



*“El saber de mis hijos
hará mi grandeza”*

UNIVERSIDAD DE SONORA

DIVISIÓN DE CIENCIAS EXACTAS Y NATURALES

DEPARTAMENTO DE INVESTIGACIÓN EN FÍSICA

Ingeniería en Tecnología Electrónica

**ANÁLISIS DE DISTORSIÓN DE LA
MODULACIÓN DE SEÑALES DE
RADIOFRECUENCIA EN EL RANGO DE LAS
MICROONDAS**

TESIS QUE PRESENTA:

RENZO EMMANUEL TAPIA RODRIGUEZ

PARA OBTENER EL TÍTULO DE

INGENIERO EN TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

DIRECTOR DE TESIS

DR. ALEJANDRO GARCÍA JUÁREZ



Hermosillo, Sonora

Junio 2016

Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



**"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"**



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess

AGRADECIMIENTOS

Primeramente a mis padres, Manuel y Corina, no sólo por brindarme la oportunidad de superarme profesionalmente, sino también por formarme como un mejor ser humano al mostrarme su amor, apoyo y comprensión a lo largo de toda mi vida. Han sido, son y serán por siempre, mi mayor motivación.

A mis hermanos Aldo y Daniel, por ayudarme y motivarme en todo momento, siendo siempre parte importante de mi proceso de formación como estudiante y como hermano.

A mis amigos, por compartir grandes momentos y por siempre reflejar buenos deseos no sólo con palabras sino con acciones.

A todos los maestros de Ingeniería en Tecnología Electrónica, por ser parte esencial en mi formación profesional y un especial agradecimiento al Dr. Alejandro García Juárez por su motivación y apoyo en la elaboración de este trabajo de tesis.

DEDICATORIA

A Corina, Manuel, Aldo y Daniel, a toda mi familia y a toda persona que forma una parte importante en mi vida.

INDICE

AGRADECIMIENTOS	2
DEDICATORIA	3
Capítulo I.	
Introducción general.....	6
1.1 Organización de la tesis.....	7
1.2 Introducción a los sistemas electrónicos de comunicaciones.....	7
1.3 Hipótesis.....	8
1.4 Objetivo general	9
1.4.1 Objetivos específicos.....	9
1.5 Metodología	9
1.6 Referencias	12
Capítulo II	
Conceptos generales.....	13
2.1 Teoría de sistemas de comunicaciones por radiofrecuencia.....	13
2.1.1 Modulación y demodulación.....	14
2.1.2 Transmisor y receptor.....	16
2.1.3 Ancho de banda y capacidad de información.....	19
2.2 Sistema lineal y no lineal	20
2.3 Distorsión y Ruido	22
2.3.1 Distorsión armónica	24
2.3.2 Distorsión de intermodulación	25
2.4 Mezcladores de radiofrecuencia.....	27
2.4.1 Análisis no lineal de mezcladores	28
2.4.2 Parámetros importantes de mezcladores	30
2.5 Amplificadores de potencia.....	32
2.5.1 Análisis no lineal de amplificadores de potencia	33
2.5.2 Parámetros importantes en amplificadores de potencia	37
2.6 Referencias	41
Capítulo III	
Descripción experimental y comparación de resultados	42
3.1 Introducción al trabajo experimental.....	42
3.1.1 Equipo e instrumentación.....	42
3.1.1.1 Mezclador de radiofrecuencia	43

3.1.1.2 Filtro pasa-banda	44
3.1.1.3 Amplificador de potencia	46
3.1.1.4 Generador de señal de RF	47
3.1.1.5 Generador de señal de información.....	47
3.1.1.6 Analizador de espectros	48
3.2 Modulación de RF con mezclador	48
3.2.1 Análisis de funcionamiento con señal IF senoidal	50
3.3 Filtraje en el proceso de modulación de RF.....	59
3.3.1 Análisis de funcionamiento con señal IF senoidal	60
3.4 Análisis de distorsión de amplificadores de potencia	63
3.4.1 Análisis con un tono de radio frecuencia	64
3.4.1 Análisis con mezclador de RF.....	67
3.5 Análisis de distorsión de modulación de RF con filtro y amplificador.....	71
3.6 Simulaciones en Labview.....	74
3.6.1 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia.....	74
3.6.2 Modulación AM de doble banda lateral y portadora transmitida.....	76
3.6.3 Modulación AM de banda lateral única y portadora reducida	82
3.7 Referencias	85
Capítulo IV	
Conclusiones generales y perspectivas a futuro	87
4.1 Referencias	88
INDICE DE FIGURAS.....	89
INDICE DE TABLAS	92

Capítulo I.

Introducción general

Por siglos, el hombre ha buscado nuevas formas de comunicarse con sus semejantes. Desde que James Clerk Maxwell, en 1864, presentó las ecuaciones que describían la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio libre a la velocidad de la luz, el mundo de las comunicaciones electrónicas revolucionó. Maxwell sostenía que la luz era un fenómeno electromagnético y que tenía una longitud de onda, así como otras señales electromagnéticas que propuso. Su teoría no fue aceptada sino hasta 20 años después, cuando Heinrich Rudolf Hertz hizo válida la teoría de la propagación de ondas electromagnéticas al demostrar experimentalmente la generación, propagación y recepción de señales de radio frecuencia. En 1894, Guillermo Marconi transmitió por primera vez señales de radio a través de la atmósfera terrestre. La radio comercial comenzó en 1920, cuando las estaciones de radio empezaron a transmitir señales de amplitud modulada (AM). En 1933 Edwin Howard Armstrong inventó la modulación de frecuencia (FM) y su emisión se hizo comercial en 1936 [1].

Éstos han sido algunos de los eventos históricos más importantes que han contribuido e influido enormemente en el diseño de sistemas electrónicos de comunicaciones.

En los últimos años, la sociedad, el comercio y su necesidad de comunicarse con mejor calidad y velocidad posible, ha provocado un avance increíble en la tecnología electrónica de comunicaciones. Actualmente contamos con tecnología como sistemas de comunicación por microondas, comunicaciones satelitales y de los avances más recientes, comunicación por fibra óptica. Estas tecnologías hacen posible la creación de nuevas técnicas y aplicaciones en relación a las comunicaciones electrónicas [2].

Los sistemas de comunicaciones modernos utilizan dispositivos electrónicos que permiten modificar las señales eléctricas para que sea posible su transmisión por medio de cable coaxial, fibra óptica o aire. Sin embargo, debido a que dichos dispositivos generan una respuesta no lineal, se produce una distorsión de amplitud en la señal de salida de estos sistemas. De manera que al introducir las señales eléctricas en estos sistemas no lineales, se produce una señal de salida degradada que se refleja en el dominio del tiempo y en el espectro de frecuencias.

La distorsión de amplitud genera picos de amplitud no deseadas en el espectro de frecuencias. Lo cual provoca un mayor ancho de banda, ocupando frecuencias no deseadas y generando interferencia con otros sistemas de comunicación [3].

Estos fenómenos físicos forman parte de los temas de mayor importancia en el estudio y el diseño de sistemas de comunicaciones encargados de transmitir voz, video, audio, datos, entre otros tipos de información.

El objetivo de esta tesis es hacer un análisis de la distorsión de amplitud en los sistemas encargados de adecuar las señales eléctricas para su posterior transmisión.

El análisis está basado en el estudio teórico y experimental del comportamiento armónico de las señales de radiofrecuencia (RF) en las etapas de modulación, filtrado y amplificación.

1.1 Organización de la tesis

El presente trabajo de investigación se divide en cuatro capítulos.

En el primer capítulo se presenta una introducción general al tema de las comunicaciones de radiofrecuencia. Se presentan también, la hipótesis, el objetivo general y los objetivos específicos. Además, se explica la metodología y los diagramas esquemáticos representativos del trabajo experimental realizado en el laboratorio.

En el segundo capítulo se incluye una revisión general de teoría y conceptos acerca de los sistemas y subsistemas electrónicos de comunicación. Así mismo, se explica en qué rango de frecuencias y en qué etapa del sistema comunicación se enfoca este trabajo de tesis. Otros conceptos básicos muy importantes tales como: el espectro electromagnético, ancho de banda, ruido, distorsión y sistemas lineales y no lineales, también son descritos en éste capítulo. Adicionalmente, se describe la estructura y el funcionamiento de los subsistemas de comunicación por radio frecuencia.

En el tercer capítulo se describe el trabajo experimental desarrollado en esta tesis. Se explican claramente los diagramas de circuitos incluyendo los resultados y su respectivo análisis de la distorsión y respuesta en el dominio de la frecuencia.

Finalmente en el capítulo cuatro se presentan las conclusiones obtenidas con el desarrollo teórico y experimental de esta tesis. Se exponen las aplicaciones que surgen con base a los resultados obtenidos. Además se enfatizan las perspectivas de estudio como trabajo futuro de investigación.

1.2 Introducción a los sistemas electrónicos de comunicaciones

El objetivo principal de un sistema electrónico de comunicaciones es transferir información de un lugar a otro. Por consiguiente se puede decir que los sistemas de comunicaciones electrónicas consisten en transmitir, recibir y procesar información, mediante circuitos electrónicos, que permitan establecer comunicación entre dos o más lugares. La información puede tener una forma analógica, por ejemplo la voz humana o la música, o en forma digital, como por ejemplo los números binarios o los números alfanuméricos. Todas las formas de información deben ser convertidas en energía electromagnética antes de ser propagadas por medio de un sistema electrónico de comunicaciones. El encargado de realizar ésta conversión es el transmisor, el cual hará la propagación de información a través de un medio de transmisión, por ejemplo el cable coaxial, aire o fibra óptica. El receptor es la etapa de la comunicación en la que se hace un procesamiento de la señal enviada por el transmisor para obtener la información que originalmente se transmitió [2].

En la figura 1.1, se puede observar un diagrama de bloques básico que corresponde a un sistema electrónico de comunicaciones, en el cual se integran subsistemas que permiten establecer el proceso de comunicación a través de un medio de transmisión.

