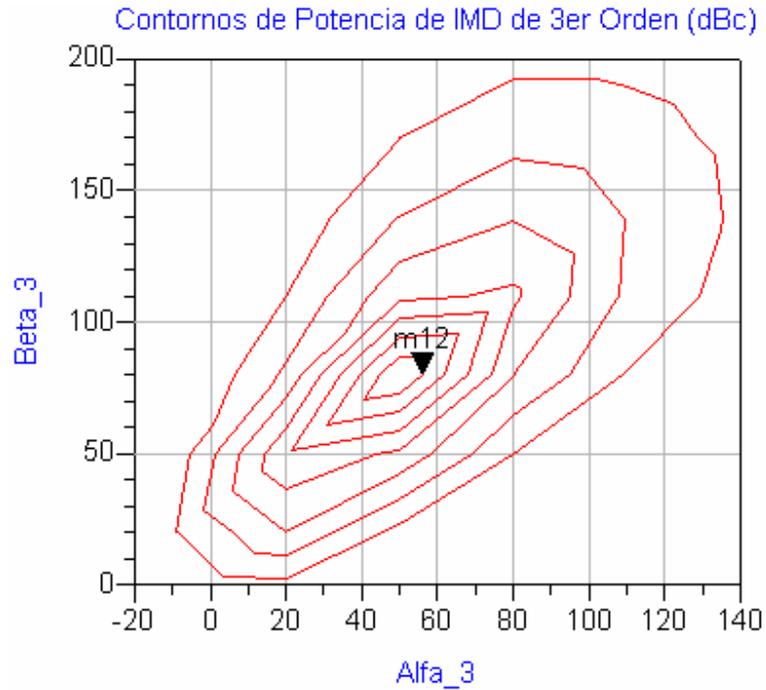


Figura 67b. Resultados del paso 1 del predistorsionador RF

En la figura 68a se observa el diagrama del paso 2 del predistorsionador de RF implementado en ADS.

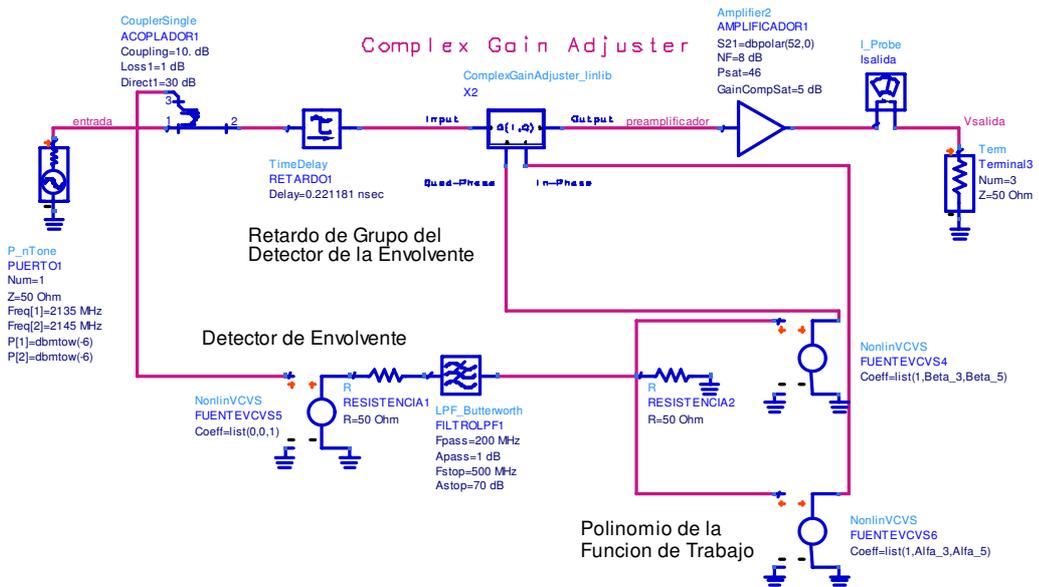


Figura 68a. Paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 68b se muestran los controladores empleados en la simulación.

The image displays four simulation control panels:

- HARMONIC BALANCE:**
  - HarmonicBalance
  - HB1
  - Freq[1]=2135 MHz
  - Freq[2]=2145 MHz
  - Order[1]=5
  - Order[2]=5
  - VAR** (Variables):
    - Alfa\_3=0.001 opt {-100 to 200}
    - Beta\_3=0.001 opt {-100 to 200}
    - Alfa\_5=0.001 opt {-100 to 200}
    - Beta\_5=0.001 opt {-100 to 200}
- OPTIM:**
  - Optim
  - Optim1
  - OptimType=Gradient
  - ErrorForm=L2
  - MaxIters=22
  - FinalAnalysis="None"
  - NormalizeGoals=no
  - UpdateDataset=yes
  - SaveNominal=yes
  - SaveAllIterations=yes
  - UseAllOptVars=yes
  - UseAllGoals=yes
  - SaveCurrentEF=no
- CarrToIM:**
  - ctm1
  - P\_IMD3\_I=carr\_to\_im(Vvalida,{1,0},{2,-1})
  - P\_IMD3\_S=carr\_to\_im(Vvalida,{1,0},{-1,2})
  - P\_IMD5\_I=carr\_to\_im(Vvalida,{1,0},{3,-2})
  - P\_IMD5\_S=carr\_to\_im(Vvalida,{1,0},{-2,3})
- GOAL 1:**
  - OptimGoal1
  - Expr="P\_IMD3\_I"
  - SimInstanceName="HB1"
  - Min=40
  - Max=
- GOAL 2:**
  - OptimGoal2
  - Expr="P\_IMD3\_S"
  - SimInstanceName="HB1"
  - Min=40
  - Max=
- GOAL 3:**
  - OptimGoal3
  - Expr="P\_IMD5\_I"
  - SimInstanceName="HB1"
  - Min=40
  - Max=
- GOAL 4:**
  - OptimGoal4
  - Expr="P\_IMD5\_S"
  - SimInstanceName="HB1"
  - Min=40
  - Max=

Figura 68b. Controladores empleados en el paso 2 del predistorsionador RF

Esta plantilla optimiza los coeficientes de 3er. y 5to. orden de la función de trabajo para localizar los coeficientes óptimos los cuales reducirán los productos de 3er. y 5to. orden de la distorsión por intermodulación.

En la figura 69a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.915 dBm.

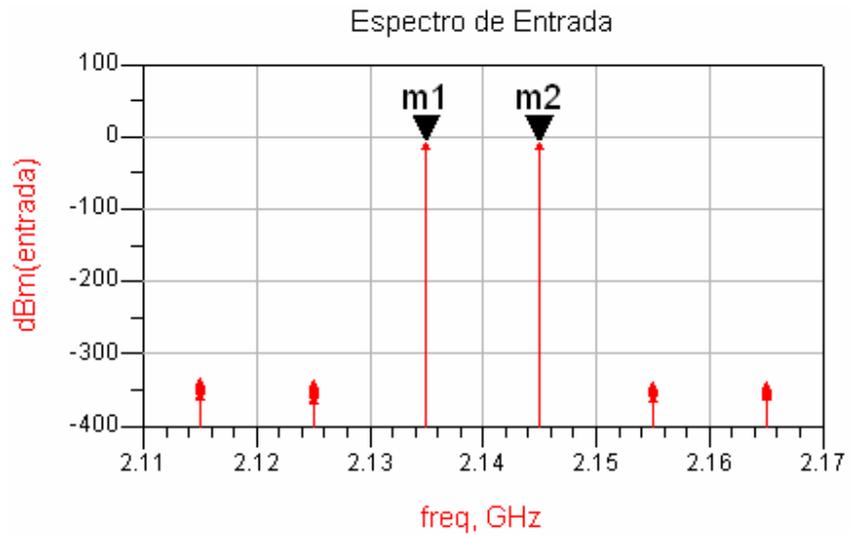


Figura 69a. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 69b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una potencia de -13.478 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -125.371 cada uno.

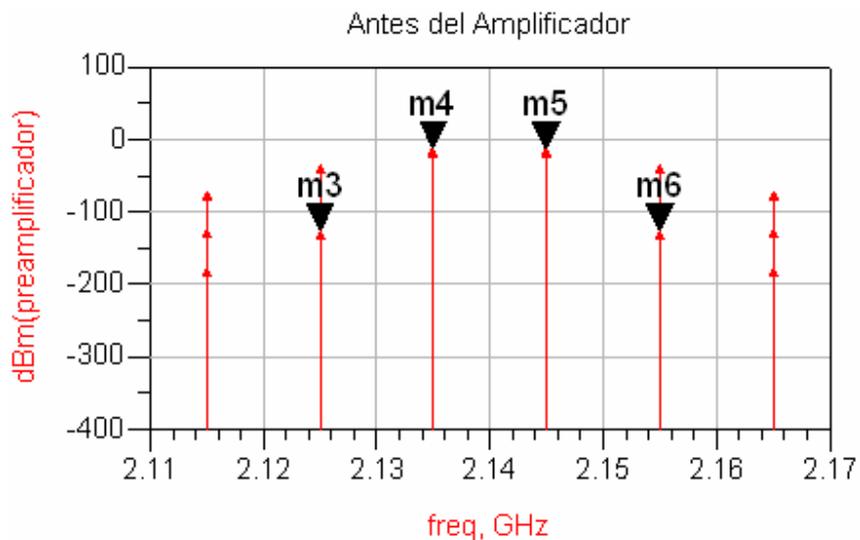


Figura 69b. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 69c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de 2.624 dBm y 3.045 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 37.468 dBm cada una.

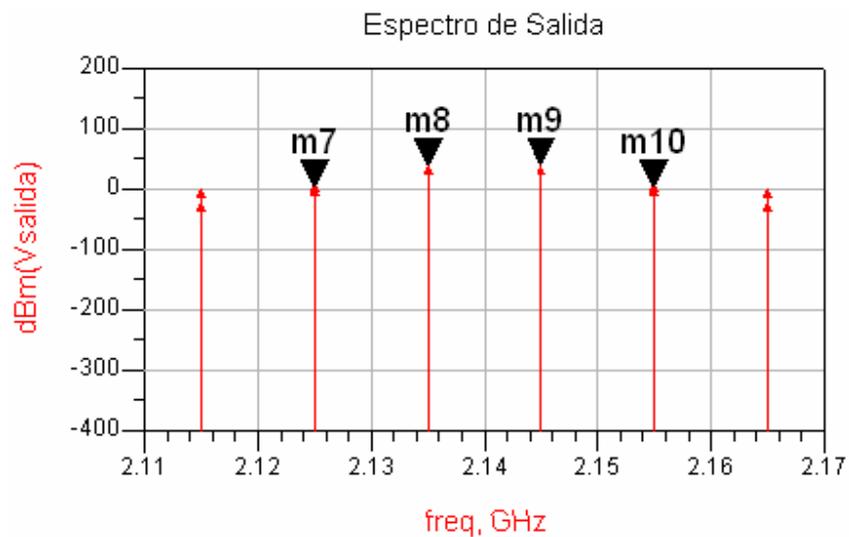


Figura 69c. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 70a se muestran los coeficientes de 3er. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_3 (32.491) y Beta\_3 (32.591).

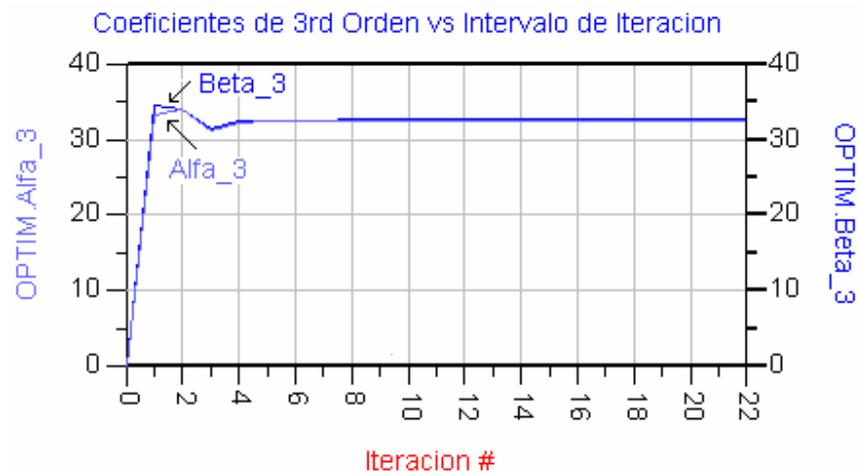


Figura 70a. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 70b se muestra los coeficientes de 5to. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_5 (199.778) y Beta\_5 (199.970).



Figura 70b. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 70c se observa la salida de Predistorsión RF del espectro de entrada, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m15) y 2155 MHz (m18) con una potencia de 9.820 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m16) y 2145 MHz (m17) con una potencia de 37.468 dBm cada una.

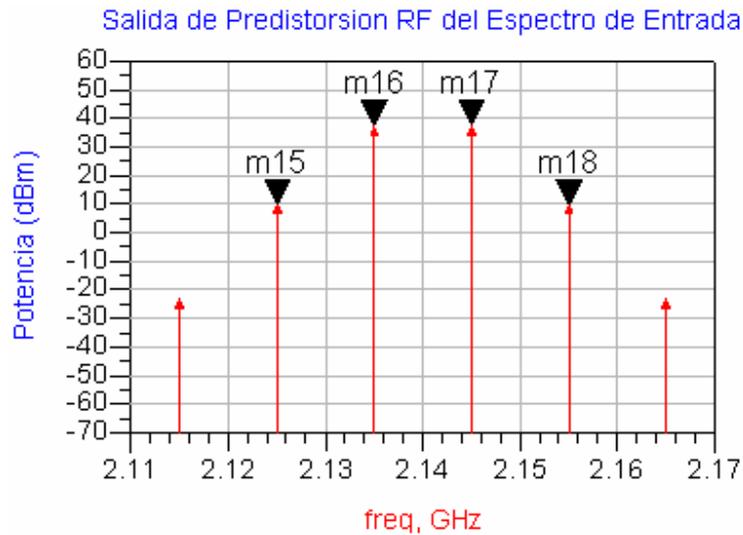


Figura 70c. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 70d se muestra la salida de predistorsión RF optimizada, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m19) y 2155 MHz (m22) con una potencia de 2.959 dBm y 3.045 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m20) y 2145 MHz (m21) con una potencia de 38.732 dBm cada una.

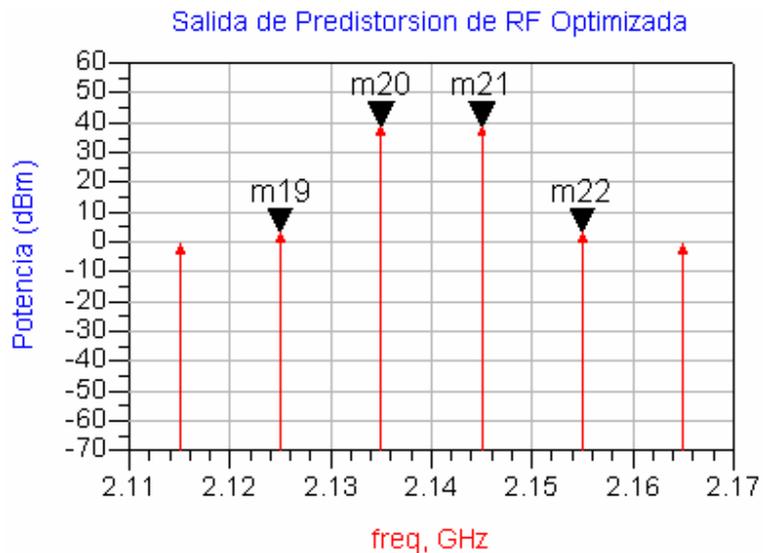


Figura 70d. Resultados del paso 2 del predistorsionador RF

En la figura 71a se muestra el diagrama del paso 3 del predistorcionador de RF implementado en ADS.