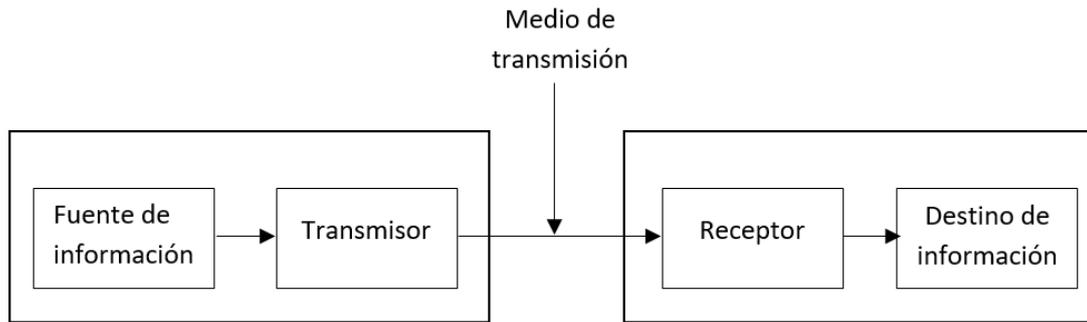


Figura 1.1 Diagrama de bloques básico de un sistema electrónico de comunicaciones [2].

En un sistema electrónico de comunicaciones se utilizan técnicas de modulación. Para la transmisión de la señal de información fuente sea posible, es necesario que esta última module a una señal analógica de mayor frecuencia. La modulación es un proceso mediante el cual se cambia una o más propiedades de la señal portadora en proporción con la señal de información [2].

En la figura 1.2 se puede observar un diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones que describe el funcionamiento interno del bloque transmisor y el bloque receptor. En el transmisor, el modulador es un convertor de señal ascendente y en el receptor, el demodulador es un convertor descendente. En el transmisor se introducen la señal moduladora de información y la señal portadora al bloque modulador. Después de transmitir la señal modulada por medio del canal (sea fibra óptica, un cable metálico o por aire), llega al receptor, se amplifica la señal y se demodula con una señal portadora de igual frecuencia que en el bloque transmisor. Obteniendo como resultado, la señal de información que originalmente se transmitió [2].

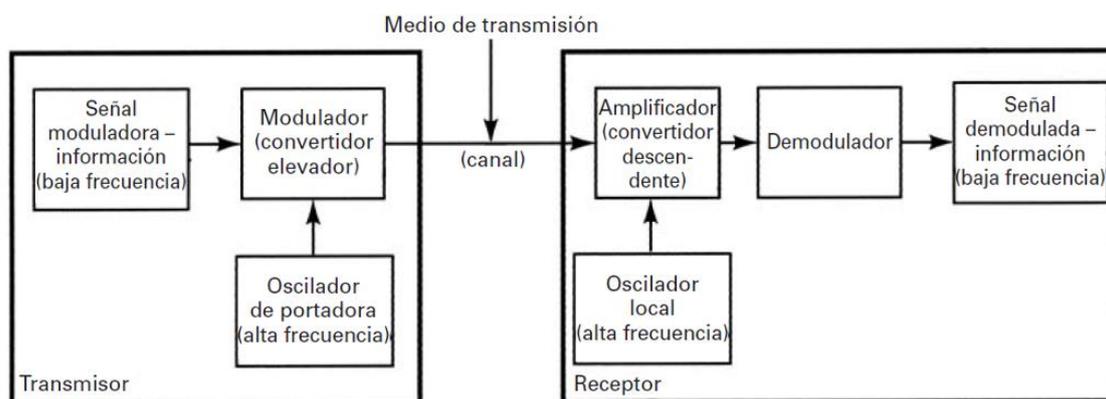


Figura 1.2 Diagrama a bloques de un sistema electrónico de comunicaciones [2].

1.3 Hipótesis

A partir del uso de mezcladores de RF es posible modular señales portadoras ubicadas en el rango de frecuencias de las microondas. En el comportamiento ideal de los mezcladores se obtiene una respuesta lineal de la multiplicación de las señales entrantes al dispositivo. Sin embargo, en la práctica, los circuitos mezcladores de radiofrecuencia generan una

respuesta no lineal, lo cual produce una respuesta lineal además de armónicos y productos cruzados no deseados. A este fenómeno se le conoce como distorsión de intermodulación. Para resolver este problema, se utilizan filtros analógicos que permiten pasar todas las frecuencias de las señales que se desean transmitir o recibir, y atenúan las frecuencias de los mencionados armónicos no deseados. Para lograr la posterior transmisión de la señal de radio frecuencia por medio del canal de comunicación, se necesita amplificar la señal a transmitir. Esto se logra con el uso de amplificadores de potencia. Estos dispositivos tienen un comportamiento no lineal, el cual será el principal objeto de estudio de este trabajo de tesis.

1.4 Objetivo general

Analizar la distorsión de amplitud producida en la modulación de señales de RF mediante el estudio experimental del comportamiento de dispositivos electrónicos que modulan señales portadoras ubicadas en el rango de las microondas.

1.4.1 Objetivos específicos

- Analizar el comportamiento de señales de RF moduladas, en el dominio del tiempo y la frecuencia.
- Estudiar las diferentes fuentes de distorsión de amplitud que pueden surgir en la modulación de señales de radio frecuencia.
- Analizar la distorsión de amplitud generada por los componentes encargados de la modulación, filtrado y amplificación de señales de RF.
- Comparar los comportamientos de las distintas frecuencias y amplitudes de señales de RF, después de haber sido moduladas con señales de información senoidal.
- Proporcionar una herramienta para el análisis de distorsión de amplitud en la modulación de AM para el rango de frecuencias de las microondas.

1.5 Metodología

Para completar los objetivos anteriores se realizaron una serie de pruebas de laboratorio que se dividen en tres etapas experimentales.

Como se muestra en la figura 1.3, la primera etapa experimental se centra en el funcionamiento del mezclador de radio frecuencias, en donde se introducen dos señales: una es la señal portadora de información LO (Local Oscillator) y la otra es la señal de información IF (Intermediate Frequency). Las señales anteriores producen una señal de RF en la salida del mezclador y para analizar el comportamiento de dicha salida en el dominio de la frecuencia, se utilizó un analizador de espectros, el cual nos permite ver densidad espectral de potencia (PSD, de Power Spectral Density) de las señales a diferentes frecuencias. El analizador de espectros es una herramienta muy útil ya que permite observar con mayor claridad y exactitud la respuesta en el dominio de la frecuencia.

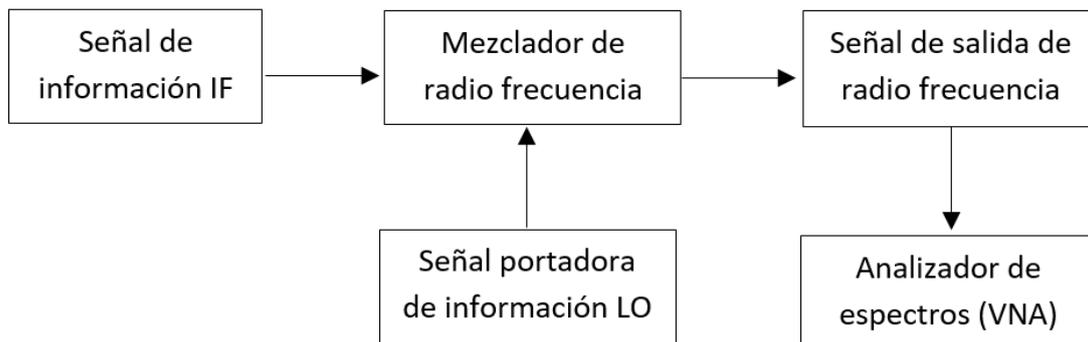


Figura 1.3. Diagrama esquemático de la primera etapa experimental

En la figura 1.4 observamos el diagrama esquemático de la segunda etapa experimental, en la cual se propuso el mismo circuito de la primera etapa, sólo que se agregó una etapa de filtro de la señal de RF. El filtro propuesto en ésta etapa, es un filtro pasa banda, cuya función es atenuar frecuencias que se encuentran fuera de su banda de paso. En esta etapa se eliminan los armónicos no deseados, ahorrando un ancho de banda y haciendo más eficiente la respuesta de salida RF en el dominio de la frecuencia.

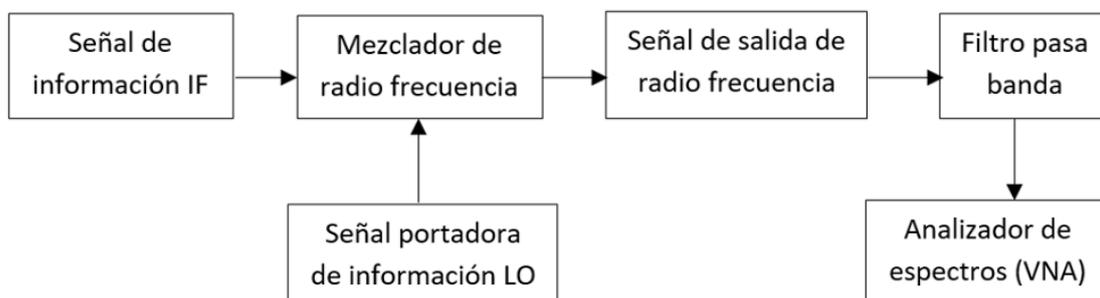


Figura 1.4. Diagrama esquemático de la segunda etapa experimental

Por último, en la figura 1.5 se observa la tercera etapa experimental, en la cual propone agregar otro bloque seguido del filtro pasa banda que representa a la parte de amplificación de la señal de RF. Una vez obtenida la señal filtrada, se incrementa la potencia de dicha señal para que tenga un nivel óptimo de potencia y transmitirla por cualquier canal de comunicación. El amplificador de potencia permite amplificar la señal de RF y se utiliza frecuentemente para transmitir la señal por aire a través de una antena.