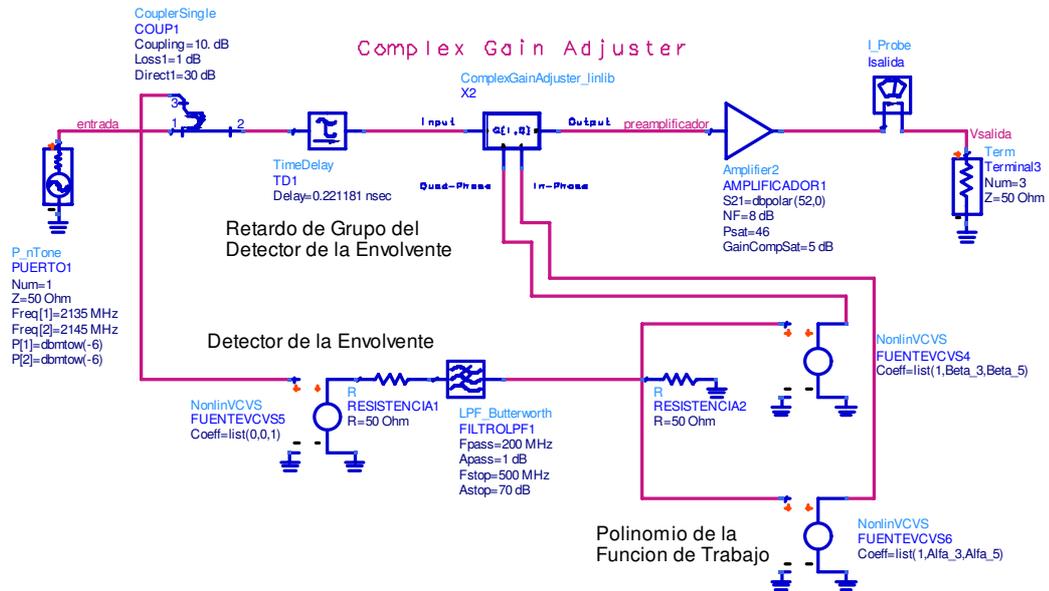


Figura 71a. Paso 3 del predistorcionador RF

En la figura 71b se muestra los controladores empleados en la simulación.

HARMONIC BALANCE	PARAMETER SWEEP
<p>HarmonicBalance HB1 Freq[1]=2135 MHz Freq[2]=2145 MHz Order[1]=5 Order[2]=5 Center= Span= Lin= VAR VARIABLES3 Alfa_3=32.491 Beta_3=32.591 Alfa_5=199.778 Beta_5=199.970</p>	<p>ParamSweep Sweep1 SweepVar="Beta_3" Center= Span= Lin= CarToIM ctm1 P_IMD3_I=carr_to_im(Vsalida,{1,0},{2,-1}) P_IMD3_S=carr_to_im(Vsalida,{1,0},{-1,2}) P_IMD5_I=carr_to_im(Vsalida,{1,0},{3,-2}) P_IMD5_S=carr_to_im(Vsalida,{1,0},{-2,3})</p>

Figura 71b. Controladores empleados en el paso 3 del predistorcionador RF

Este plantilla hace un barrido de los coeficientes de 3er. orden de la función de trabajo acerca de sus valores óptimos. Esto es para observar la sensibilidad del nivel productos de distorsión por intermodulación de los coeficientes.

En la figura 72a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.915 dBm.

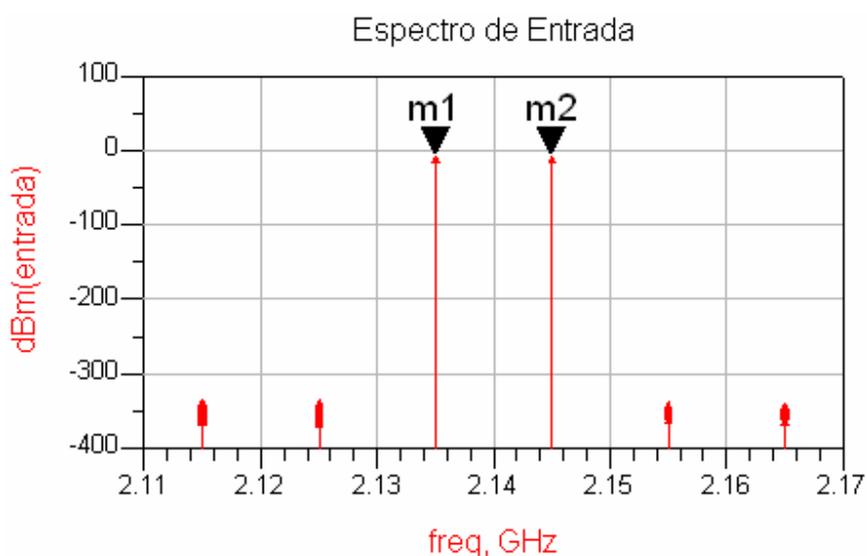


Figura 72a. Resultados del paso 3 del predistorsionador RF

En la figura 72b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una potencia de 24.606 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -47.964 dBm cada uno.

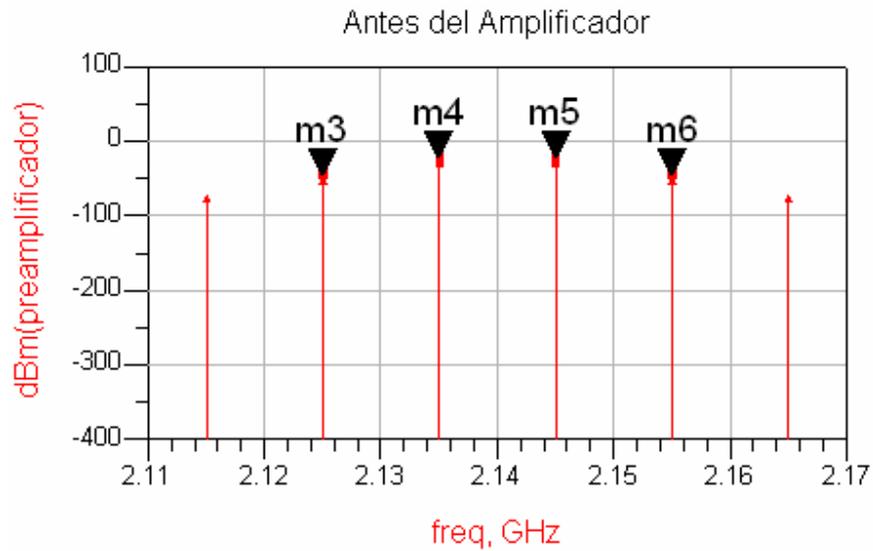


Figura 72b. Resultados del paso 3 del predistorcionador RF

En la figura 72c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -7.735 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 27.222 dBm cada una.

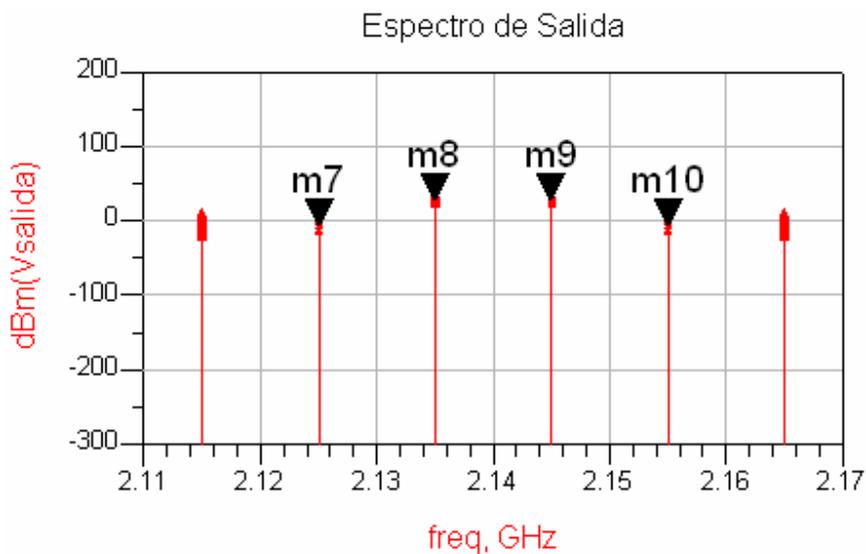


Figura 72c. Resultados del paso 3 del predistorcionador RF

En la figura 73a se observa la máxima relación de portadora a IMD (m11), la cual tiene un valor de 47.247.

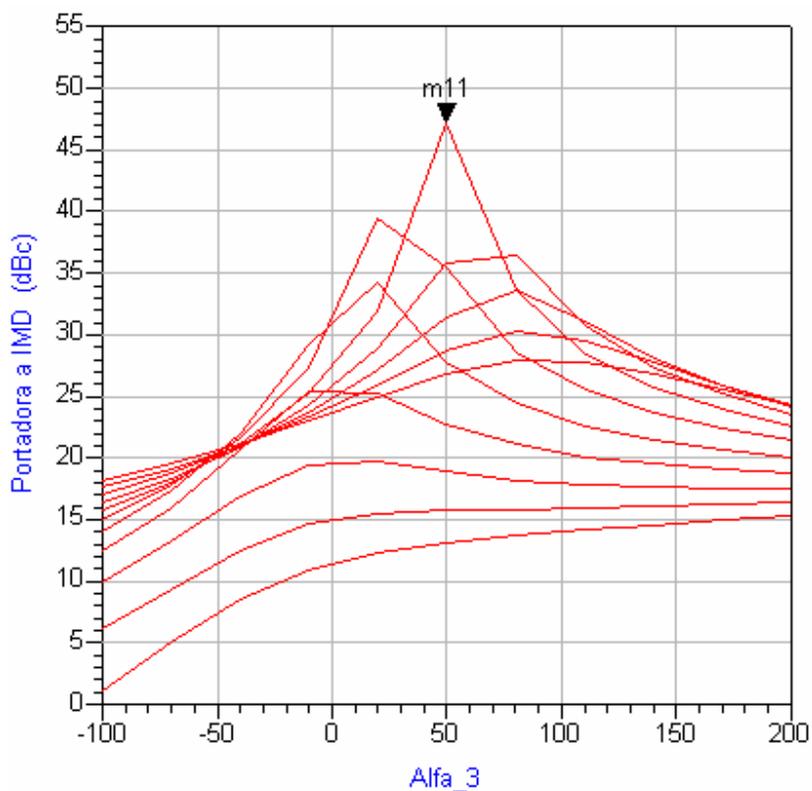


Figura 73a. Resultados del paso 3 del predistorcionador RF

El la figura 73b se muestran los contornos de potencia de IMD de 3er. orden. El marcador m12 señala los valores de Alfa\_3 (50) y Beta\_3 (41.631) y m13 señala los valores de Alfa\_3 (50) y Beta\_3 (37.131) para dichos contornos.

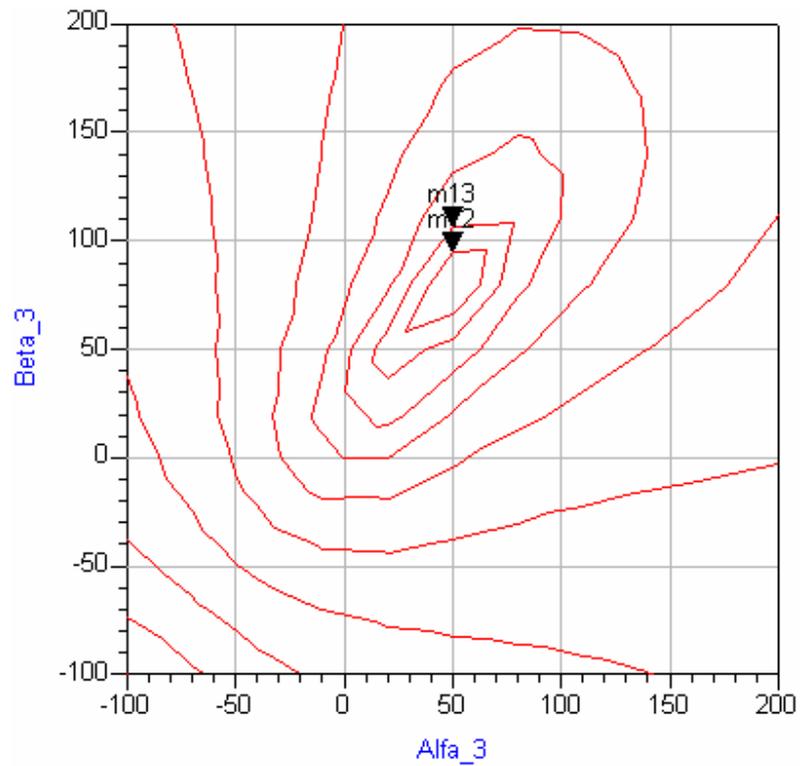


Figura 73b. Resultados del paso 3 del predistorsionador RF

En la figura 74a se observa el diagrama del paso 4 del predistorsionador de RF implementado en ADS.

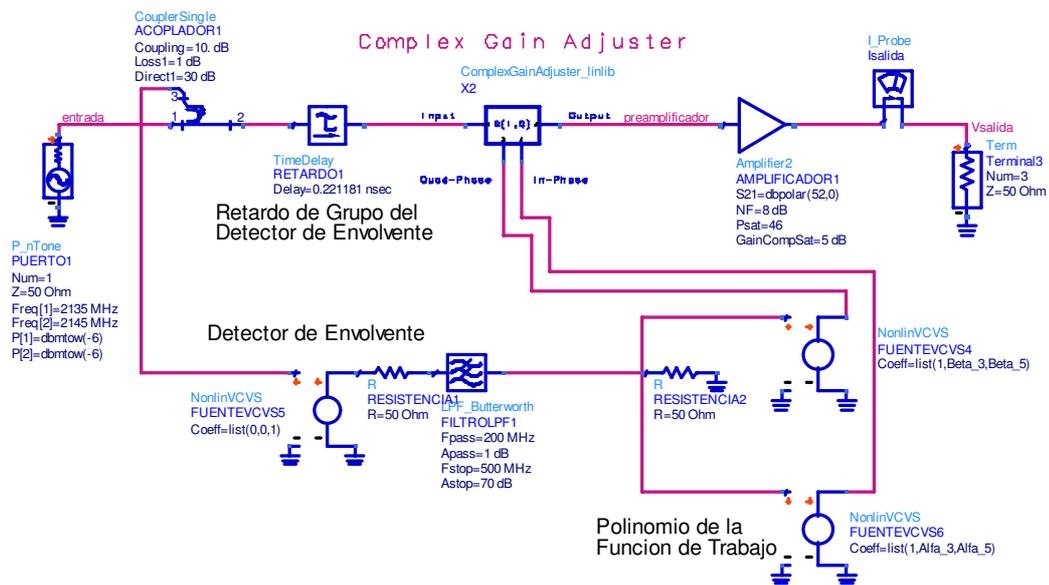


Figura 74a. Paso 4 del predistorcionador RF

<p><b>HARMONIC BALANCE</b></p> <p>HarmonicBalance          HB1          Freq[1]=2135 MHz          Freq[2]=2145 MHz          Order[1]=5          Order[2]=5          Center=          Span=          Lin=</p>	<p><b>PARAMETER SWEEP</b></p> <p>ParamSweep          Sweep1          SweepVar="Beta_5"          Center=          Span=          Lin=</p>	<p><b>VAR</b></p> <p>VARIABLES3          Alfa_3=32.491          Beta_3=32.591          Alfa_5=199.778          Beta_5=199.970</p>
--	--	---

Figura 74b. Controladores empleados en el paso 4 del predistorcionador RF

Este plantilla hace un barrido de los coeficientes de 5to. orden de la función de trabajo acerca de sus valores óptimos. Esto es para observar la sensibilidad del nivel productos de distorsión por intermodulación de los coeficientes.