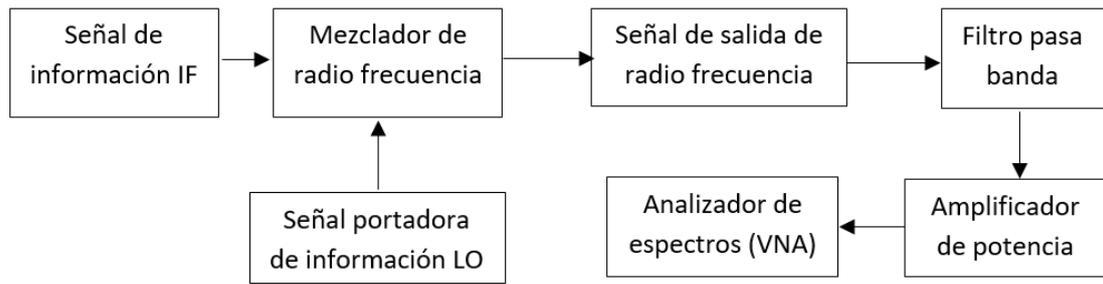


Figura 1.5. Diagrama esquemático de la tercera etapa experimental

1.6 Referencias

- [1] Kai Chang. (2004). RF and Microwave Wireless Systems. Texas A&M University: JOHN WILEY & SONS, INC.
- [2] Gloria Mata Hernández, Virgilio González Pozo. (2003) Sistemas de comunicaciones electrónicas. México: Pearson Educación.
- [3] Profesor Alejandro García Juárez. “Estudio analítico y experimental de la distorsión no lineal en amplificadores de radiofrecuencia (notas)”. Universidad de Sonora, Hermosillo, Sonora, 2009.

Capítulo II.

Conceptos generales

2.1 Teoría de sistemas de comunicaciones por radiofrecuencia

Las comunicaciones inalámbricas que utilizan los telégrafos, la radiodifusión, los teléfonos y los radios estaban disponibles desde antes de la segunda guerra mundial. La difusión y uso de estos métodos de comunicación se aceleró durante y después de la guerra. En 1959 inició la era de las comunicaciones satelitales, con las cuales fue posible hacer uso de una banda de alta frecuencia y transmitir simultáneamente a miles de usuarios de telefonía, cientos de usuarios de canales de TV y varios enlaces de comunicación. Las frecuencias en las que operan estas tecnologías, se encuentra en el rango de los gigahercios. Después de 1980 los teléfonos inalámbricos se desarrollaron increíblemente. Actualmente las computadoras personales trabajan a frecuencias más elevadas con anchos de banda mayores con lo cual ha surgido una variedad de servicios como correo de voz, email, video, mensajes y datos. El enlace directo entre satélites y sistemas de comunicación personales ha permitido proveer voz, video o datos hasta en los lugares más remotos del planeta. En 1990, el uso de sistemas inalámbricos de radiofrecuencia y microondas incrementó en automóviles y en aeronaves, especialmente en Europa y Japón. Los sistemas de posicionamiento global (GPS), los sistemas de identificación de RF (RFID) y los sistemas de vigilancia y sensores remotos ahora tienen un sinnúmero de aplicaciones en el mercado [1].

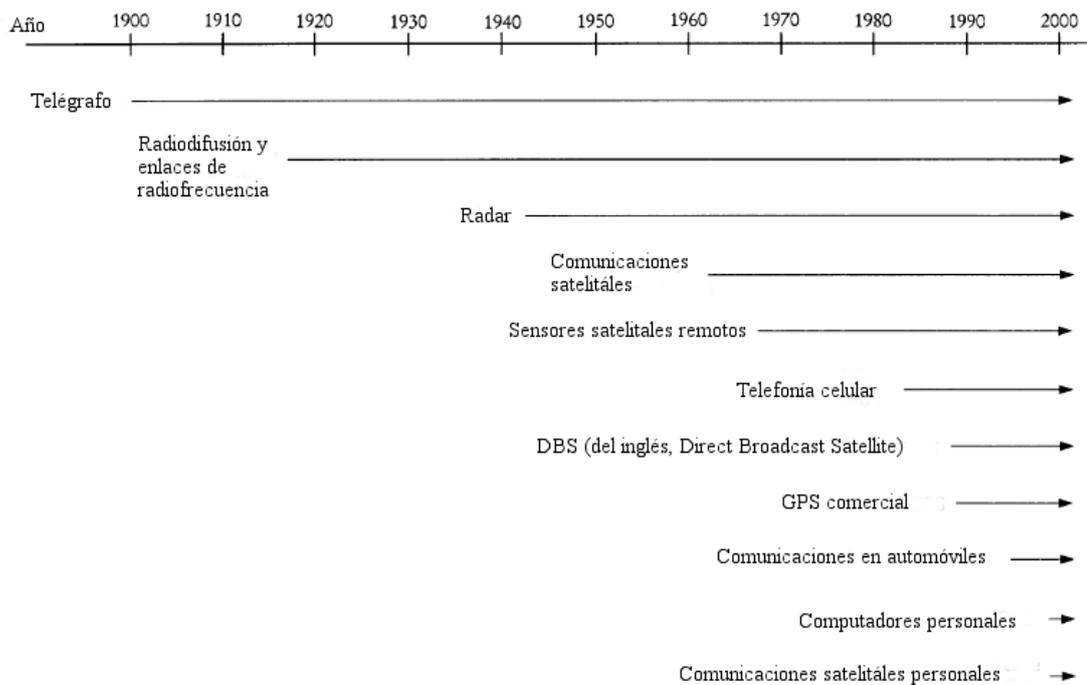


Figura 2.1 Avance tecnológico en sistemas electrónicos de comunicaciones por RF a través de los años [1].

El diseño de circuitos de RF se basa en métodos que se utilizan para realizar circuitos de audio en bajas frecuencias. A pesar de que son muy importantes, el diseño de circuitos de RF utiliza algunas técnicas especializadas que no pueden ser encontradas en otras frecuencias. Actualmente, el diseño digital y de RF, han ido de la mano en el desarrollo de sistemas de comunicación que incorporan ambas disciplinas en su diseño [1].

2.1.1 Modulación y demodulación

Para conseguir irradiar señales de baja frecuencia, en forma de energía electromagnética con una antena, es necesario llevar dichas señales a altas frecuencias, y esto es posible con la modulación.

A menudo no es práctico propagar señales de información a través de cables coaxiales o fibra óptica, o por la atmósfera terrestre, es por eso que es conveniente que la señal de información module a una señal analógica de mayor frecuencia, a la cual llamamos portadora. En esencia, la señal de información modula a la señal portadora, cambiando su amplitud o su fase [2].

Los dos tipos básicos de comunicaciones electrónicas son analógico y digital. En los sistemas de comunicación analógicos, tanto la señal portadora como la señal de información son señales analógicas. Mientras que en los sistemas de comunicaciones digitales se abarca una amplia variedad de técnicas de modulación. La transmisión digital consta de valores de pulsos digitales como +5 Volts y tierra, y se transfieren entre dos o más puntos en un sistema de comunicaciones [2].

Tomando en cuenta que la siguiente expresión es una señal senoidal representativa de una señal portadora de alta frecuencia:

$$p(t) = A\cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.1)$$

Si la señal de información y la portadora son señales senoidales, en donde la señal de información hace variar la amplitud A de la portadora, se produce la modulación por amplitud (AM, por amplitude modulation). Si se varía la frecuencia f_c , se produce la modulación de frecuencia (FM, por frequency modulation). Si se varía la fase θ se produce la modulación de fase (PM, de phase modulation) [2].

Si la señal de información es digital (señal de pulso rectangular), y la amplitud A de la señal portadora se varía proporcionalmente a la señal de información, se produce la modulación por conmutación de amplitud (ASK, de amplitude shift keying). Si se varía la frecuencia f_c , se produce la modulación por conmutación de frecuencia (FSK, por frequency shift keying). Si se varía la fase θ se produce la modulación por conmutación de fase (PSK, de phase shift keying). Si se varían la amplitud y la fase simultáneamente en proporción con la señal de información, resulta la modulación de amplitud en

cuadratura (QAM, de quadrature amplitude modulation). Los sistemas ASK, FSK, PSK y QAM son formas de modulación digital [2].

En el caso de modulación de amplitud con señal de información analógica, si suponemos que la señal de información es $s(t)$, entonces la señal modulada resulta en la siguiente expresión:

$$g(t) = s(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (2.2)$$

En donde $g(t)$ es la señal portadora modulada en proporción de la amplitud de la señal de información $s(t)$. Nótese que no se considera un desfase en la señal, por lo tanto, el valor de θ es igual a 0° .

Aplicando la transformada de Fourier a la ecuación 2.2, obtenemos la densidad espectral de $g(t)$:

$$G(f) = \frac{1}{2}S(f - f_c) + \frac{1}{2}S(f + f_c) \quad (2.3)$$

Por lo tanto, la modulación de amplitud traslada la frecuencia de la señal por $\pm f_c$ Hertz en el espectro de la frecuencia. Este tipo de modulación de amplitud es de portadora suprimida, puesto que en el espectro de la frecuencia, no aparece la densidad espectral de la portadora, sin embargo, el espectro está centrado en la frecuencia f_c de la portadora [2].

Para recuperar la señal de información $s(t)$ a partir de la señal modulada $g(t)$, se requiere realizar otra translación de frecuencia para volver al espectro en su posición original. A este proceso se le conoce como demodulación o detección. Debido a que la propiedad de convolución de la transformada de Fourier es muy útil para trasladar el espectro de frecuencias para la modulación, se vuelve a realizar el mismo cálculo para la demodulación. Asumiendo que $g(t) = s(t)\cos(2\pi f_c t)$ es la señal transmitida, se tiene:

$$g(t)\cos 2\pi f_c t = s(t)\cos^2(2\pi f_c t) = \frac{1}{2}s(t) + \frac{1}{2}\cos(4\pi f_c t) \quad (2.4)$$

Si se aplica la transformada de Fourier en ambos lados de la ecuación, se obtiene:

$$\mathcal{F}[g(t)\cos 2\pi f_c t] = \frac{1}{2}S(f) + \frac{1}{4}S(f + 2f_c) + \frac{1}{4}S(f - 2f_c) \quad (2.5)$$

Este proceso matemático es posible gracias a la convolución de los espectros de la señal recibida $g(t)$ con la señal portadora $p(t) = \cos 2\pi f_c t$. Finalmente, se requiere un filtro pasa baja para separar las frecuencias de la portadora del espectro de frecuencia de la señal original. Por lo tanto, se necesita un filtro con una frecuencia de corte mayor a la frecuencia de información ($f_{cut} > f_m$), para recuperar la frecuencia de la señal de información (f_m) [3].

Mientras que la modulación es un proceso que se realiza en el transmisor, en su contra parte, la demodulación se hace en el receptor. La demodulación es el proceso inverso a la modulación, en el cual se reconvierte la señal portadora modulada en la información original [2].