En la figura 75a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente,

las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.915 dBm.

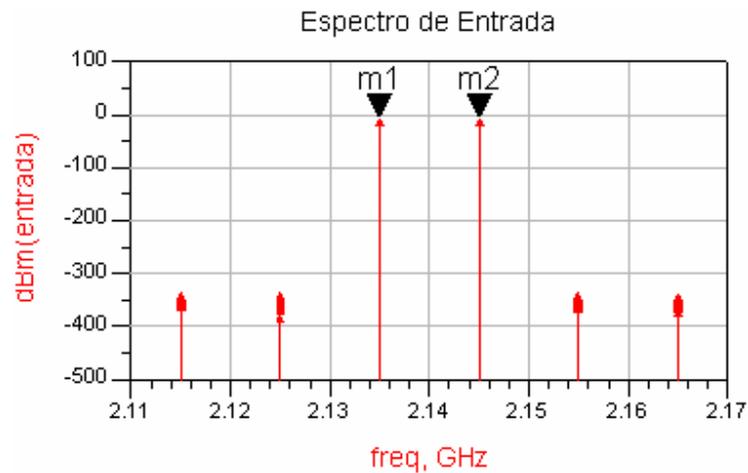


Figura 75a. Resultados del paso 4 del predistorsionador RF

En la figura 75b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una potencia de -14.093 dBm y -14.094 dBm respectivamente, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -52.346 dBm y -52.161 dBm respectivamente.

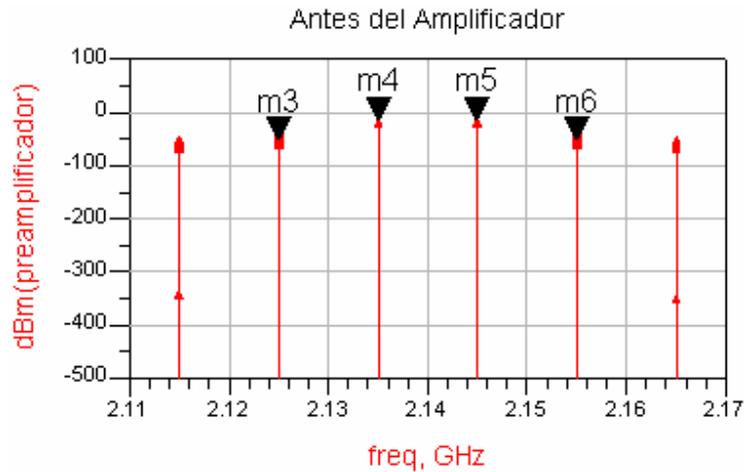


Figura 75b. Resultados del paso 4 del predistorsionador RF

En la figura 75c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -6.617 dBm y -6.864 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 37.037 dBm y 37.036 dBm respectivamente.

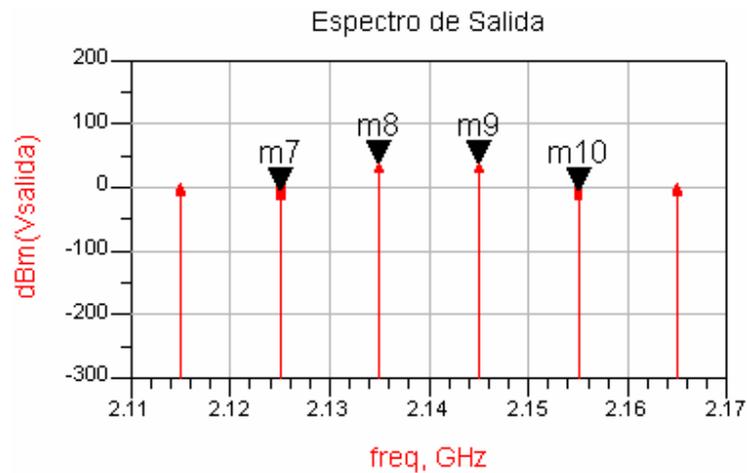


Figura 75c. Resultados del paso 4 del predistorsionador RF

En la figura 76a se observa la máxima relación de portadora a IMD (m11), la cual tiene un valor de 40.189.

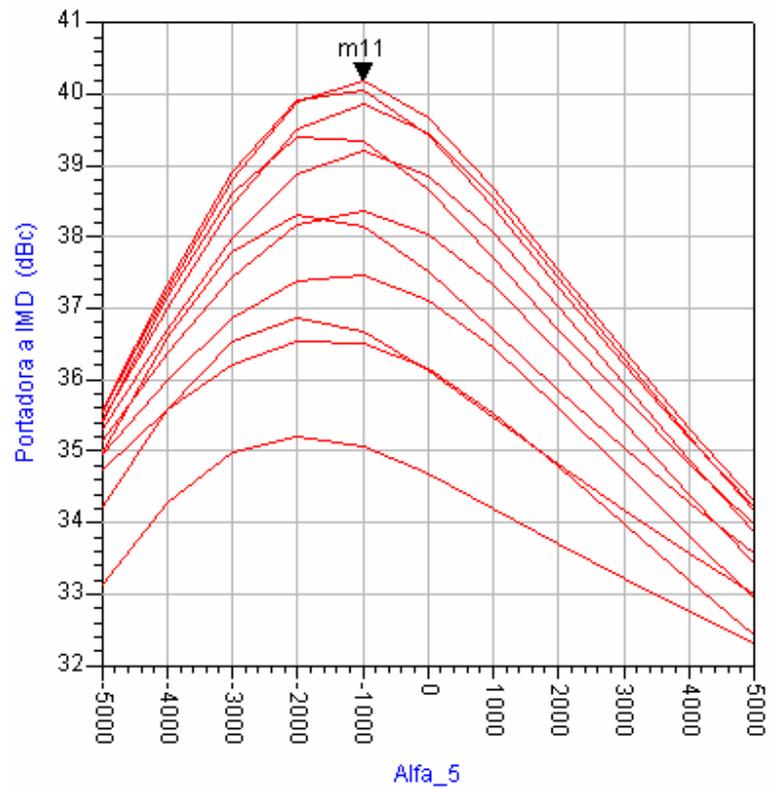


Figura 76a. Resultados del paso 4 del predistorsionador RF

En la figura 76b se muestra los contornos de potencia de IMD de 5to. orden. El marcador m12 señala los valores de Alfa\_5 (1678) y Beta\_5 (37.915) y m13 señala los valores de Alfa\_5 (2215) y Beta\_5 (37.115) para dichos contornos.

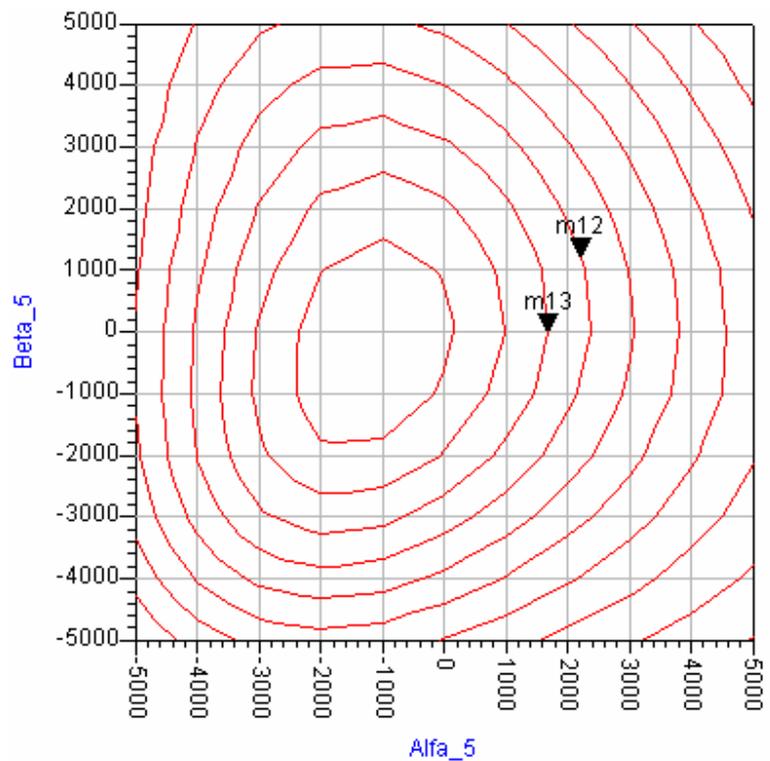


Figura 76b. Resultados del paso 4 del predistorsionador RF

En la figura 77a se muestra el diagrama del paso 5 del predistorsionador de RF implementado en ADS.

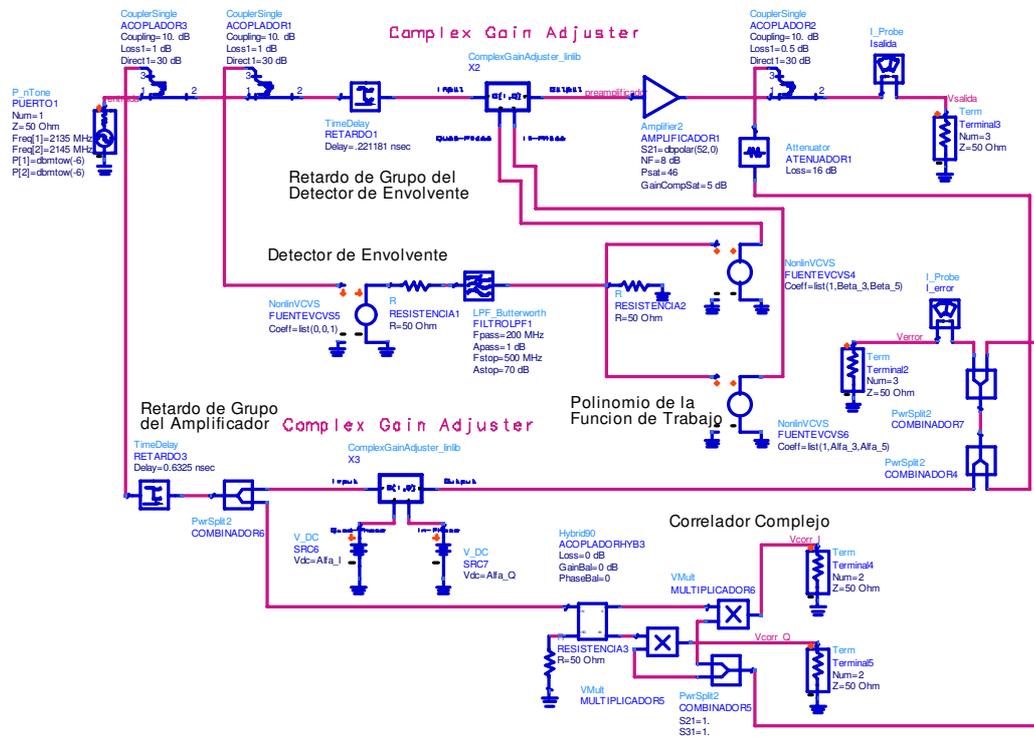


Figura 77a. Paso 5 del predistorcionador RF

En la figura 77b se muestra los controladores empleados en la simulación.

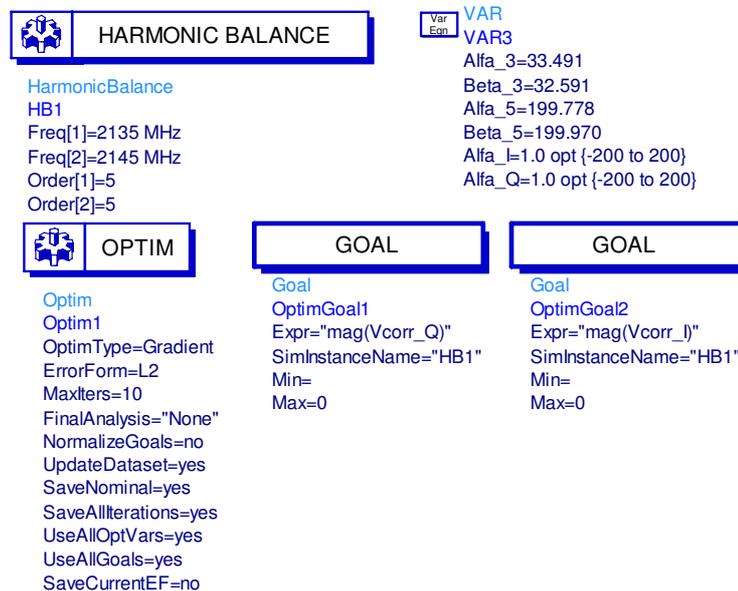


Figura 77a. Controladores empleados en el paso 5 del predistorsionador RF

Esta plantilla optimiza el ajustador de ganancia compleja en el parte inferior del diagrama para garantizar que la señal de error no esta correlacionada con la referencia de la señal de entrada. El resultado de la señal de error deberá solo contener la distorsión, si la señal de salida del amplificador de potencia está alineada en amplitud y fase con la señal de entrada antes de su resta.

En la figura 78a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.644 dBm.

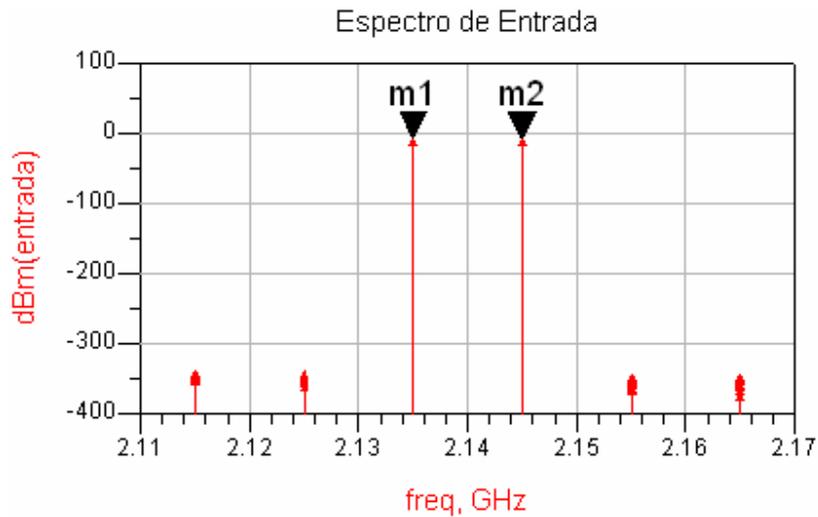


Figura 78a. Resultados del paso 5 del predistorcionador RF

En la figura 78b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una potencia de -13.484 dBm y 13.481 dBm respectivamente, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -39.013 dBm y -39.014 dBm respectivamente.