2.1.2 Transmisor y receptor

Un transmisor es un subsistema importante en un sistema de comunicaciones inalámbrico. En estos sistemas, la señal será generada y transmitida a través de una antena. El sistema generador de esta señal se llama transmisor. Dependiendo de la aplicación, los parámetros del transmisor varían. Por ejemplo, para largas distancias se utiliza una potencia elevada y ruido reducido.

La combinación de un transmisor con un receptor se le conoce como transceptor. Un transmisor generalmente consiste de un oscilador, un modulador, un filtro y amplificadores de potencia. El transmisor más simple puede tener un simple oscilador, mientras que el más complejo, cuenta con un oscilador de amarre de fase o un sintonizador. En este bloque es donde se realizará la modulación de la portadora en proporción de la señal de información (AM, FM, PM, o modulaciones digitales). Los amplificadores de potencia son utilizados para incrementar la potencia de la señal antes de ser transmitida mediante una antena. Para tener una menor distorsión de fase, se puede buscar un amarre de fase en el oscilador local con el uso de un oscilador de cristal de baja frecuencia [1].

De manera general, a continuación se describen los parámetros más importantes en un transmisor.

La potencia de salida: La potencia de la señal RF de salida del transmisor [1].

Frecuencia de operación: Frecuencia o rango de frecuencias en el que se emite la portadora de la señal RF de salida del transmisor y se clasifica de la siguiente manera:

- VLF (del inglés, Very Low Frequency) u onda muy larga: 3 a 30 kHz
- LF (del inglés, Low Frequency) kilométricas u onda larga: 30 a 300 kHz
- MF (del inglés, Medium Frequency) hectométricas u onda media: 0.3 a 3 MHz
- HF (del inglés, High Frequency) decamétricas u onda corta: 3 a 30 MHz
- VHF (del inglés, Very High Frequency) o métricas: 30 a 300 MHz
- UHF (del inglés, Ultra High Frequency) o decimétricas: 0.3 a 3 GHz
- SHF (del inglés, Super High Frequency) centimétricas o Microondas: 3 a 30 GHz
- EHF (del inglés, Extremely High Frequency) o milimétricas: 30 a 300 GHz
- Submilimétricas: Mayores a 300 GHz [5].

Eficiencia: La eficiencia de conversión de DC a RF del transmisor [1].

Variación de la potencia de salida: La variación en la potencia de la señal de RF a través del rango de operación [1].

Rango de sintonización de frecuencia: El rango de sintonización de frecuencia y su variación a través de un sistema electrónico o mecánico [1].

Estabilidad: La habilidad del transmisor de mantener la misma respuesta después de experimentar perturbaciones mecánicas, de temperatura o de voltaje [1].

Factor de calidad: La carga y descarga del factor de calidad del circuito resonante del oscilador [1].

Ruido: El ruido de AM, FM y PM. Es decir, distorsiones de amplitud, frecuencia o fase [1].

Señales espurias: Señales de salida en frecuencias no deseadas [1].

Variaciones de frecuencia: Salto, tiro y empuje de frecuencias. El salto de frecuencias se debe al cambio discontinuo de la frecuencia del oscilador debido a las no linealidades de la impedancia del dispositivo. El tiro de frecuencia es un cambio en la frecuencia del oscilador debido a un desajuste de impedancias con hasta 360 grados de desfase. El empuje de frecuencias, es el cambio en la frecuencia del oscilador debido a una variación en el voltaje de polarización de la corriente directa [1].

Desvío de post-sintonización: Desvío de potencia y frecuencia del oscilador en el estado estable debido al calentamiento de un dispositivo de estado sólido [1].

El método por el cual el bloque transmisor realiza la modulación de la señales a transmitir se le conoce como heterodinaje el cual consiste en la mezcla de dos o más señales en un dispositivo no lineal, tal como un diodo, una válvula termoiónica o un transistor [2]. Por lo tanto, a los transmisores y receptores que utilizan este método para transmitir información a través de una señal portadora generada por un oscilador local OL (o LO, del inglés Local Oscillator); y una frecuencia intermedia IF (del inglés Intermediate Frequency), se les conoce como heterodinos. La frecuencia intermedia IF es la señal que contiene la información que se desea transmitir [1].

En la figura 2.2 se muestra el diagrama de un sistema típico de un transmisor de RF analógico. La fuente de información podría ser una señal de audio o video. Esta información se convierte, por mencionar un ejemplo, de sonido a una señal eléctrica por medio de un transductor, lo cual produce un voltaje muy bajo que debe ser amplificado por un amplificador de audio [4].

El bloque modulador se representa de tal forma por la variedad de técnicas y esquemas que existen en dicho proceso, el cual se clasifica de manera general en modulación digital

y analógica. En este bloque se codifica el mensaje para su posterior decodificación en el transmisor [4].

Para el caso de la modulación AM, el mezclador es un multiplicador que matemáticamente multiplica la señal de información con la señal de frecuencia del oscilador local. Por lo tanto, resulta un producto de dos señales senoidales lo que genera una suma y diferencia de frecuencias. Por consiguiente, la señal de información será llevada a la frecuencia de la señal del oscilador local o señal portadora [4].

En el siguiente bloque, se amplifica la señal antes de llegar a la antena. Para lograr esto, se hace uso de amplificadores de potencia cuya eficiencia es de suma importancia por la gran cantidad de energía que requieren [4].

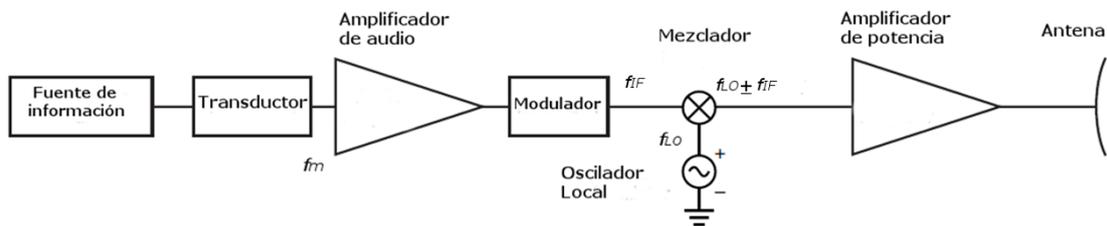


Figura 2.2 Modelo típico de un radio transmisor heterodino analógico [4].

El receptor es utilizado para procesar la señal de RF entrante para convertirla en la señal de información original, agregando la menor distorsión posible. El comportamiento del receptor dependerá del diseño del sistema, el diseño del circuito y el medio en el que se desenvolverá. El ruido y la interferencia, que son las señales no deseadas a la salida del sistema de radio frecuencia, establecen un límite mínimo en el nivel de señal a la salida. Para que la señal de salida funcione, la potencia de dicha señal debe ser mayor que la potencia del ruido en una cantidad especificada por la relación señal a ruido requerida [2].

En la figura 2.3 se ilustra un típico receptor de RF analógico. La señal recibida generalmente tiene un nivel de potencia elevado, es por eso que generalmente se utiliza un amplificador de bajo ruido, de esta manera se protege al circuito del mezclador de RF. Al igual que en el transmisor, se realiza la misma operación de multiplicación de la señal recibida con un oscilador local que es de la misma frecuencia que el del transmisor. De esta manera, se obtiene una suma y diferencia de frecuencias entre la señal IF y la señal de información. Esta señal que contiene tanto a la señal IF como la señal de información es amplificada. El bloque demodulador debe ser el mismo que el bloque modulador se utilizó en el transmisor. El proceso siguiente consiste en un bloque de un filtro pasa bajas, que permitirá recuperar la señal de información que generalmente es de baja frecuencia. Finalmente se amplifica la señal de audio y llega a un transductor que se encargará de convertir la señal eléctrica en señal de audio [4].

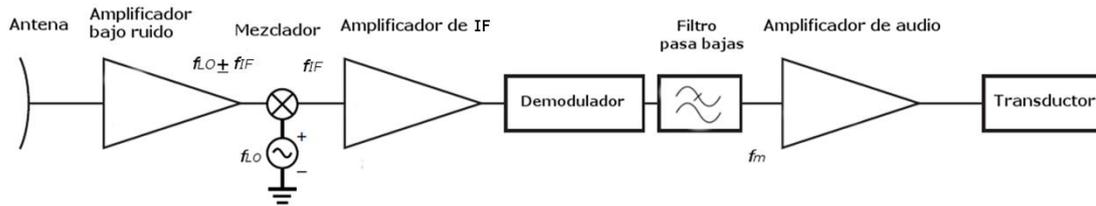


Figura 2.3 Modelo típico de un radio receptor heterodino analógico [4].

2.1.3 Ancho de banda y capacidad de información

Las dos limitaciones más importantes en el funcionamiento de un sistema de comunicaciones son el ruido y el ancho de banda. El ancho de banda de una señal de información no es más que la diferencia entre las frecuencias máxima y mínima contenidas en la información, y el ancho de banda de un canal de comunicaciones es la diferencia entre las frecuencias máxima y mínima que pueden pasar por el canal (es decir, son su banda de paso). Al contar con un mayor ancho de banda del canal, tenemos una mayor capacidad de información para transmitir. Es por eso que el ancho de banda del canal de comunicaciones debe ser igual o mayor que el ancho de banda de la información. Por ejemplo, las frecuencias de voz contienen señales de 300 a 3000Hz. Por lo que un canal para frecuencias de voz debe tener una frecuencia igual o mayor que 2700Hz (3000Hz – 300Hz). Un sistema de transmisión de televisión por cable tiene una banda de 500 a 5000 kHz, por lo tanto tendrá un ancho de banda de 4500 kHz [2].

Para determinar la capacidad de información de un sistema de comunicaciones, es necesario saber el ancho de banda con el que se transmite y el tiempo de transmisión. La ley de Hartley establece que mientras más amplio sea el ancho de banda y mayor sea el tiempo de transmisión, se podrá enviar más información a través del sistema [2]. La expresión matemática para lo anterior es:

$$I = B \times t \quad (2.6)$$

Donde I es la capacidad de información, B es el ancho de banda del sistema en Hertz y t es el tiempo de transmisión en segundos.