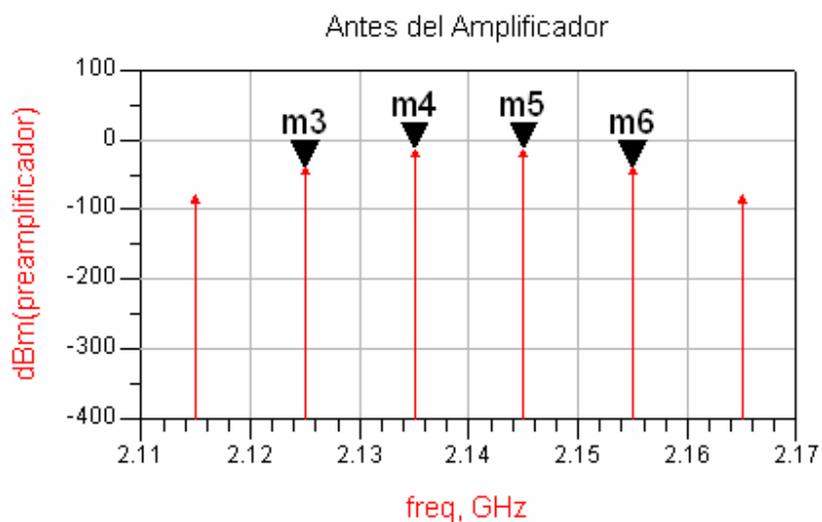


Figura 78b. Resultados del paso 5 del predistorcionador RF

En la figura 78c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -1.664 dBm y -2.411 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 36.448 dBm y 36.451 dBm respectivamente.

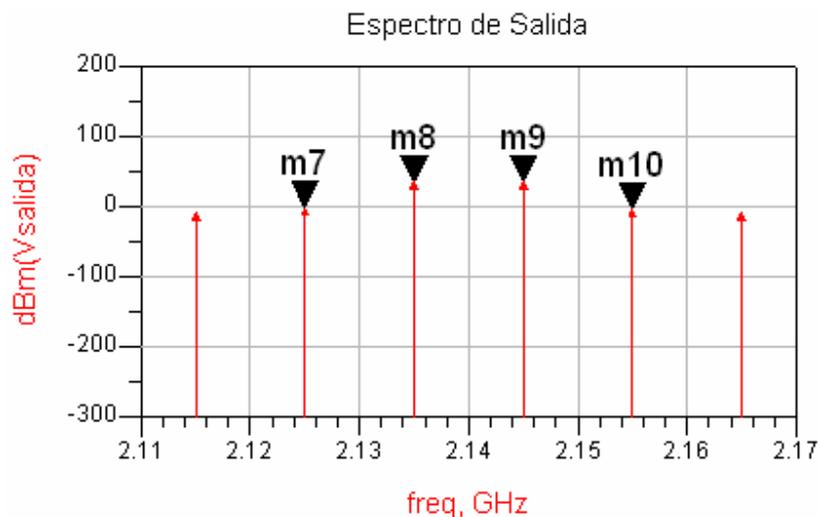
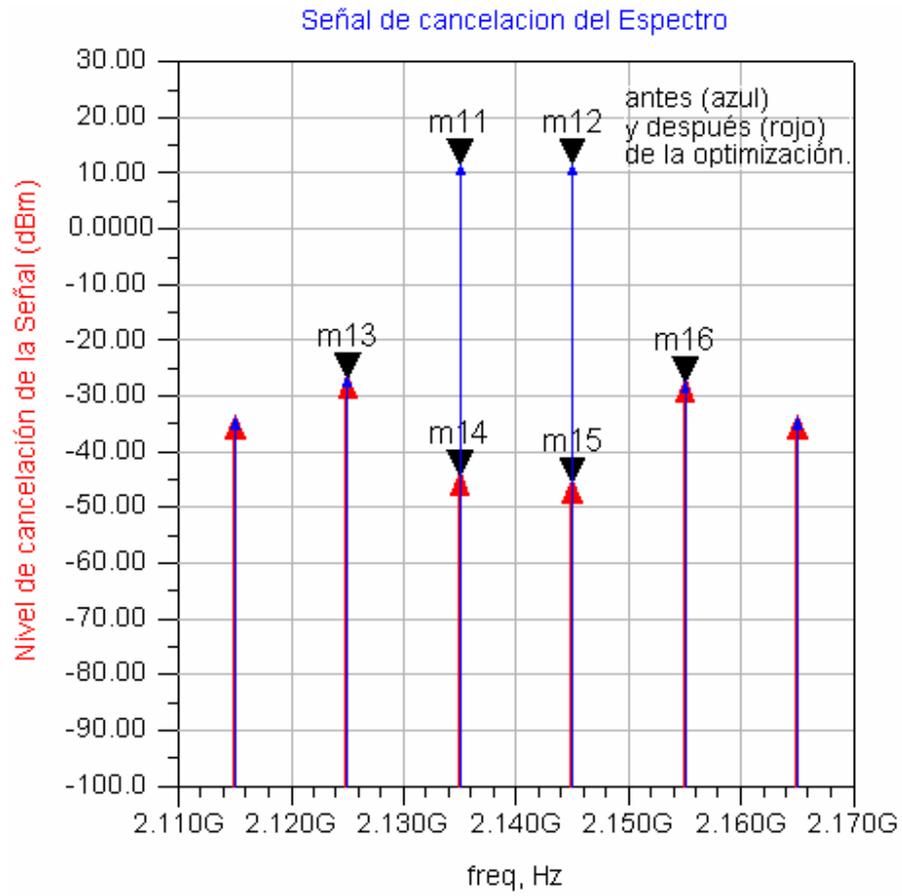


Figura 78c. Resultados del paso 5 del predistorsionador RF

En la figura 79a se observa la señal de cancelación del espectro, las líneas azules señaladas por los marcadores (m11) y (m12) son el resultado antes de la optimización y las líneas rojas señaladas por los marcadores (m13) - (m16) son después de la optimización. Se observa que las portadoras antes de la optimización tenían un valor de 11.541 dBm (m11) y 11.544 dBm (m12), una vez realizada dicha optimización se obtuvo que las portadoras tenían un valor de -44.143 dBm (m14) y -45.693 dBm (m15) y los IMD -26.706 dBm (m13) y -27.453 dBm (m16).



*Figura 79a. Resultados del paso 5 del predistorcionador RF*

En la figura 79b se muestra la señal de error de la portadora vs intervalo de iteración.

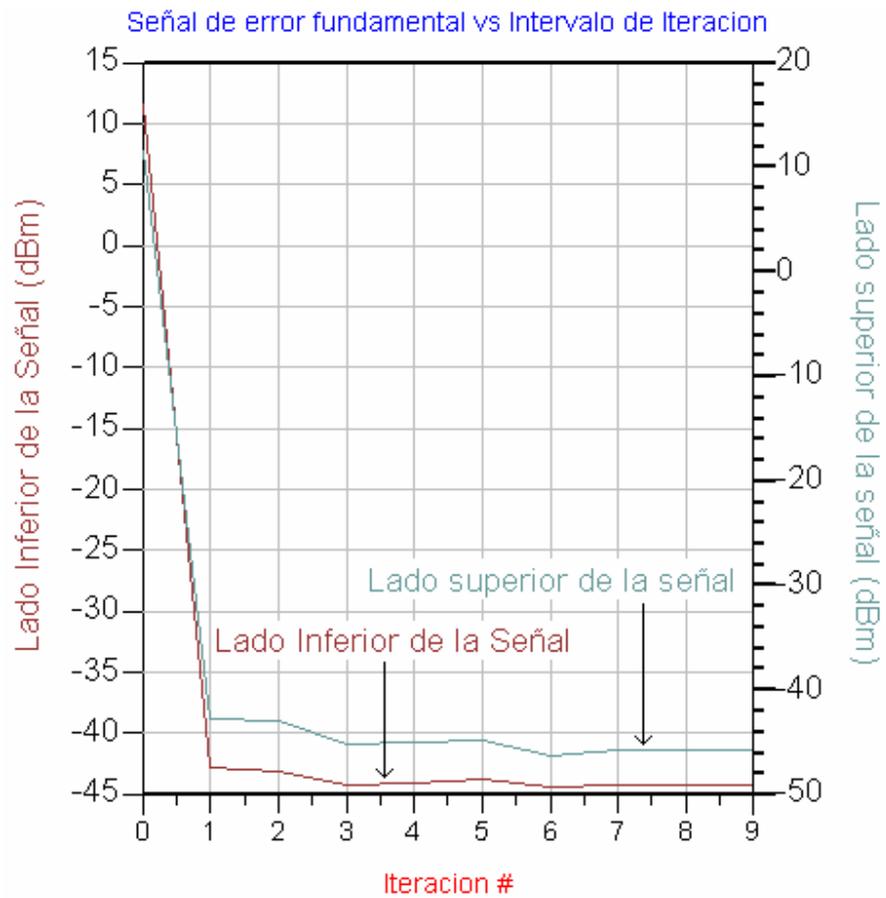


Figura 79b. Resultados del paso 5 del predistorsionador RF

En la figura 80a se observa el diagrama del paso 6 del predistorsionador de RF implementado en ADS.

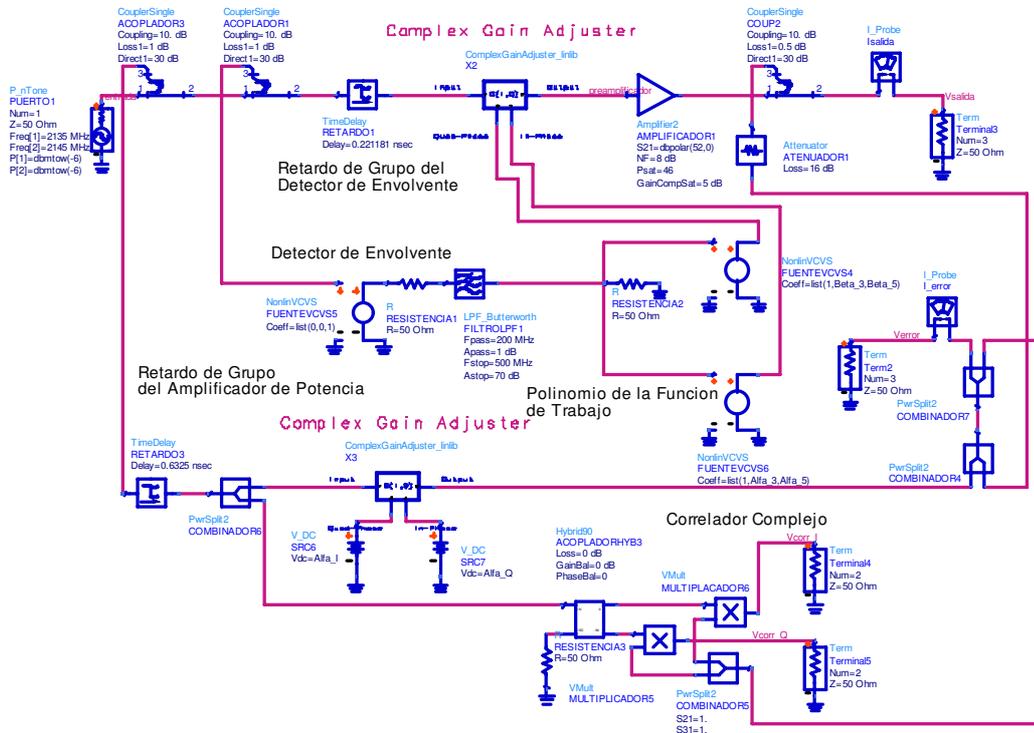


Figura 80a. Paso 6 del predistorsionador RF

	<p><b>HARMONIC BALANCE</b></p> <p>HarmonicBalance          HB1          Freq[1]=2135 MHz          Freq[2]=2145 MHz          Order[1]=5          Order[2]=5</p> <p><b>VAR</b>          VAR3          Alfa_3=0.0 opt {-100 to 200}          Beta_3=0.0 opt {-100 to 200}          Alfa_5=0.0 opt {-5000 to 5000}          Beta_5=0.0 opt {-5000 to 5000}          Alfa_l=-66.418          Alfa_Q=-2.399</p>
	<p><b>GOAL</b></p>
<p>Optim          Optim1          OptimType=Gradient          ErrorForm=L2          MaxIters=10          FinalAnalysis="None"          NormalizeGoals=no          UpdateDataset=yes          SaveNominal=yes          SaveAllIterations=yes          UseAllOptVars=yes          UseAllGoals=yes          SaveCurrentEF=no</p>	<p>Goal          OptimGoal3          Expr="mag(Verror)"          SimInstanceName="HB1"          Min=          Max=0</p>

Figura 80b. Controladores empleados en el paso 6 del predistorsionador RF

Esta plantilla optimiza los coeficientes de 3er. y 5to. orden de la función de trabajo para localizar los coeficientes óptimos los cuales reducirán los productos de 3er. Y 5to. Orden de la distorsión por intermodulación. En la parte inferior del diagrama los coeficientes del ajustador de ganancia compleja son ajustados. El objetivo es decorrelacionar la entrada de la señal de salida para minimizar la señal de error.

En la figura 81a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.644 dBm.

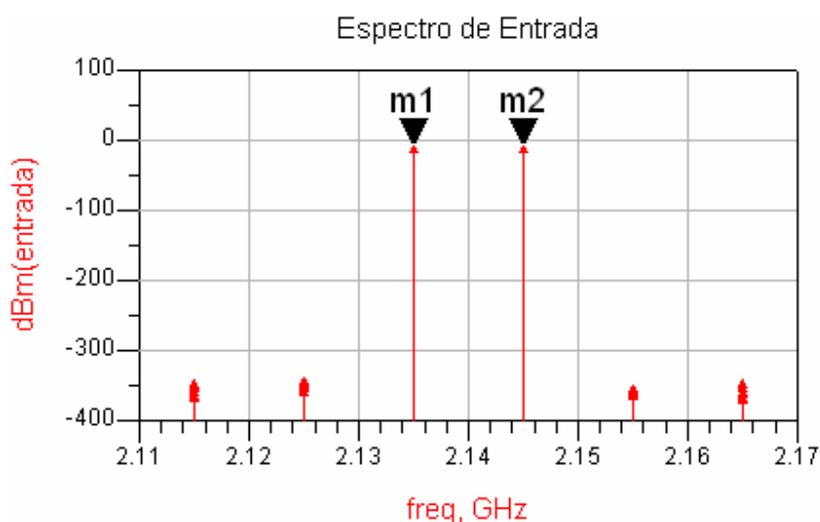


Figura 81a. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 81b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una

potencia de -14.936 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -339.330 dBm y -346.662 dBm respectivamente.

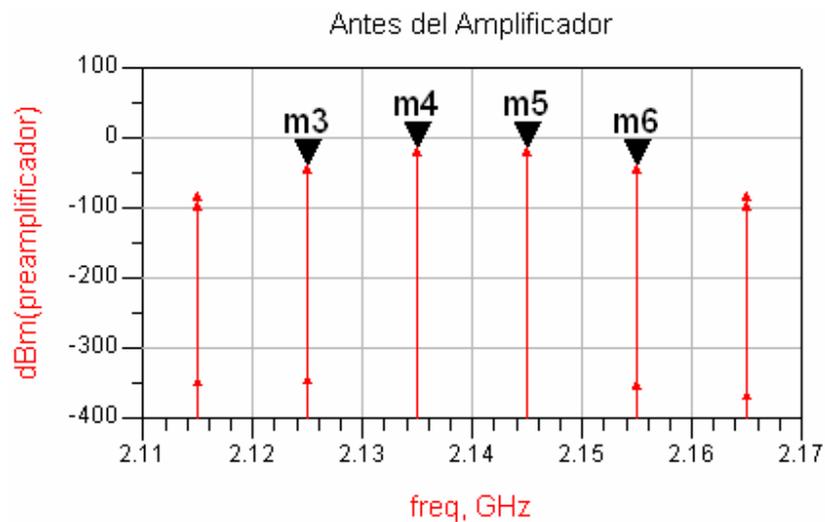


Figura 81b. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 81c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -2.569 dBm y -3.659 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 35.351 dBm cada una.

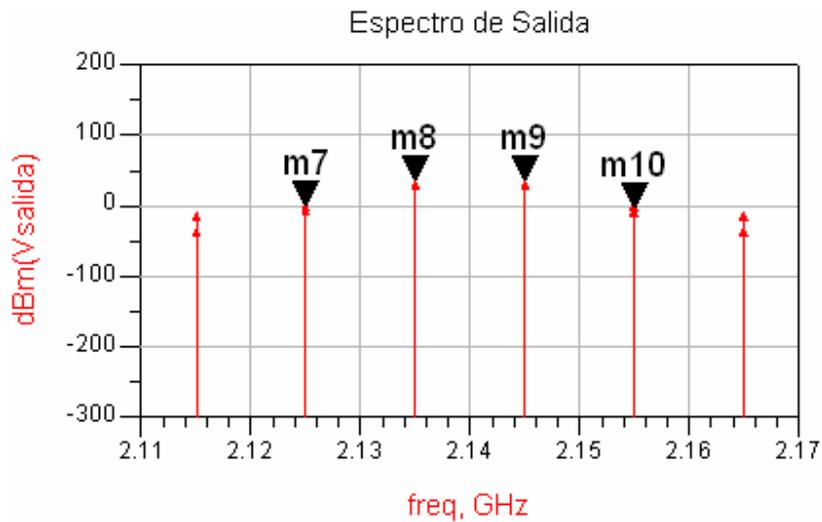


Figura 81c. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 82a se muestran los coeficientes de 3er. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_3 (32.362) y Beta\_3 (31.320).

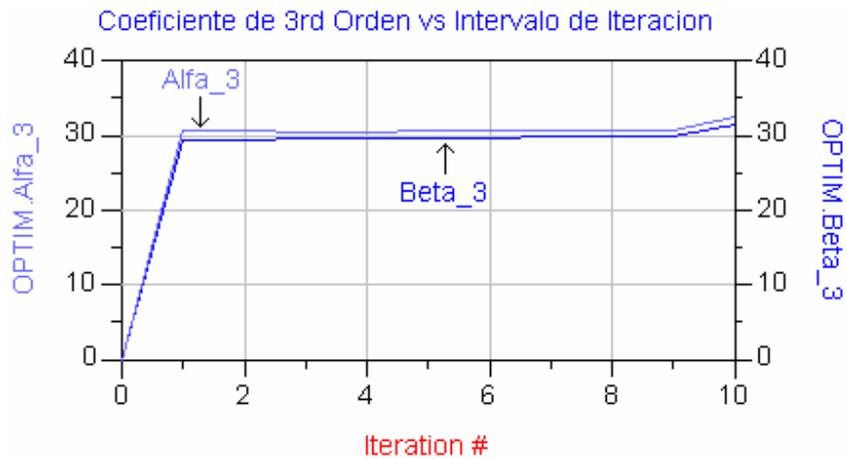


Figura 82a. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 82b se muestran los coeficientes de 5to. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_5 (31.583) y Beta\_5 (55.915).

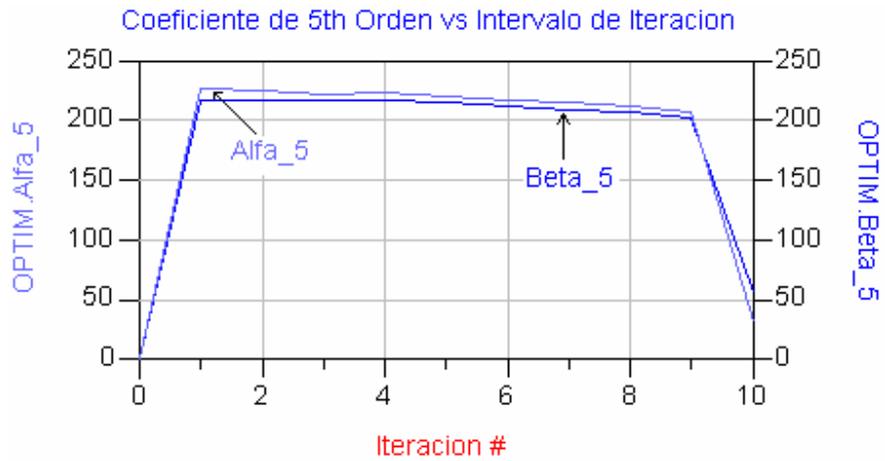


Figura 82b. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 82c se observa la salida de Predistorsión RF del espectro de entrada, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m11) y 2155 MHz (m14) con una potencia de 4.763 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m12) y 2145 MHz (m13) con una potencia de 35.351 dBm cada una.

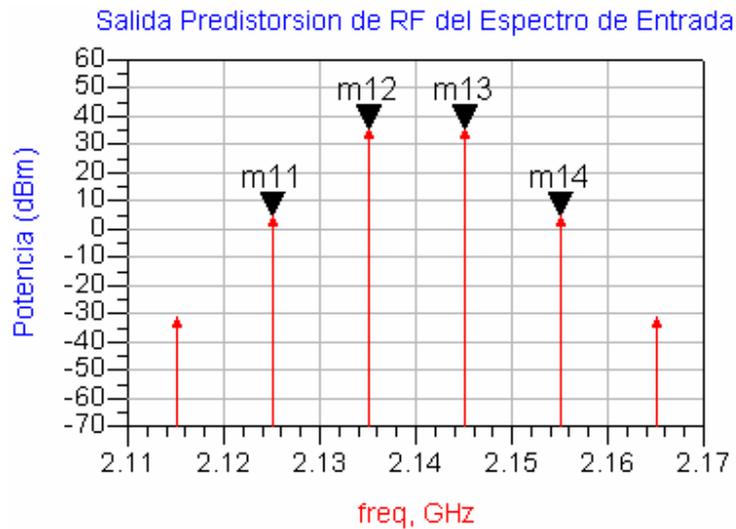


Figura 82c. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 82d se muestra la salida de predistorsión RF optimizada, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m15) y 2155 MHz (m18) con una potencia de -2.569 dBm y -3.046 dBm respectivamente y las dos portadoras a 2135 MHz (m16) y 2145 MHz (m17) con una potencia de 36.390 dBm y 36.392 dBm respectivamente.

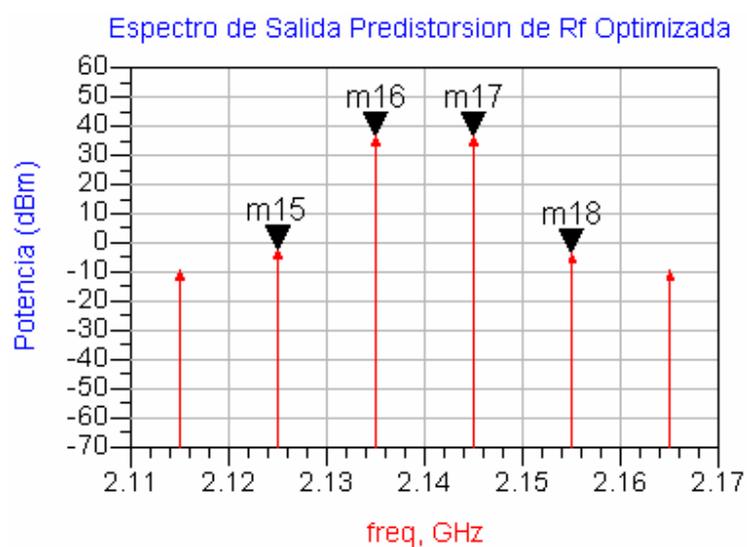


Figura 82d. Resultados del paso 6 del predistorsionador RF

En la figura 83a se muestra el diagrama del paso 7 del predistorsionador de RF implementado en ADS.

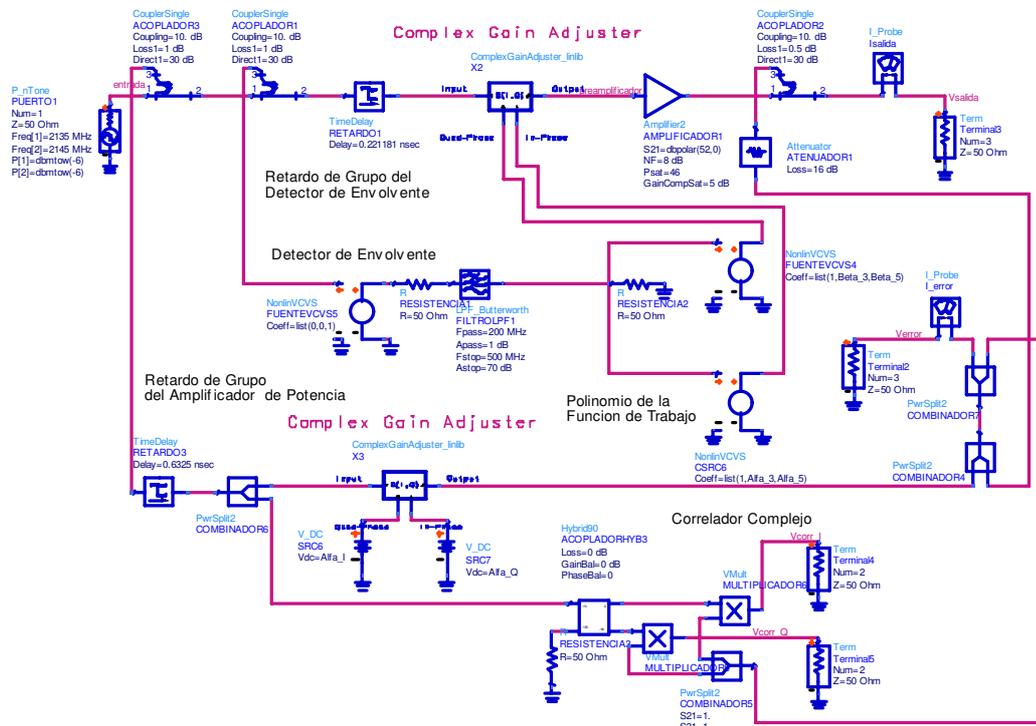


Figura 83a. Paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 83b se muestran los controladores empleados en la simulación.

<b>HARMONIC BALANCE</b>		<b>VAR</b> <b>VAR3</b>	
HarmonicBalance HB1 Freq[1]=2135 MHz Freq[2]=2145 MHz Order[1]=5 Order[2]=5		Alfa_3=0.0 opt {-100 to 200} Beta_3=0.0 opt {-100 to 200} Alfa_5=0.0 opt {-5000 to 5000} Beta_5=0.0 opt {-5000 to 5000} Alfa_=-66.418 opt {-500 to 500} Alfa_Q=-2.399 opt {-500 to 500}	
<b>OPTIM</b>	<b>GOAL</b>	<b>GOAL</b>	<b>GOAL</b>
Optim Optim1 Optim Type=Gradient ErrorForm=L2 MaxIters=30 FinalAnalysis="None" NormalizeGoals=no UpdateDataset=yes SaveNominal=yes SaveAllIterations=yes UseAllOptVars=yes UseAllGoals=yes SaveCurrentEF=no	Goal OptimGoal1 Expr="mag(Vcorr_Q)" Sim InstanceName="HB1" Min= Max=0	Goal OptimGoal3 Expr="mag(Verror)" Sim InstanceName="HB1" Min= Max=0	Goal OptimGoal2 Expr="mag(Vcorr_I)" Sim InstanceName="HB1" Min= Max=0

Figura 83b. Controladores empleados en el paso 7 del predistorsionador RF

Esta plantilla optimiza los coeficientes de 3er. y 5to. orden de la función de trabajo para localizar los coeficientes óptimos los cuales reducirán los productos de 3er. Y 5to. Orden de la distorsión por intermodulación. En la parte inferior del diagrama los coeficientes del ajustador de ganancia compleja son optimizados. El objetivo es de-correlar la entrada de la señal de salida para minimizar la señal de error.

En la figura 84a se muestra el espectro de entrada, en el cual se observan las dos portadoras de la señal de entrada. Señaladas por los marcadores m1 y m2 respectivamente, las cuales están ubicadas a 2135 MHz y 2145 MHz y cada una tiene una potencia de -6.644 dBm.

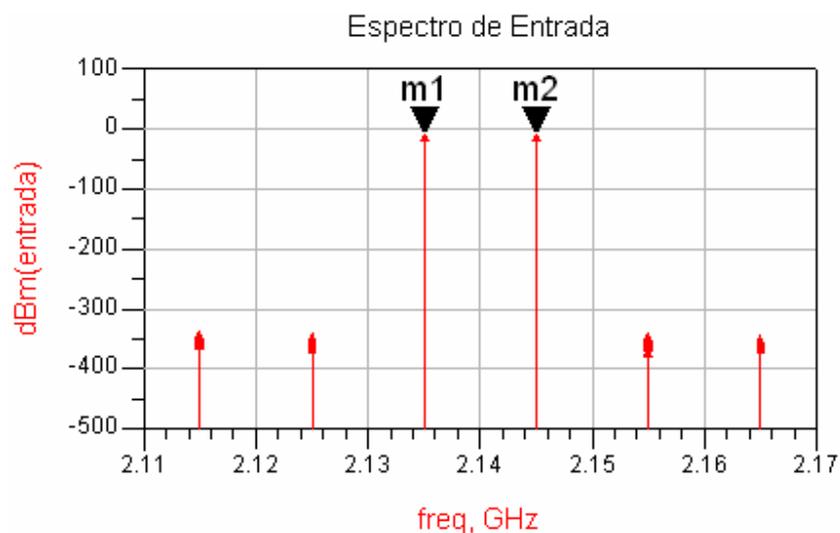


Figura 84a. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 84b se muestra el espectro antes de entrar al amplificador de potencia, en el cual aparecen las dos portadoras a 2135 MHz (m4) y 2145 MHz (m5) con una

potencia de -15.028 dBm cada una, también se observan los IMD a 2125 MHz (m3) y 2155 MHz (m6) con una potencia de -345.469 dBm y -347.059 dBm respectivamente.