En 1948, C.E. Shannon publicó un trabajo, en donde relacionó la capacidad de información de un canal de comunicaciones, en bits por segundo (bps), con el ancho de banda y la relación de señal a ruido. La expresión matemática de la capacidad de información según Shannon es [2]:

$$I = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.7)$$

Donde I es la capacidad de información en bits por segundo, B es el ancho de banda en Hertz y $\frac{S}{N}$ es la relación de potencia de señal a ruido [2].

2.2 Sistema lineal y no lineal

Las cuatro formas en las que se puede clasificar un sistema eléctrico son enlistadas en la tabla 2.1: lineales y no lineales, con memoria y sin memoria. Un ejemplo de los sistemas lineales sin memoria es una red de resistencias lineales. Al agregar un elemento que almacena energía como el capacitor lineal, causa memoria en el sistema, por lo tanto será un sistema lineal con memoria [6].

Los sistemas eléctricos no lineales se deben a uno o más elementos no lineales. Por ejemplo, un sistema que contiene resistencias lineales y no lineales, es un sistema no lineal sin efectos de memoria. Un sistema no lineal con efecto de memoria, de manera análoga, incluye al menos un elemento no lineal y un elemento que almacena energía [6].

Sistemas eléctricos	Sin memoria	Con memoria
Lineales	Resistencia lineal	Capacitancia lineal
No lineales	Resistencia no lineal	Capacitancia no lineal o resistencia no lineal y capacitancia lineal

Tabla 2.1 Ejemplos de sistemas lineales y no lineales con y sin efectos de memoria.

Un sistema es considerado lineal cuando la magnitud de salida es linealmente proporcional a la magnitud de su entrada. Lo anterior se ejemplifica en la figura 2.4. La relación entre la salida y la entrada es llamada ganancia del sistema, la cual no es afectada por la señal de entrada en un sistema lineal. En su contra parte, en un sistema no lineal la señal de salida es la función no lineal de la señal de entrada [6].

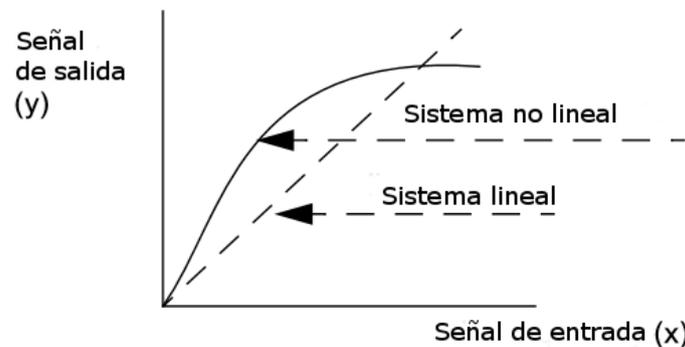


Figura 2.4 Comparación entre un sistema lineal y no lineal. Magnitud de salida (y) y de entrada (x) [6].

Un sistema no lineal se puede modelar de varias formas. Sin embargo, la manera que más facilita el cálculo de los componentes espectrales es un modelo de polinomio. La señal de salida de un sistema no lineal de tercer orden se modela como sigue [6]:

$$y(t) = Ax + Bx^2 + Cx^3 \quad (2.8)$$

En donde A , B y C son los coeficientes no lineales en ésta etapa del análisis. El primer término A , describe la ganancia de pequeña señal, B y C son constantes de ganancias no lineales cuadráticas y cúbicas, las cuales introducen la curvatura de la respuesta de un sistema no lineal en la figura 2.4.

La señal de salida del sistema no lineal se puede calcular sustituyendo un tono de señal senoidal en la ecuación de tercer orden antes mencionado:

$$x(t) = V \cos(\omega t + \theta) \quad (2.9)$$

Como en este caso, es un sistema no lineal sin efectos de memoria, la distorsión de fase se despreciará ($\theta = 0^\circ$):

$$y(t) = A[V \cos(\omega t)] + B[V \cos(\omega t)]^2 + C[V \cos(\omega t)]^3 \quad (2.10)$$

Al desarrollar la expresión anterior, se obtiene:

$$\begin{aligned} y(t) = & AV \cos(\omega t) + \frac{1}{2}B(V)^2 \\ & + \frac{1}{2}B(V)^2 \cos(2\omega t) \\ & + \frac{3}{4}C(V)^3 \cos(\omega t) \\ & + \frac{1}{4}C(V)^3 \cos[3\omega t] \end{aligned} \quad (2.11)$$

En el dominio de la frecuencia, se generan nuevas componentes espectrales que se muestran en la figura 2.5(a) y se enlistan en la tabla 2.2. En la salida, no sólo se comprime la señal fundamental (f), si no también la corriente directa (dc) y los armónicos de segundo y tercer orden [6].

En la figura 2.5 (b) se observa que en la salida de la señal en el dominio del tiempo, obtenemos la señal original distorsionada.

Corriente directa	Señal fundamental	Segundo armónico	Tercer armónico
$\frac{1}{2}B(V)^2$	$AV + \frac{3}{4}C(V)^3$	$\frac{1}{2}B(V)^2$	$\frac{1}{4}C(V)^3$

Tabla 2.2 Componentes armónicos generados con un tono senoidal a la salida de un sistema no lineal de tercer orden [6].

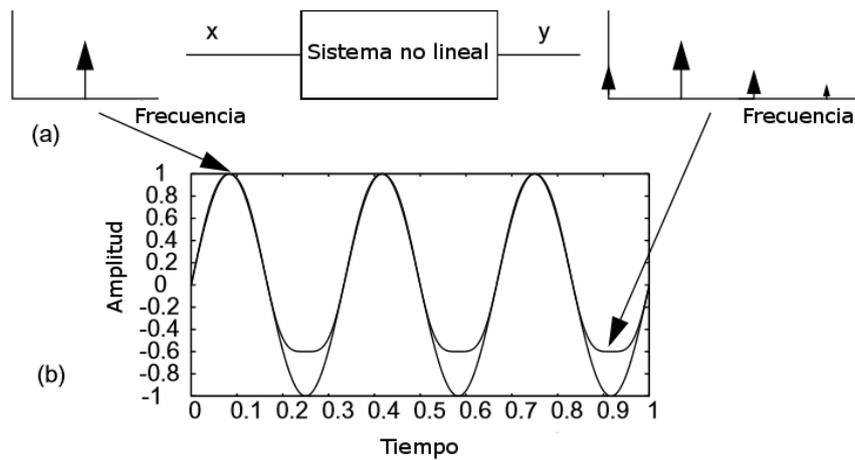


Figura 2.5 Efectos no lineales en tiempo y frecuencia. a) Espectros de entrada y salida b) Forma de onda en el tiempo [6].

2.3 Distorsión y Ruido

La distorsión y el ruido son los principales factores que limitan la comunicación y la medición en los sistemas de comunicación. Por lo tanto, el modelo y la eliminación de los efectos de ruido y distorsión han sido el núcleo de la teoría y práctica de las comunicaciones y el procesamiento de la señal. Éste problema tiene importantes aplicaciones en las comunicaciones de telefonía celular, reconocimiento de voz, procesamiento de imágenes, procesamiento de señales para uso médico, radares y en cualquier aplicación en donde las señales no pueden ser aisladas del ruido y la distorsión [7].

La distorsión de la señal es un término que a menudo se usa para describir los cambios no deseados y son provocados por las características no lineales de la transmisión en el canal, reverberaciones, eco y muestras faltantes [7].

La distorsión se divide según el sistema que se está empleando: lineal y no lineal. En el primer caso, a pesar de que los componentes son lineales, surgen causas comunes de distorsión como un mal filtrado de la señal, la falta de linealidad de fase y la generación de ecos. En donde los primeros dos factores dependen de la eficiencia en la respuesta del filtro en dichos sistemas lineales. Mientras que el tercer factor se debe a diferentes procesos de propagación de las ondas electromagnéticas [5].

En el segundo caso, la distorsión surge a partir de las no linealidades de los componentes del sistema. El estudio de los fenómenos de la distorsión, tanto lineal como no lineal, es más importante en los transmisores, dado que los niveles de potencia que se manejan son mucho mayores, la limitación de ancho de banda de emisión es más estricta y la construcción de los elementos del transmisor como convertidores, filtros y amplificadores es mucho más compleja [5].

Uno de los procesos de distorsión no lineal más comunes en los amplificadores de potencia es la saturación y correspondiente distorsión de la respuesta lineal del amplificador [5].

La distorsión no lineal tiene dos consecuencias importantes correspondientes a la distorsión de amplitud como lo son la distorsión armónica y la distorsión de intermodulación, las cuales pueden ser analizadas con mayor claridad en el espectro de frecuencias.

El ruido puede ser definido como la señal que interfiere con la comunicación o la medición de otra señal. Hay distintas fuentes de ruido y varían desde señales acústicas de audio provocadas por el movimiento, vibración o golpeo, hasta ruido electromagnético que puede interferir con la transmisión y recepción de voz, imágenes y datos a través del espectro de radio frecuencia [7].

El ruido puede causar errores en la transmisión y puede interrumpir el proceso de comunicación. El éxito del método de procesamiento de ruido depende de la habilidad para caracterizar y modelar el proceso de ruido, y utilizar dichas características para diferenciar la señal del ruido [7].

La relación de potencia de señal a ruido es un parámetro muy importante para medir la calidad de las señales presentes en los sistemas de comunicación. Matemáticamente se expresa como sigue [7]:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_n} \quad (2.12)$$

En la cual P_s es la potencia de la señal en watts y P_n es la potencia del ruido en watts.

La expresión anterior se expresa con frecuencia en forma de función logarítmica, en unidades de decibeles [2]:

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log \frac{P_s}{P_n} \quad (2.13)$$

Una forma de determinar cuánto se deteriora la relación señal a ruido cuando una señal pasa por un circuito o una serie de circuitos, es el factor de ruido (F). El factor de ruido es un cociente de relaciones de potencia señal a ruido en la entrada entre la relación de potencia de señal a ruido en la salida. La definición matemática del factor de ruido es [2]:

$$F = \frac{\text{relación de potencia de señal a ruido en entrada}}{\text{relación de potencia de señal a ruido en salida}} \quad (2.14)$$

La figura de ruido (NF , *de noise figure*) es sólo el factor de ruido expresado en dB:

$$NF = 10 \log \frac{\text{relación de potencia de señal a ruido en entrada}}{\text{relación de potencia de señal a ruido en salida}} \quad (2.15)$$

En esencia, el coeficiente de ruido indica cuanto se deteriora la relación de señal a ruido cuando una forma de onda se propaga desde la entrada hasta la salida de un circuito [2].