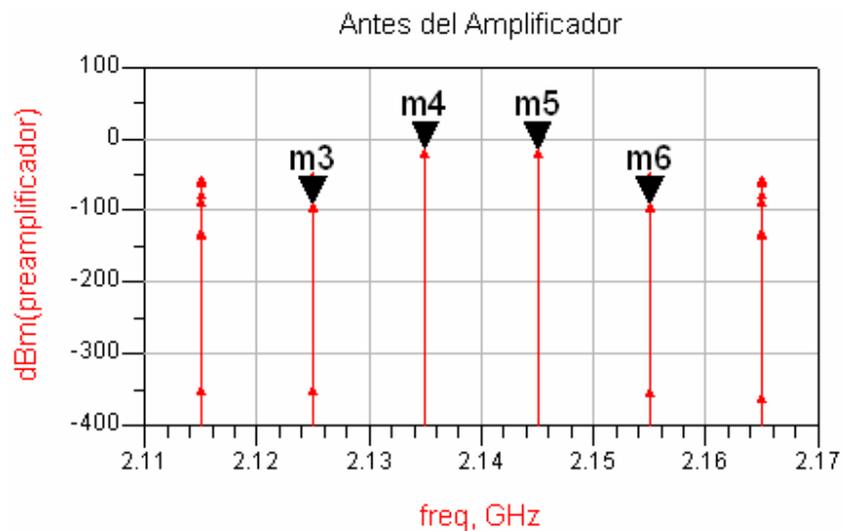


Figura 84b. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 84c se observa el espectro de salida, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m7) y 2155 MHz (m10) con una potencia de -1.212 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m8) y 2145 MHz (m9) con una potencia de 35.259 dBm cada una.

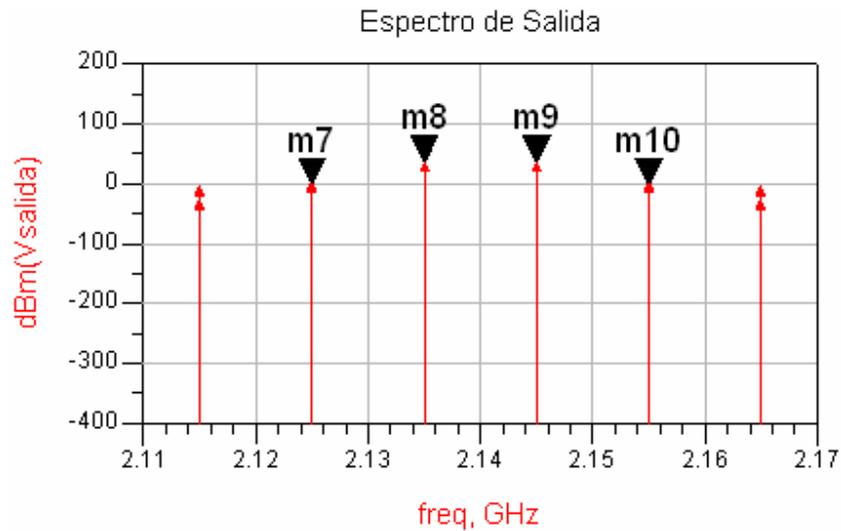


Figura 84c. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 85a se muestran los coeficientes de 3er. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_I (-57.821) y Alfa\_Q (-1.959) así como los de Alfa\_3 (-29.957) y Beta\_3 (-29.952). Alfa\_I y Alfa\_Q ajustan la amplitud y fase de la señal de error respectivamente.



Figura 85d. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 85b se muestran los coeficientes de 5to. orden vs intervalo de iteración de esta grafica obtenemos los valores óptimos de Alfa\_5 (4684.432) y Beta\_5 (4683.927).

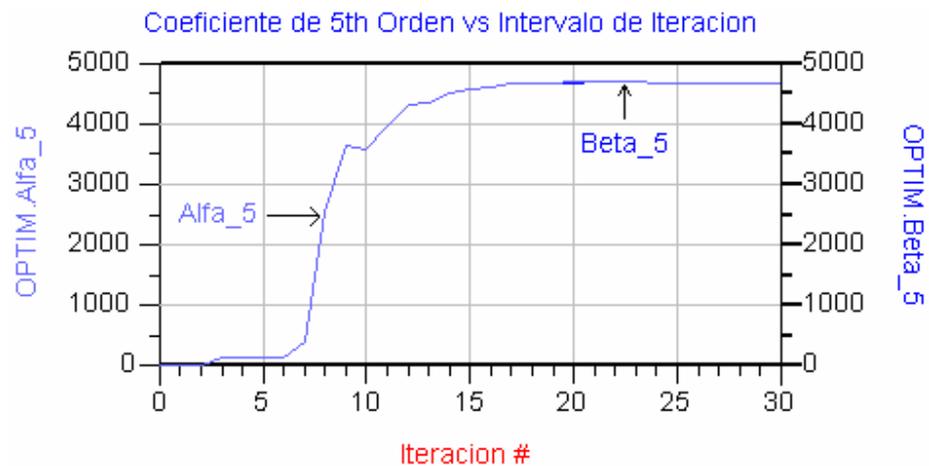


Figura 85b. Resultados del paso 7 del predistorcionador RF

En la figura 85c se observa la salida de Predistorsión RF del espectro de entrada, en el cual se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m11) y 2155 MHz (m14) con una potencia de 4.763 dBm cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m12) y 2145 MHz (m13) con una potencia de 35.351 dBm cada una.

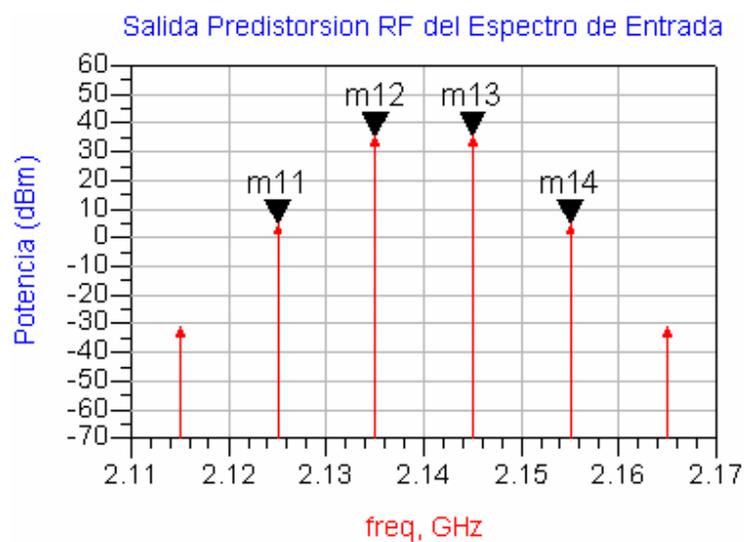


Figura 85c. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

En la figura 85d se muestra la salida de predistorsión RF optimizada, en donde se aprecian los IMD a una frecuencia de 2125 MHz (m15) y 2155 MHz (m18) con una potencia de -1.212 cada uno y las dos portadoras a 2135 MHz (m16) y 2145 MHz (m17) con una potencia de 35.259 dBm cada una.

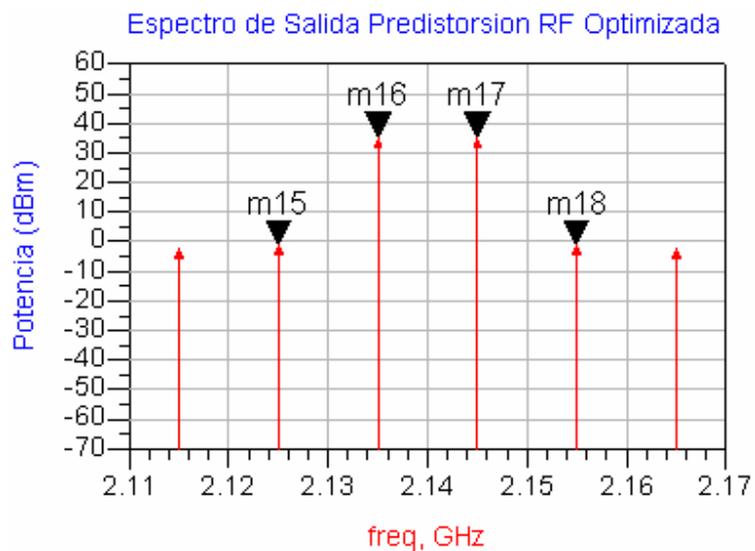


Figura 85d. Resultados del paso 7 del predistorsionador RF

#### V.4.4 Conclusiones de la simulación con ADS®

Se observó la potencia de IMD de salida mínima de 3er. orden en donde encontramos los coeficientes Alfa<sub>3</sub> y Beta<sub>3</sub> mínimos, se pudo también ver los contornos de potencia para cada valor de los coeficientes (figura 67), se encontraron los valores óptimos de los coeficientes de 3er. y 5to. Orden (figura 70), se encontró la máxima relación de portadora a IMD así como sus contornos para estos coeficientes (figura 73), se agregó la parte de retroalimentación en la cual obtuvimos la Alfa<sub>I</sub> y Alfa<sub>Q</sub> óptimas y observamos

la señal de cancelación del espectro optimizada (figura 79), se optimizaron nuevamente los coeficientes de 3er. y 5to orden (figura 82) y por último se optimizaron también los coeficientes Alfa\_I y Alfa\_Q (figura 85) en esta figura (Espectro de Salida de Predistorción RF Optimizada) los IMD se reducen pero no se logra alcanzar lo reportado en el artículo [Berglund, 2001], ya que con Feedforward se logra un mejor resultado en la disminución de los IMD.

### V.5 Retroalimentación implementada en ADS®

En esta sección se describe la implementación del linealizador por retroalimentación cartesiana utilizando el programa ADS®. La figura 86 muestra el linealizador por retroalimentación el cual se vio en el capítulo IV.3.1.

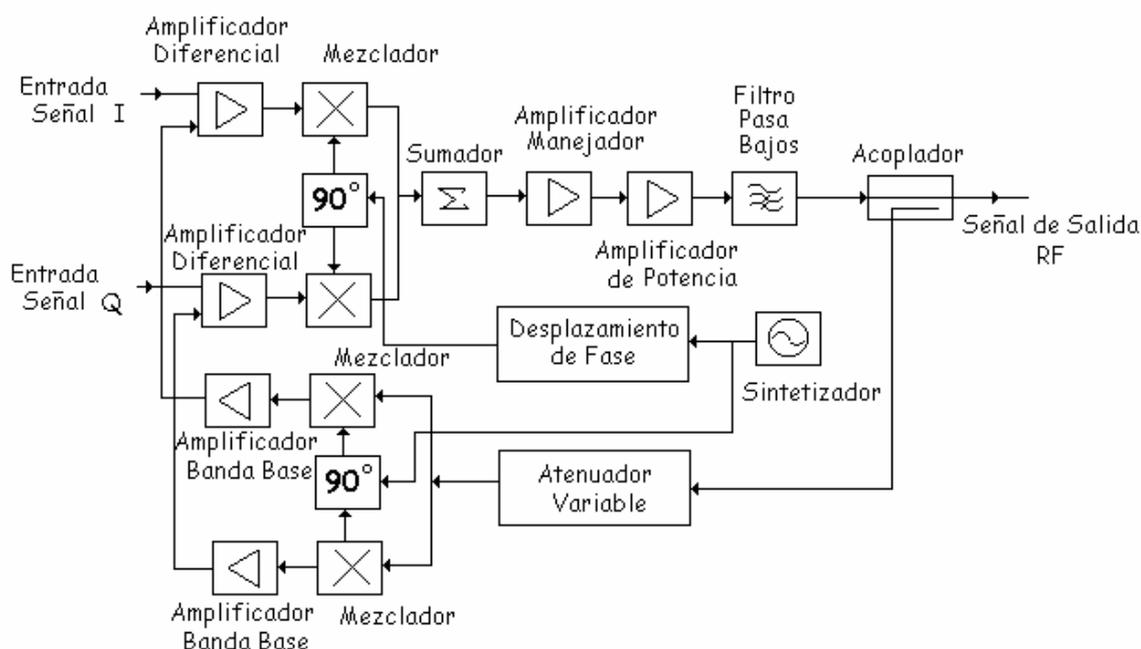


Figura 86. Linealizador de retroalimentación cartesiana

## V.5.1 Implementación

Se busco en ADS® cada elemento del linealizador de retroalimentación cartesiana para poder realizar su implementación en este simulador. Obteniéndose el diagrama que se muestra en la figura 87a.

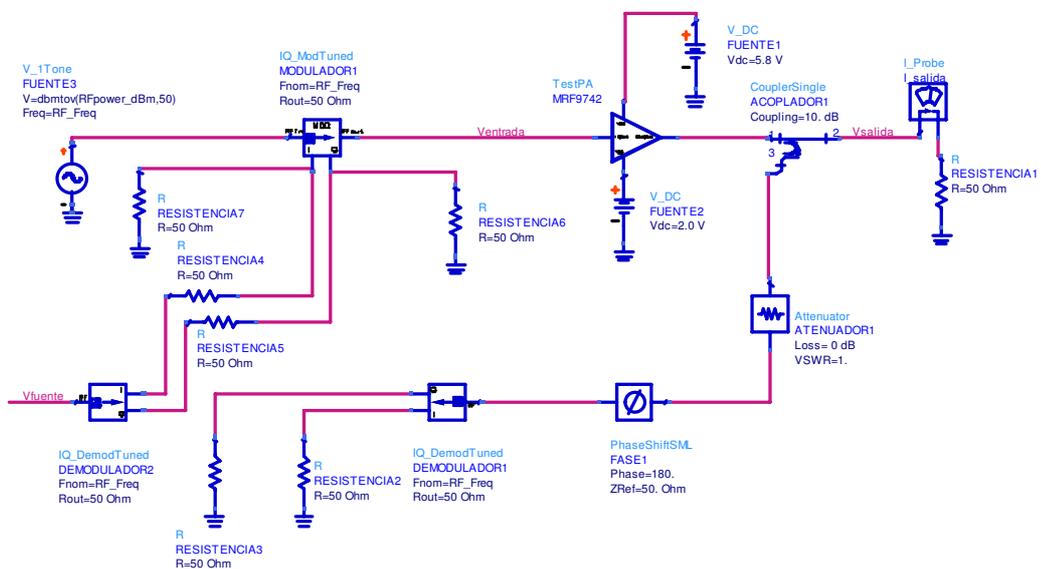


Figura 87a. Linealizador de retroalimentación cartesiana lazo abierto

En la figura 87b se muestra los controladores empleados en la simulación.



Figura 87b. Controladores empleados en el linealizador de retroalimentación cartesiana lazo abierto

El linealizador por retroalimentación cartesiana se implemento en lazo abierto como se mostró en la figura 87 y lazo cerrado como se observa en la figura 88a.