2.3.1 Distorsión armónica

Hay distorsión armónica cuando se producen armónicos no deseados de una señal, debido a una amplificación no lineal o mezcla de señales. Los armónicos son múltiplos enteros de la señal original de entrada. Esta señal original representa al primer armónico, y se llama frecuencia fundamental. La frecuencia original multiplicada por dos representa a la segunda armónica, multiplicada por tres origina a la tercera, y así sucesivamente. Otro nombre de la distorsión armónica es distorsión de amplitud [2].

Hay varios grados de distorsión armónica. La distorsión armónica de segundo orden es la relación entre la amplitud RMS (del inglés, Root Mean Square) de la frecuencia de segunda armónica entre la amplitud RMS de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica de tercer orden es la relación de la amplitud RMS de la tercera armónica entre la de la frecuencia fundamental, y así sucesivamente con las armónicas de mayor orden [2].

Siendo que la fórmula para obtener el valor medio cuadrático del voltaje de una señal senoidal es:

$$V_{rms} = 0.707 \times V_{pico} \quad (2.16)$$

En donde V_{rms} es el valor medio cuadrático de la amplitud y V_{pico} es el voltaje pico de la señal senoidal.

La ecuación matemática para calcular la distorsión armónica (DA) es:

$$DA = \frac{V_{rms \text{ de } n\text{-ésima armónica}}}{V_{rms \text{ frecuencia fundamental}}} \quad (2.17)$$

Y para el porcentaje de distorsión:

$$\% DA = \frac{V_{rms \text{ de } n\text{-ésima armónica}}}{V_{rms \text{ de frecuencia fundamental}}} \times 100 \quad (2.18)$$

La distorsión armónica total (DAT) o THD (del inglés, Total Harmonic Distortion) es la amplitud combinada de los armónicos superiores, dividida entre la amplitud de la frecuencia fundamental, cuya magnitud sirve para representar la calidad de un amplificador o un oscilador [2]. La ecuación matemática de lo anterior es:

$$DAT = \frac{V_{rms \text{ de las armónicas superiores}}}{V_{rms \text{ de la frecuencia fundamental}}} \quad (2.19)$$

En donde el valor medio cuadrático de los armónicos superiores es la suma cuadrática de sus voltajes RMS ($\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_n^2}$).

Y para el porcentaje total de distorsión:

$$\% DAT = \frac{V_{rms \text{ de las armónicas superiores}}}{V_{rms \text{ de la frecuencia fundamental}}} \times 100 \quad (2.20)$$

La distorsión armónica puede causar interferencia, la cual es una forma de ruido externo y, como el nombre lo indica, significa que perturba o estorba. Se produce interferencia eléctrica cuando las señales de información de una fuente producen frecuencias que caen fuera de su ancho de banda asignado, e interfieren con otras señales de otra fuente. La mayor parte de la interferencia se produce cuando las armónicas o las frecuencias de productos cruzados de una fuente llegan a la banda de paso de un canal vecino [2].

2.3.2 Distorsión de intermodulación

Es la generación de frecuencias indeseables de suma y diferencia, cuando se amplifican dos o más señales en un dispositivo no lineal, que puede ser un amplificador de potencia. Cabe notar que se utiliza la palabra indeseable, porque en los circuitos de comunicaciones con frecuencia se desea mezclar dos o más señales, y producir las frecuencias de suma y diferencia. Estas son las frecuencias llamadas productos cruzados. Los productos cruzados se producen cuando las frecuencias armónicas y las fundamentales se mezclan en un dispositivo no lineal. Para que haya distorsión por intermodulación debe haber dos o más señales de entrada [2].

En el caso de la entrada de dos frecuencias, la suma y diferencia tienen la siguiente expresión matemática:

$$Productos \text{ cruzados} = mf_1 \pm nf_2 \quad (2.21)$$

Donde f_1 y f_2 son frecuencias fundamentales, donde $f_1 > f_2$, y m y n son enteros positivos, entre uno e infinito.

Para medir la distorsión de intermodulación en relación a la amplitud, se realiza una comparación entre la potencia de los productos cruzados y la potencia de la señal fundamental.

Si se supone que se tienen dos señales senoidales de la misma potencia, entrando a un sistema no lineal entonces la respuesta de salida se expresa de la siguiente manera:

$$y(t) = AV[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + BV^2[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 + CV^3[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 \quad (2.22)$$

En donde V es la amplitud (la misma para ambas señales), A , B y C son los coeficientes de amplificación del sistema no lineal, ω_1 es la frecuencia de la primera señal y ω_2 de la segunda señal.

La distorsión de amplitud de intermodulación (IM) para el componente de segundo orden se expresa de la siguiente manera:

$$IM_2 = \frac{\text{Amplitud de la componente } IM \text{ de segundo orden}}{\text{Amplitud de la fundamental}} \quad (2.23)$$

Para calcular la distorsión de intermodulación de segundo orden IM_2 de la ecuación 2.20, se obtiene:

$$IM_2 = \frac{BV^2}{AV} = \frac{B}{A}V \quad (2.24)$$

De acuerdo al resultado anterior se puede inferir que cuando el nivel de distorsión es bajo, IM_2 crece proporcionalmente con la potencia de la señal de entrada.

Tras desarrollar el término correspondiente al tercer orden de la ecuación 2.20, se tiene que:

$$\begin{aligned} & CV^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 = \\ & CV^3 \cos^3(\omega_1 t) + CV^3 \cos^3(\omega_2 t) \\ & + 3CV^3 \cos(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t) \\ & + 3CV^3 \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) = \\ & \frac{3}{4} CV^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\ & + \frac{3}{2} CV^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\ & + C \frac{V^3}{4} [\cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t)] \\ & + \frac{3}{4} CV^3 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t] \\ & + \frac{3}{4} CV^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \end{aligned} \quad (2.25)$$

La ecuación (2.25) incluye un término fundamental que afecta la ganancia, una distorsión armónica de tercer orden y un término de suma de frecuencias que generalmente están fuera de la banda de interés, pero muy cerca del tercer armónico. El último término de la ecuación, corresponde a la intermodulación de tercer orden (IM_3). La expresión para la intermodulación de tercer orden es:

$$IM_3 = \frac{\text{Amplitud de la componente IM de tercer orden}}{\text{Amplitud de la fundamental}} \quad (2.26)$$

En el ejemplo anterior resulta:

$$IM_3 = \frac{3 CV^3}{4 AV} = \frac{3 C}{4 A} V^2 \quad (2.27)$$

2.4 Mezcladores de radiofrecuencia

El mezclador es uno de los subsistemas básicos en radiocomunicaciones. Su función es esencial en un transmisor para convertir la frecuencia intermedia IF a señal de RF (convertidor ascendente) pero además puede servir en el receptor para convertir la señal de RF a frecuencia intermedia IF (convertidor descendente) [1].

En la figuras 2.6 y 2.7 se muestran las configuraciones del mezclador antes descritas. Un mezclador es fundamentalmente un multiplicador. Podemos observar que ambas configuraciones emplean una señal portadora u oscilador local OL y una señal de información contenida en IF, cuya multiplicación de señales que genera el mezclador se utiliza dependiendo de la aplicación.

De esta forma se puede procesar la señal (modularla en el transmisor y demodularla en el receptor) a frecuencias bajas, lo que siempre resulta más sencillo antes de subir a la frecuencia de transmisión.

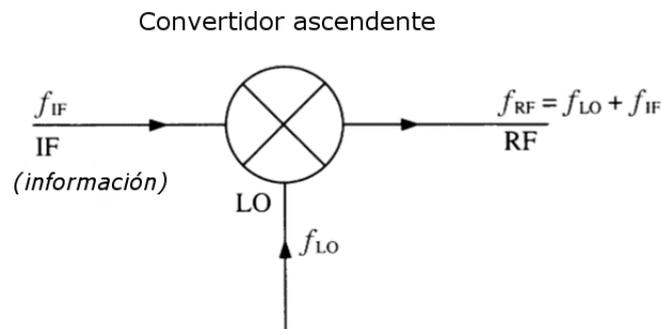


Figura 2.6 Mezclador de RF en función de conversión ascendente [1].

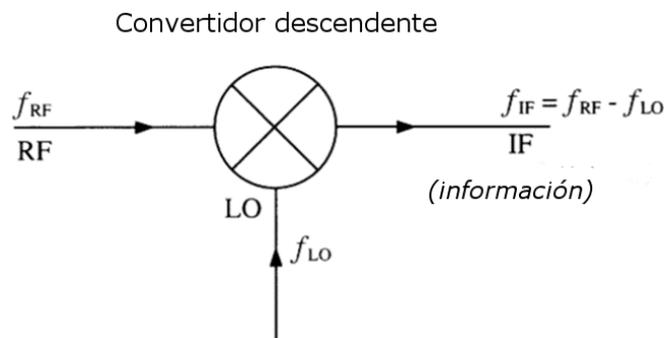


Figura 2.7 Mezclador de RF en función de conversión descendente [1].

En el caso de la conversión ascendente, la señal portadora LO lleva a la señal de información a frecuencias mayores para generar la señal de RF. De manera análoga, en el conversor descendente, la señal RF entrante se lleva a frecuencias menores para obtener la señal de información [1].

2.4.1 Análisis no lineal de mezcladores

El presente trabajo se enfocará en la conversión ascendente, función correspondiente a los bloques transmisores. Para esta aplicación, tanto la forma de onda senoidal de información como la señal portadora se pueden expresar de la siguiente manera:

$$V_{IF}(t) = V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_{IF}t + \theta_1) \quad (2.28)$$

$$V_{LO}(t) = V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_{LO}t + \theta_2) \quad (2.29)$$

En donde, V_{IF} es la señal de información, V_{LO} la señal portadora, V_{cd} es el voltaje de corriente directa que se encuentra en la frecuencia de 0Hz; A_1 y A_2 representa la amplitud de cada señal senoidal; f_{IF} y f_{LO} son la frecuencia intermedia y la frecuencia de la portadora respectivamente; y θ es el ángulo o fase de la señal, el cual siempre fue preestablecida como 0° , por eso es que se desprecia.