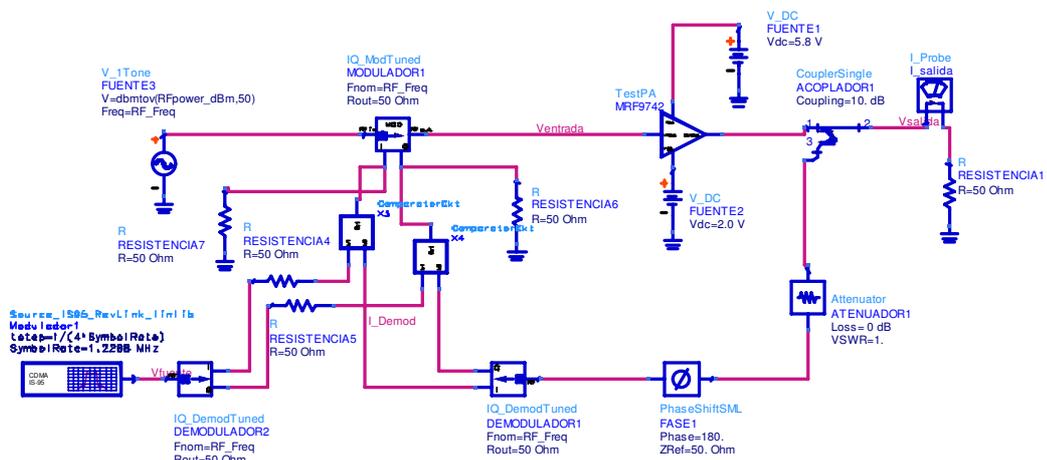


Figura 88a. Linealizador de retroalimentación cartesiana lazo cerrado

En la figura 88b se muestran los controladores empleados en la simulación.

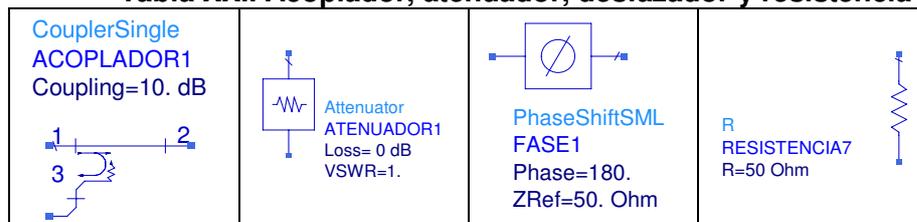


Figura 88. Controladores empleados en el linealizador de retroalimentación cartesiana lazo cerrado

Se describen a continuación las características más importantes de los elementos que componen el linealizador por retroalimentación cartesiana tanto para lazo abierto como para lazo cerrado.

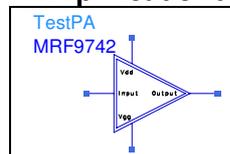
En la tabla XXI, se muestran las características del acoplador (el acoplamiento), atenuador (pérdidas y VSWR) y desfazador (la fase y su impedancia de referencia) y la resistencia (resistencia) empleados en el linealizador por retroalimentación cartesiana.

**Tabla XXI. Acoplador, atenuador, desfazador y resistencia**



En la tabla XXII se muestra el amplificador de potencia empleado en el linealizador por retroalimentación cartesiana. El cual está definido en la librería de ADS®. En la tabla XXIII se muestran las características más importantes del amplificador MRF9742.

**Tabla XXII. Amplificador de potencia**

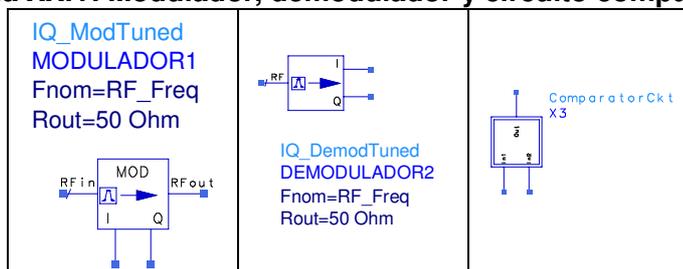


**Tabla XXIII. Características del amplificador MRF9742**

Frecuencia (MHz)	900
Voltaje $V_{DD}$ (V)	5.8
Potencia típica de salida (dBm)	30
Eficiencia típica de drenador (%)	60
Ganancia típica (dB)	11
Tecnología del semiconductor	LDMOS

En la tabla XXIV, se muestran los parámetros del modulador, demodulador y circuito comparador que se utilizaron en el linealizador por retroalimentación cartesiana.

**Tabla XXIV. Modulador, demodulador y circuito comparador**



La tabla XXV, se ilustran las características de la fuente de modulación, fuente de RF, fuente de DC y el probador de corriente.

**Tabla XXV. Fuente de modulación, fuente de RF, fuente DC y probador de corriente**



### V.5.2 Especificación de parámetros para la simulación

Para generar la señal de entrada se uso una fuente de 800 MHz a una potencia de 18 dBm así como una fuente de modulación CDMA-IS95 las cuales se implementaron a la entrada del modulador y demodulador de la figura 88 y cuyas características se muestran en la tabla XXVI. La frecuencia de 800 MHz es debido al tipo de modulación empleada. La figura 89 muestra la ventana de los parámetros de simulación del sistema utilizando Envolvente. En ésta se indica la frecuencia de la portadora, que se resuelve por el método Direct (técnica de balance armónico implementada en ADS®), y las salidas que queremos visualizar en el esquemático.

**Tabla XXVI. Características del estándar CDMA-IS95**

Rangos de frecuencia (MHz)	825-849 1850-1910
Máxima potencia transmitida (dBm)	23.0
Número de canales	20/798 usuarios por canal
Espacio de canales	1250 KHz
Método de modulación	OQPSK
Ancho de banda ocupado (KHz)	1228

El linealizador de retroalimentación cartesiana consiste de un amplificador de potencia a lo largo con un modulador y demodulador de cuadratura. La señal de error de la retroalimentación es creada por la resta de la señal de entrada en banda base de la señal de salida remodulada del amplificador de potencia. El nivel de potencia amplificado del transistor puede ser remplazado por un componente definido (MRF9742). Las señales demoduladas I y Q a la salida del amplificador de potencia son retroalimentadas para ser agregadas a la entrada del circuito filtro/comparador, después de un desplazamiento de fase de 180°. El circuito filtro/comparador predistorsionará la salida para mantener una tierra virtual al nodo del comparador. Esto ocurrirá cuando ambas entradas del circuito filtro/comparador están en fase para lazo abierto. Cuando el lazo es cerrado, la entrada del circuito filtro/comparador deberán ser iguales pero en fase opuestas.

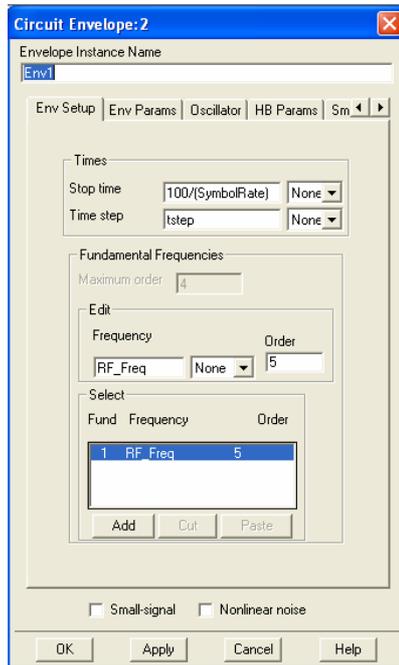


Figura 89. Ventana de envolvente

Para obtener estabilidad del lazo, el circuito filtro/comparador usa un filtro pasa bajos para limitar el ancho de banda del lazo. La frecuencia de corte debe de ser lo suficientemente amplia con respecto a la propagación del ancho de banda debida a las no linealidades del amplificador. La linealidad está limitada por dos factores, la ganancia del lazo y la precisión por la trayectoria de retroalimentación. La ganancia de lazo debe ser tan grande como sea posible, pero está limitada por la estabilidad del lazo, el cual en regreso es estrechamente dependiente en la respuesta de fase. Los ajustes de los desplazamientos de fase son críticos. Con lazo abierto, la fase debería ser ajustada para que ahí no haya rotación de fase de las señales demoduladoras I y Q con respecto a las señales I y Q a la entrada del circuito filtro/comparador.

### V.5.3 Resultados de la simulación

Para la simulación de esta técnica de linealización se utilizaron 3 fuentes de modulación distintas CDMA IS95 Rev link, 16QAM y  $\pi/4$ DQPSK y se implementaron tanto para lazo abierto como para lazo cerrado. La tabla XXVII muestra los resultados obtenidos de las simulaciones para las tres modulaciones, en donde se presenta la relación de potencia del canal adyacente para el canal inferior (ACPR1) y para el canal superior (ACPR2) y la potencia.

**Tabla XXVII. Resultados de las distintas modulaciones**

Modulación empleada	ACPR1 (dBc)	ACPR2 (dBc)	Potencia (dBm)
CDMA IS95 Rev Link (Lazo abierto)	-33.17	-33.33	26.70
CDMA IS95 Rev Link (Lazo cerrado)	-51.25	-52.07	22.15
$\pi/4$ DQPSK (Lazo abierto)	-14.12	-18.32	27.33
$\pi/4$ DQPSK (Lazo cerrado)	-14.98	-22.13	23.97
16QAM (Lazo abierto)	-19.65	-17.62	26.84
16QAM (Lazo cerrado)	-26.84	-28.69	23.88

La modulación CDMA IS95 Rev Link es la que presento mejores resultados porque tiene un ACPR1 de -51.25 dBc y un ACPR2 de -52.07 dBc. Las figuras 90-93 son la respuesta para lazo abierto. La figura 90 muestra la parte real de la portadora de la modulación RF vs tiempo. En donde se puede apreciar la oscilación de la modulación para el tiempo dado.

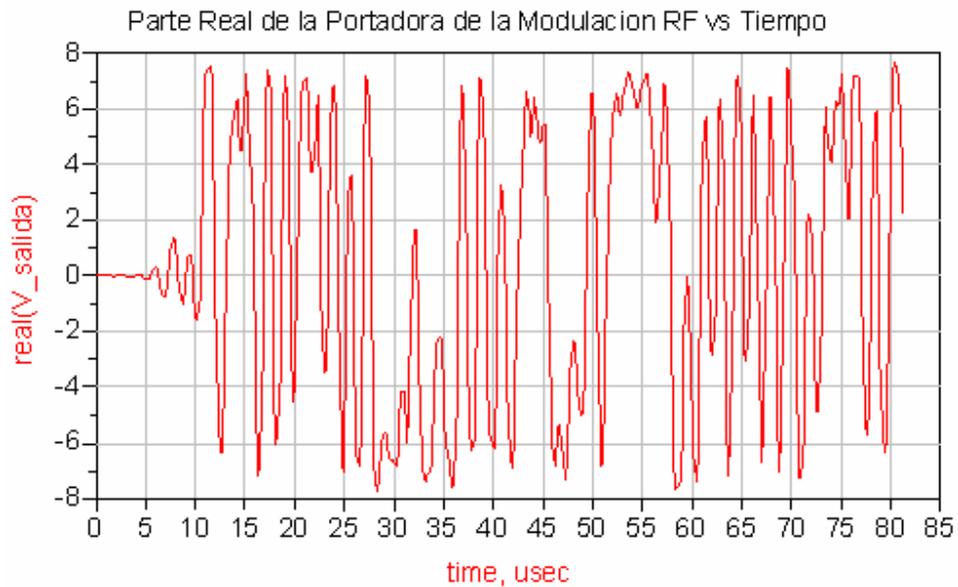


Figura 90. Parte real de la portadora de la modulación RF

En la figura 91 se observa la potencia de la envolvente. En ésta se muestra como la potencia incrementa su valor al pasar un tiempo de 10  $\mu$ s y la potencia se encuentra en un valor entre 0.4 y 0.6 para el tiempo especificado.



Figura 91. Potencia de la envolvente

La figura 92 muestra el espectro de la señal generada el cual está compuesto por espectro de salida (que se encuentra en la parte superior del grafico), el espectro de entrada (parte intermedia del grafico) y el espectro de la fuente (parte inferior del grafico).

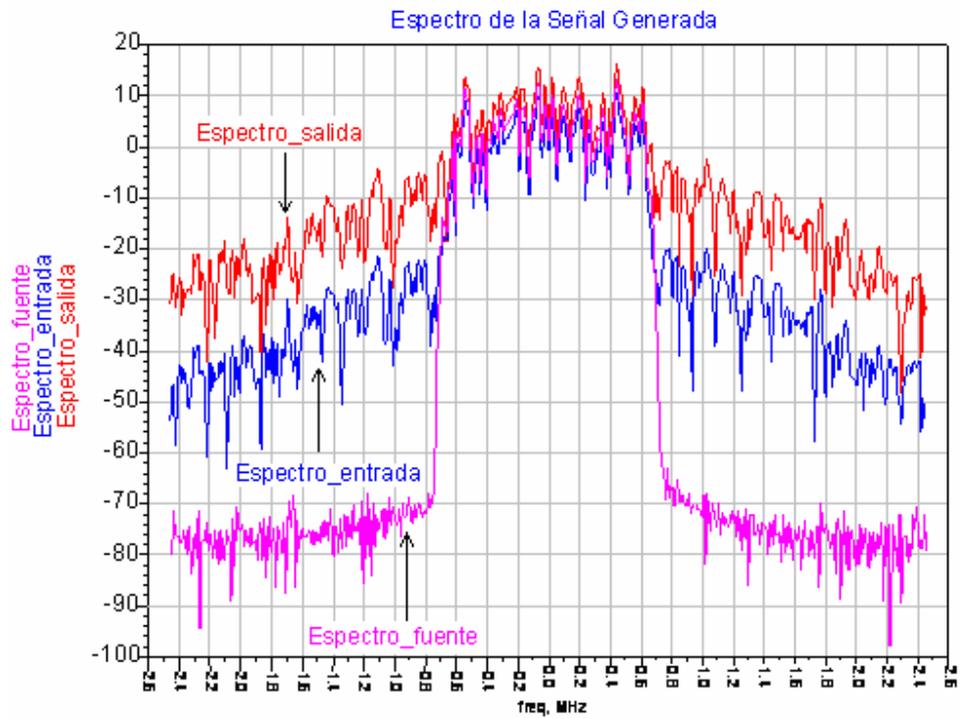


Figura 92. Espectro de la señal generada

La figura 93 muestra la parte real de la portadora de la modulación RF vs tiempo.

Se puede apreciar la oscilación de la modulación para el tiempo dado.

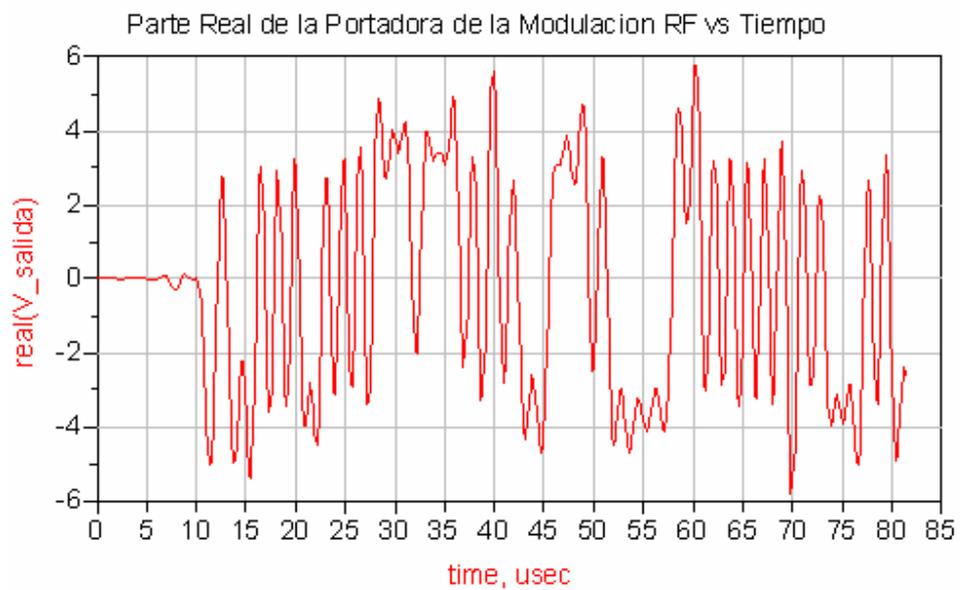


Figura 93. Parte real de la portadora de la modulación RF

En la figura 94 se observa la potencia de la envolvente. En ésta se muestra como la potencia incrementa su valor al pasar un tiempo de 10  $\mu\text{s}$  y la potencia tiene su pico mayor en 70  $\mu\text{s}$  para una valor 0.5.



Figura 94. Potencia de la envolvente

La figura 95 muestra el espectro de la señal generada que está compuesto por espectro de salida (que se encuentra en la parte superior del grafico), el espectro de entrada (parte intermedia del grafico) y el espectro de la fuente (parte inferior del grafico).

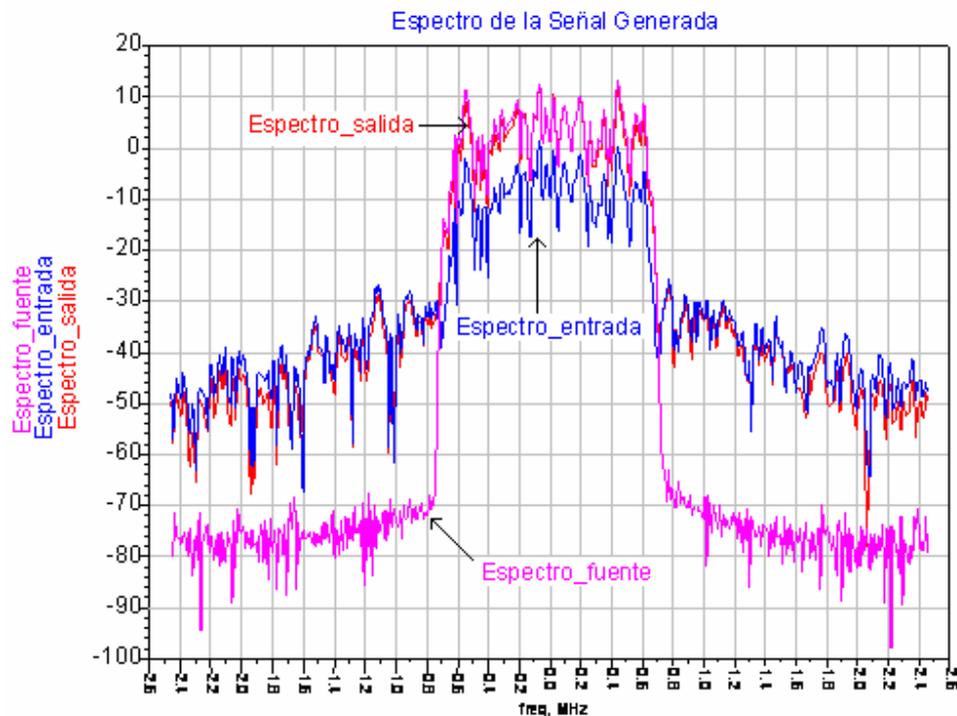


Figura 95. Espectro de la señal generada

#### V.5.4 Conclusiones de la simulación con ADS®

En los resultados mostrados en la tabla XXVII se puede observar que la modulación CDMA IS95 Rev Link es la que obtuvo mejor desempeño. También de esta tabla se puede ver como el lazo cerrado supera al lazo abierto. Los niveles de la relación de potencia del canal adyacente tanto inferior como superior son bastante buenos (-51.25 dBc y -52.07 dBc respectivamente) y si consideramos que la potencia máxima para este tipo de modulación es de 23 dBm (tabla XXVI), en la simulación se logró un resultado de 22.15 dBm (tabla XXVII).

## V.6 Comparación de resultados

En la tabla XXVIII se presenta la comparación de los resultados de las diferentes implementaciones de las técnicas de linealización en los simuladores.

**Tabla XXVIII. Comparación de resultados**

<b>Técnica de Linealización</b>	<b>ACPR1 (dBc)</b>	<b>Potencia (dBm)</b>	<b>Potencia (dBm)</b>	<b>ACPR2 (dBc)</b>
Feedforward en GENESYS®	-51.041	41.989	41.989	-51.041
Feedforward en ADS®	-50.726	39.646	39.646	-139.719
Predistorsión RF en ADS®	-36.471	35.259	35.259	-36.471
Realimentación Cartesiana en ADS®	-51.25	22.15	-----	-52.07

En la tabla XXVIII se observa que la técnica de linealización de feedforward implementada en ADS® es la que mejores resultados presenta. El bajo nivel de la señal de potencia en la técnica de retroalimentación cartesiana es debido a que el amplificador de potencia utilizado es diferente (tabla XXIII) al que se empleó con las otras dos técnicas de linealización (tabla II).

## *Capítulo VI*

### *Conclusiones*

En este trabajo de tesis se presentó el estudio comparativo entre las técnicas de linealización de AP, Feedforward, Predistorsión y Retroalimentación mediante simulaciones con herramienta CAD utilizando ADS® y GENESYS®. También se extendió el estudio a entornos multiportadora. Para la simulación de Feedforward y Predistorsión, se definieron para el amplificador principal las especificaciones de un amplificador típico utilizado en sistemas de tercera generación [Berglund et al., 2001] y para la simulación de Retroalimentación se escogió el amplificador el cual cumpliera con lo requerimientos de la modulación empleada que fue la de CDMA IS95 Rev Link. Obteniendo los siguientes resultados:

- En el linealizador feedforward implementado en el simulador GENESYS® se obtuvo una potencia en las portadoras de 41.989 dBm, un ACPR1 y ACPR2 de -51.041 dBc.
- En el linealizador feedforward implementado en el simulador ADS® se obtuvo una potencia en las portadoras de 39.646 dBm cada una y un ACPR1 de -50.726 dBc y ACPR2 de -139.719 dBc.
- En el linealizador de predistorsión de RF implementado en el simulador ADS® se obtuvo una potencia en las portadoras de 35.259 dBm, un ACPR1 y ACPR2 de -36.471 dB.

- En el linealizador de retroalimentación Cartesiana implementado en el simulador ADS® se obtuvo la potencia en la portadora de 22.15 dBm, un ACPR1 de -51.25 dBc y ACPR2 de -52.07 dBc.

En la comparación de los resultados obtenidos de los dos simuladores se observa que en las figuras 31 y 45 (Señal a la salida del amplificador) el mejor resultado se obtiene con GENESYS® ya que los niveles de las portadoras son más altos y la generación de los IMD tiene un valor bajo con respecto a ADS®. En las figuras 34 y 46 (Amplitud de la señal de error) el mejor resultado se obtiene con ADS® ya que los niveles de potencia de las portadoras es menor que en GENESYS® y por último en las figuras 39 y 60 (Señal de salida) el mejor resultado se obtiene con ADS® ya que presenta un ACPR1 de -50.726 dBc y un ACPR2 de -139.719 dBc. Por esta razón se prefirió trabajar solamente con el simulador ADS® para la implementación de los subsecuentes linealizadores.

Con la ayuda de los simuladores GENESYS® y principalmente con ADS® se pudo estudiar el comportamiento de las diferentes señales que se generan en los linealizadores feedforward, predistorsión y retroalimentación es decir, se pudo ver como la señal de entrada es amplificada por el amplificador principal dando lugar a distorsión por intermodulación (IMD) en la señal de salida, así como la señal de error y la señal a la salida del linealizador con sus respectivos niveles de potencia y fases. Igualmente se pudieron apreciar las variaciones que sufren las diferentes señales en diversos nodos del circuito al cambiar los parámetros de algunos de los elementos del linealizador con lo cual se podrán identificar aquellos componentes que permitan lograr la optimización de los resultados.

## VI.1 Aportaciones

En la tabla XXIX se muestra la comparación entre las tres técnicas de linealización que se estudiaron.

**Tabla XXIX. Comparación entre técnicas**

<b>Técnica de Linealización</b>	<b>Complejidad</b>	<b>Reducción de Distorsión</b>	<b>Ancho de Banda</b>
Feedforward	Alta	Alta	Alta
Predistorsión RF	Medio	Medio	Medio
Retroalimentación Cartesiana	Medio	Medio	Bajo

La técnica de linealización que mejores resultados presentó para el estudio en entornos multiportadoras fue la técnica de Feedforward ya que por sus características se puede obtener reducción en la distorsión y ancho de banda alto, ello se debe a que se utiliza la propia IMD del amplificador a linealizar por lo que se puede emplear en comunicaciones móviles, aunque su complejidad sea alta.

La técnica de linealización de Predistorsión RF tiene una reducción de la distorsión media y un ancho de banda moderado ya que la corrección se aplica antes del amplificador de potencia donde las pérdidas por inserción son menos críticas, y su complejidad se podría reducir si se utiliza el empleo DSP para ajustar los coeficientes del predistorsionador.

La técnica de linealización de Retroalimentación Cartesiana tiene una reducción de la distorsión y una complejidad media, a esta técnica se le pueden aplicar diferentes

esquemas de modulación pero su principal inconveniente es que tiene un ancho de banda bajo porque la señal de entrada del lazo cartesiano está en banda base.

Para incrementar la linealidad del amplificador principal y obtener un mejor resultado en los IMD se puede combinar la técnica de Predistorsión con Feedforward como se reporta en el artículo [Berglund et al., 2001]

## **VI.2 Trabajo futuro**

Los resultados presentados muestran que se cumple satisfactoriamente con el objetivo planteado, haciendo recomendable una implementación física por lo que se recomienda hacer el diseño del amplificador y la construcción de los diferentes linealizadores para poder realizar una comparación entre los valores simulados y los valores reales. También se puede estudiar la factibilidad de la tecnología de DSP para llevar a cabo la implementación del linealizador de predistorsión.

## BIBLIOGRAFÍA

Albulet, M. 1962. RF Power Amplifier. Noble Publishing Corporation. Atlanta, GA.  
366 pp.

Bahl, I. y Bhartia P. 1988. Microwave solid state circuit design. John Wiley. New York.  
906 pp.

Berglund, B., Nygren T. y Sahlman K.G. 2001. "RF multicarrier amplifier for third-generation system". Ericsson Review. 4:184-189 p.

Bertran, E. y Zozaya A. 2003. "Linealización de amplificadores de potencia para radiocomunicaciones". [http://www.mundo-electronico.com/sumaris/2003/sum\\_me344.asp](http://www.mundo-electronico.com/sumaris/2003/sum_me344.asp). [Consulta: 27/julio/2004]

Casadevall, F. 1999. "Estudio comparativo de técnicas de linealización de amplificadores de potencia", <http://www-tsc.upc.es/engl/academic/pfcs/>. [Consulta: 28/julio/2004]

DaSilva, V. M. y Sousa E. S. 1993. "Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication system". Proc. Of IEEE ICUPC '93, Ottawa, Canada, octubre 1993. 995-999 p.

Dawson, J. L. 2001. "Power amplifier linearization techniques: an overview", <http://www-smirc.stanford.edu/papers/isscc01s-joel.pdf>. [Consulta: 22/septiembre/2004]

Edward, M.L. y Sinsky J. H. 1992. "A new criterion for linear 2-port stability using geometrically derived parameters". IEEE Transaction on Microwave Theory and Tech. 40(12):2303-2311 p.

Eero, N. 1997. "Multicarrier CDMA", Nokia Research Center Radio Communications Laboratory, noviembre 1997. 15 pp. [http://www.netlab.hut.fi/opetus/s38220/reports\\_97/nikula.pdf](http://www.netlab.hut.fi/opetus/s38220/reports_97/nikula.pdf). [Consulta: 08/febrero/2005]

Gatti, G. 1995. "A new predistortion linearised based on monolithic microwave integrated circuit". ESA-ESRIN ID/D Preparing for the future. 5(4). <http://esapub.esrin.esa.it/pff/pffv5n4/gatv5n4.htm>. [Consulta: 24/septiembre/2004]

Katz, A. 2001. "Linearization: reducing distortion in power amplifiers". IEEE microwave magazine. 2(4):37-49 p.

Kenney, J. S. y Leke A. 1999. "Design considerations for multicarrier CDMA base station power amplifiers". Microwave Journal. 42(2):7686 pp.

O'Droma, M., Mgebrishvili N. y Goacher A. 2002. "Linearity and efficiency issues in power amplifiers for future broadband wireless access system". Proc. of XXVIII th Triennial General Assembly of the Union of Radio Science U.R.S.I., Maastricht, august 2002. CAF-09, P2061, 1-4 p.

Oishi, Y., Tozawa N. y Suzuki H. 2002. "Highly efficient power amplifier for IMT-2000 BST equipment". FUJITSU Sci. Tech. J. 201-208 p.

Padgett, J.E., Hattori T. y Gunther C. 1995. "Overview of wireless personal communications". IEEE Comm. Magazine. 28-41 p.

Price, R. y Green P. E. 1958. "A communication technique for multipath channels," Proc. IRE. 46: 555-570 p.

Raab, F. H., Asbeck P., Cripps S., Kenington P. B., Popovic Z. B., Potheary N., Sevic J. F. y Sokal N. O. 2002. "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 50(3): 814-826 p.

Rappaport, T. S. 1996. "Wireless communications principles and practice". Second Edition. Prentice Hall. 277pp.

Sanz, J. M. 1997. "Contribución al desarrollo de técnicas de linealización en banda base de transmisores para sistemas de comunicaciones móviles". Tesis Doctoral, Universidad de Zaragoza. España. 268 pp.

Stapleton, S. 2000. Seminar: Gain Without Pain, "Adaptative FeedForward Linearization for RF Power Amplifiers", Agilent Technologies, Noviembre 2000.

Struble, W., Mcgrath F., Harrington K. y Nagle P. 1997. "Understanding linearity in wireless communication amplifiers". IEEE Journal of Solid State Circuits. 32(9):1310-1318 pp.

Tee, L. 2001. "CMOS power amplifier linearization for wireless communications". November 16, 2001. <http://kabuki.eecs.berkeley.edu/~luns/slides/Quals.pdf>. [Consulta: 28/julio/2004]

Tee, L. y Gray P. 1997. "Transmitter linearization for portable wireless communications system". Industry Liaison Program 1997, March 12-13. <http://buffy.eecs.berkeley.edu/ResearchSummary/02abstrac/luns.1.html>. [Consulta: 27/julio/2004]

Vandendorpe, L. 1993. "Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment". Proc. of IEEE First Symposium of Communications and Vehicular Technology in the Benelux, Delft, The Netherlands, octubre 1993. 411-418 pp.

Whittle, S. "An overview of linear amplifier systems". Application Notes, RF Products, Cree, Inc. <http://www.cree.com/ftp/pub/appnote1.pdf>. [Consulta: 24/septiembre/2004]

Yee, N., Linnartz J. P. y Fettweis G. "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks". Proc. of IEEE PIMRC '93, Yokohama, Japan, septiembre 1993. 109-113 pp.

Zozaya, A. J. 2002 "Aportación a la linealización de amplificadores de potencia mediante la teoría de la hiperestabilidad". Tesis Doctoral, Universidad de Cataluña. España. 125 pp.