La salida del mezclador no lineal será de la forma:

$$V_{sal}(t) = AV_{ent} + BV_{ent}^2 + CV_{ent}^3 \quad (2.30)$$

La señal de entrada de la ecuación no lineal será:

$$V_{ent}(t) = V_{IF}(t) + V_{LO}(t) \quad (2.31)$$

Entonces se generará la siguiente señal de salida del mezclador:

$$\begin{aligned} V_{sal}(t) = & A[V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_2 t)] \\ & + B[V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_2 t)]^2 \\ & + C[V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_2 t)]^3 \end{aligned} \quad (2.32)$$

De la respuesta anterior podemos observar que tenemos más armónicos generados por la respuesta no lineal del dispositivo al igual que en el ejemplo propuesto con un solo tono de frecuencia.

La salida anterior también se puede agrupar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} V_{sal}(t) = & [AV'_{IF} + BV'^2_{IF} + CV'^3_{IF} + \dots] \\ & + [AV'_{LO} + BV'^2_{LO} + CV'^3_{LO} + \dots] \\ & + [2BV'_{IF}V'_{LO} + 3CV'^2_{IF}V'_{LO} + 3CV'_{IF}V'^2_{LO} + \dots] \end{aligned} \quad (2.33)$$

En donde:

$$V'_{IF} = V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_1 t) \quad (2.34)$$

$$V'_{LO} = V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (2.35)$$

Los términos del primer conjunto entre corchetes generan armónicos de $f_1, 2f_1, 3f_1$, etc. Los términos del segundo conjunto entre corchetes generan armónicos de $f_2, 2f_2, 3f_2$, etc. Los términos del tercer conjunto entre corchetes generan los productos cruzados ($f_2 + f_1, f_2 - f_1, 2f_2 + f_1, 2f_2 - f_1$, etc). Estos productos cruzados se producen en la intermodulación entre las dos frecuencias originales y sus armónicos, como se describió en la sección anterior [2].

El método por el cual se calculan los armónicos generados es mediante la transformada de Fourier de la función del sistema en el tiempo. Para ver ésta respuesta en el dominio de la frecuencia, es necesario aplicar la transformada de Fourier de las dos señales f y g entrantes al mezclador. La transformada de Fourier de una función se escribe como [4]:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{-i2\pi f t} df \quad (2.36)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{i2\pi f t} dt \quad (2.37)$$

Donde $G(f)$ es la transformada de Fourier de $g(t)$ al dominio de la frecuencia [4]. La transformada de Fourier de un exponencial es una función delta de Dirac:

$$\mathcal{F}(e^{-i\omega a}) = 2\pi \delta(\omega - \omega_a) \quad (2.38)$$

La transformada de Fourier de una señal senoidal de la forma $V(t) = A \cos[2\pi f_1 t + \theta_1]$ se calcula de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} G(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} V(t) e^{i2\pi f t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} [e^{i2\pi f_1 t + \theta_1} dt + e^{-i2\pi f_1 t + \theta_1} dt] e^{i2\pi f t} \frac{2\pi dt}{2\pi} \\ &= \frac{1}{2} [\delta(f + f_1) e^{i\theta_1} dt + \delta(f - f_1) e^{-i\theta_1}] \end{aligned} \quad (2.39)$$

La operación que define el proceso por el que pasan la señal portadora LO y la señal de información IF al multiplicarse en un mezclador, se le llama convolución. Se denota como $f * g$ en donde f y g representan a ambas señales [4].

El teorema de convolución enuncia que para la multiplicación de dos señales (en el dominio de la frecuencia) se resuelve como sigue [4]:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\lambda) G(f - \lambda) d\lambda \quad (2.40)$$

En donde $H(f)$ es la convolución de ambas señales ($f * g$), $f(\lambda)$ es la primera señal en función de λ , mientras que $g(f - \lambda)$ es la segunda función desplazada en la frecuencia por λ . Entonces la convolución de ambos voltajes senoidales resulta de una serie de δ que son triviales de integrar [4].

2.4.2 Parámetros importantes de mezcladores

Además de la distorsión armónica y de intermodulación descrita en secciones anteriores, los mezcladores tienen parámetros que describen el comportamiento y la respuesta que se verán influidos tras el ingreso de las señales en su sistema no lineal. Los parámetros de los mezcladores más importantes a considerar en este trabajo de tesis, se describen a continuación.

Pérdidas de conversión. La pérdida de conversión es la cantidad que especifica que tan eficiente es un mezclador al momento de convertir la energía de la señal de entrada a la señal de salida. Se define como la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del mezclador, de una banda lateral de información medida en dB, dada una señal portadora u oscilador local OL. Una pérdida inherente del principio de mezcla, da como resultado una pérdida de 3 dB para cada banda lateral. Un mezclador integrado por diodos causa una atenuación adicional a la potencia de la señal de entrada. La pérdida de conversión varía con la potencia de la portadora. A un cierto nivel de potencia de la portadora, la pérdida de conversión alcanza un nivel mínimo y por lo tanto el mezclador debe ser operado a ese nivel óptimo de potencia [9].

La pérdida de conversión en dB se expresa como sigue:

$$L_c = 10 \log \left(\frac{P_{IFin}}{P_{IFout}} \right) \quad (2.41)$$

En donde L_c es la pérdida de conversión en dB, P_{IFin} potencia de entrada al mezclador de la señal de información IF y P_{IFout} es la potencia de salida de la banda lateral de información [9].

Aislamiento. El aislamiento es la medida de las fugas de la señal de un puerto a otro, en un mezclador. Un buen aislamiento corresponde a una fuga de señal baja o insignificante. El desbalance que hay en los transformadores internos del mezclador son los causantes de estas fugas de señal entre puertos. Las fugas se pueden dar entre los tres puertos del mezclador (RF-LO, IF-LO e IF-RF) [9].

El aislamiento se mide en dB y es una cantidad que depende de la frecuencia en la que se trabaja. Entre más aislamiento es mejor, puesto que la fuga de la señal creará señales espurias y por lo tanto componentes espectrales no deseadas en el dominio de la frecuencia. Generalmente, la potencia del oscilador local OL es más grande que la señal de información IF, por lo tanto, es importante tener que ambos puertos estén bien aislados entre sí cuando se utiliza un mezclador como convertidor ascendente [9].

El aislamiento que un mezclador puede brindar, depende del diseño del circuito del mismo. Un mezclador no balanceado no ofrece aislamiento entre sus puertos y por lo tanto ambas entradas de frecuencias aparecerán en la salida sin suprimirse. Un mezclador de balance único, brinda supresión en una de sus entradas. Y por último, un mezclador doblemente balanceado ofrece un aislamiento entre sus tres puertos, que es con el cual se trabajará en éste trabajo de tesis [9].

Linealidad. Es la habilidad del mezclador de procesar entradas de altas frecuencias reduciendo la mayor distorsión posible a la señal de salida. Depende de dos factores: el punto de compresión de 1 dB y el punto de intercepción [9].

Normalmente el nivel de la señal a la salida del mezclador es proporcional al nivel del puerto de entrada. Aun así, cuando la potencia de entrada excede un cierto nivel máximo, la relación entre el nivel de entrada y salida no es constante. La potencia de salida empieza a saturarse y alcanza un nivel máximo cuando se tiene una potencia elevada en las entradas. El nivel de entrada en el cual el nivel de salida se desvía de su comportamiento lineal por 1 dB se debe al punto de compresión de 1 dB. Lo anterior es una medida de la linealidad del mezclador para potencias elevadas en la entrada del mismo [9].

Rango dinámico. El rango dinámico de un mezclador es definido como la diferencia de amplitud entre el nivel de ruido y el punto de compresión de 1 dB [8].

Punto de intersección de tercer orden. Tomando en cuenta los armónicos que se generan debido a la distorsión de intermodulación con la entrada de dos tonos al mezclador, se estudia el punto de intercepción de tercer orden. Cuando se aumenta la potencia de las dos señales de entrada del oscilador local y la frecuencia intermedia, así mismo, se amplifican los productos de intermodulación. Por lo tanto, al igual que la señal fundamental, los productos de intermodulación tienen un nivel máximo de potencia de entrada, en el cual tienen una respuesta de salida no lineal [8].

En la figura 2.8 se muestra una gráfica de la relación entre a salida y la entrada en dBm de la señal fundamental y de los productos de intermodulación de tercer orden con dos tonos senoidales de entrada.

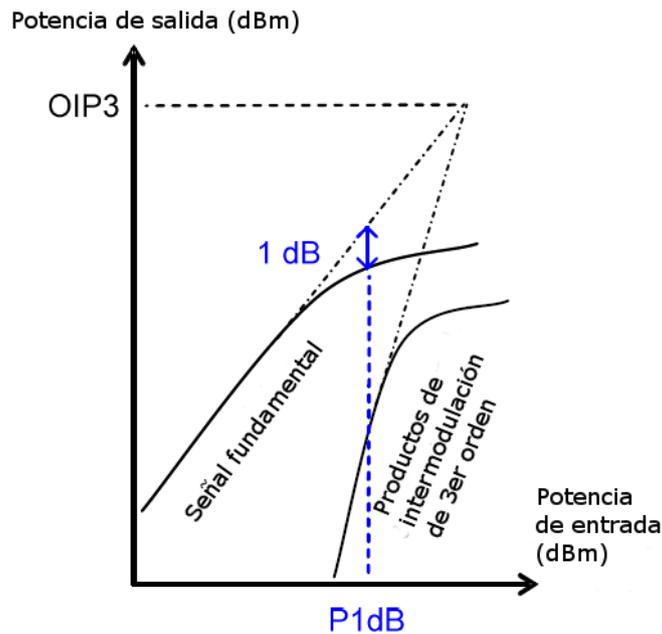


Figura 2.8 Señal de potencia salida en función de la señal de potencia de entrada para la señal fundamental y los productos de intermodulación de tercer orden de dos tonos. Se muestra el punto de compresión de 1 dB (azul) y el punto de intersección (OIP3 de Output Intercept Point) [9].

Relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR de Voltage Standing Wave Ratio). Las impedancias de entrada y de salida de un mezclador generalmente difiere en magnitud de las características de impedancia del sistema (normalmente son 50Ω). Esta desviación generalmente depende de la relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR), que es la cantidad de reflexión en un conductor debido a la diferencia de impedancias entre el conductor y el mezclador. El VSWR se define como la relación entre los voltajes rms de las señales entrantes y las ondas reflejadas [9].

$$VSWR = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (2.42)$$

En donde V_i y V_r son los voltajes entrantes y las ondas reflejadas respectivamente.

2.5 Amplificadores de potencia

La función de un amplificador de potencia en sistemas de comunicaciones de radiofrecuencia tiene la función de adaptar una señal de información a un nivel de potencia adecuado para la transmisión. En aplicaciones modernas de radiofrecuencia (RF), los amplificadores de potencia tienen dos requerimientos que causan dificultades en el diseño: la linealidad que permite conservar la fidelidad de la señal a transmitir y la eficiencia [10].

Todas las señales que pasan a través de los amplificadores de RF, se distorsionan. La distorsión que puede ser de amplitud y/o de fase, se define como el cambio en la forma

de onda de la señal, cuando esta pasa a través de un sistema no lineal. Este suceso produce un incremento en el número de componentes de frecuencia en la señal de salida, respecto de la señal de entrada. Los amplificadores de potencia de alta frecuencia, operan de manera eficiente en saturación, es decir en la región no lineal [10].

En sistemas modernos de comunicaciones, las señales son moduladas en amplitud y fase para lograr una mejor eficiencia espectral, utilizando anchos de banda reducidos que permitan transmitir información. Tales señales presentan una gran relación de la potencia pico a promedio, esto significa que la potencia promedio de la señal a amplificar puede ser muchas veces más pequeña que los picos de potencia de la propia señal. Por tal razón el amplificador de potencia debe ser operado por debajo del punto de máxima eficiencia (saturación) [10].

Para balancear las no linealidades que se generan en la región de saturación, contra la mejora de la eficiencia, se estudian técnicas interesantes de circuitos que, frecuentemente logran mejorar la eficiencia como un resultado del control del contenido armónico de la señal amplificada, y no simplemente su eliminación como en los diseños convencionales de circuitos amplificadores de potencia. Comprender la teoría fundamental de la distorsión no lineal en amplificadores de radiofrecuencia, mediante un análisis matemático y un esquema experimental sencillo, es el objetivo principal de este trabajo de tesis [10].

Un circuito electrónico amplifica por igual a las señales y el ruido, dentro de su banda de paso.

Por consiguiente, si el amplificador es ideal y sin ruido, las señales de entrada y la de ruido se amplifican igual, y a la salida la relación de señal a ruido será igual a la de la entrada. Sin embargo, los amplificadores en la realidad no son ideales. Por consiguiente, el amplificador agrega ruido generado internamente a la onda y reduce la relación general de señal a ruido. El ruido más predominante es el térmico, que se genera en todos los componentes eléctricos. Por lo anterior, todas las redes, amplificadores y sistemas agregan ruido a la señal y así reducen la relación general de señal a ruido, a medida que la señal avanza por ellos [2].

2.5.1 Análisis no lineal de amplificadores de potencia

Como se ha explicado anteriormente, los amplificadores de potencia son sistemas no lineales y para su correcto análisis es preciso realizar una expresión que describa el comportamiento del mismo. Para esto, es necesario modelar un polinomio de tercer orden.

La señal de salida de un amplificador de potencia, cuyo comportamiento modela a un sistema no lineal de tercer orden se expresa como sigue:

$$y(t) = Ax + Bx^2 + Cx^3 \quad (2.43)$$

En donde A , B y C son los coeficientes no lineales en ésta etapa del análisis. El primer término A , describe la ganancia de pequeña señal, B y C son constantes de ganancias no lineales cuadráticas y cúbicas, las cuales introducen la curvatura de la respuesta del amplificador de potencia.

La señal de salida del sistema no lineal se puede calcular sustituyendo una señal senoidal de un tono en la ecuación de tercer orden antes mencionado:

$$x(t) = V \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (2.44)$$

En donde ω es la frecuencia y V la amplitud de la señal senoidal $x(t)$. Como en éste caso, es un sistema no lineal sin efectos de memoria, la distorsión de fase se despreciará, por lo tanto la fase será igual a cero ($\theta = 0^\circ$):

$$y(t) = A[V \text{sen}(\omega t)] + B[V \text{sen}(\omega t)]^2 + C[V \text{sen}(\omega t)]^3 \quad (2.45)$$

Al desarrollar la expresión anterior, se obtiene:

$$\begin{aligned} y(t) = & AV \text{sen}(\omega t) + \frac{1}{2}B(V)^2 \\ & + \frac{1}{2}B(V)^2 \text{sen}(2\omega t) \\ & + \frac{3}{4}C(V)^3 \text{sen}(\omega t) \\ & + \frac{1}{4}C(V)^3 \text{sen}[3\omega t] \end{aligned} \quad (2.46)$$

La figura 2.9 muestra la gráfica en el dominio del tiempo y de la frecuencia de este proceso. En el dominio de la frecuencia, se observa que a la salida del sistema no lineal, se generan nuevas componentes espectrales, es decir, la salida está compuesta no sólo de la señal fundamental ω , sino también del segundo armónico 2ω y el tercer armónico 3ω , más un término de corriente directa en $\omega = 0$. En el dominio del tiempo, la señal de salida se muestra modificada en relación a la señal de entrada al sistema [10].

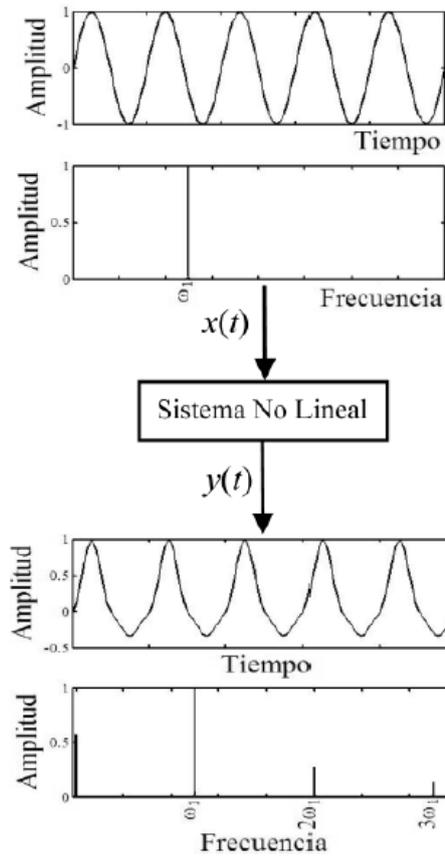


Figura 2.9 Gráfica de respuesta de un amplificador de potencia en el dominio del tiempo y la frecuencia con un tono de entrada [10].

Para analizar la respuesta con dos tonos de señal de frecuencia entrando al sistema, se expresa la señal de entrada al amplificador:

$$x(t) = V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \theta) \quad (2.47)$$

En donde ω_1 es la frecuencia y V_1 la amplitud de la primera señal senoidal, mientras que ω_2 es la frecuencia y V_2 es la amplitud de la segunda señal senoidal. Como en éste caso, es un sistema no lineal sin efectos de memoria, la distorsión de fase se despreciará, por lo tanto la fase será igual a cero ($\theta = 0^\circ$).

El siguiente paso, es sustituir la expresión anterior en el polinomio de tercer orden:

$$y(t) = A[V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \theta)] + B[V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \theta)]^2 + C[V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \theta)]^3 \quad (2.48)$$

De entrada, se espera que se obtendrán más armónicos que en la respuesta con un solo tono de señal senoidal. Lo anterior se debe a que en éste caso se tienen dos términos en lugar de uno. Si la expresión se desarrolla, se obtiene:

$$\begin{aligned}
y(t) = & A[V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \theta)] \\
& + B \left[\frac{1}{2}(V_1^2 + V_2^2) + V_1 V_2 \text{sen}(\omega_1 - \omega_2) + V_1 V_2 \text{sen}(\omega_1 + \omega_2) \right. \\
& + \left. \frac{1}{2} V_1^2 \text{sen}(2\omega_1) + \frac{1}{2} V_2^2 \text{sen}(2\omega_2) \right] \\
& + \frac{3}{4} C \left[[V_1^3 \text{sen}(\omega_1 t) + V_2^3 \text{sen}(\omega_2 t)] \right. \\
& + \frac{3}{2} [V_1 V_2^2 \text{sen}(\omega_1 t) + V_1^2 V_2 \text{sen}(\omega_2 t)] \\
& + \frac{1}{4} [V_1^3 \text{sen}(3\omega_1 t) + V_2^3 \text{sen}(3\omega_2 t)] \\
& + \frac{3}{4} [V_1 V_2^2 \text{sen}(2\omega_1 + \omega_2)t + V_1^2 V_2 \text{sen}(2\omega_2 + \omega_1)t] \\
& \left. + \frac{3}{4} V^3 [V_1 V_2^2 \text{sen}(2\omega_1 - \omega_2)t + V_1^2 V_2 \text{sen}(2\omega_2 - \omega_1)t] \right] \quad (2.49)
\end{aligned}$$

En este sistema no lineal que caracteriza al amplificador de potencia no se considera nuevamente los efectos de memoria. En el dominio de la frecuencia, se observa que a la salida del sistema se generan nuevas componentes espectrales, como se había esperado de antemano. Ahora la señal está compuesta no solo de la señal fundamental ω_1 y ω_2 , sino también de los productos de distorsión de segundo orden $2\omega_1, 2\omega_2, (\omega_1 + \omega_2), (\omega_1 - \omega_2)$ y los productos correspondientes a la distorsión de tercer orden $3\omega_1, 3\omega_2, (2\omega_1 + \omega_2), (2\omega_2 + \omega_1), (2\omega_1 - \omega_2), (2\omega_2 - \omega_1)$. Estos dos últimos productos corresponden a la distorsión de intermodulación y son especialmente importantes porque fijan el rango dinámico o el ancho de banda del sistema. Y finalmente un término de corriente directa en $\omega = 0$ [10].

En la figura 2.10 se muestra una gráfica del comportamiento en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo de la respuesta de salida de un amplificador de potencia, al ingresar dos tonos de frecuencia en su entrada. En el dominio del tiempo se observa la señal de salida distorsionada en comparación con la señal de entrada [10].

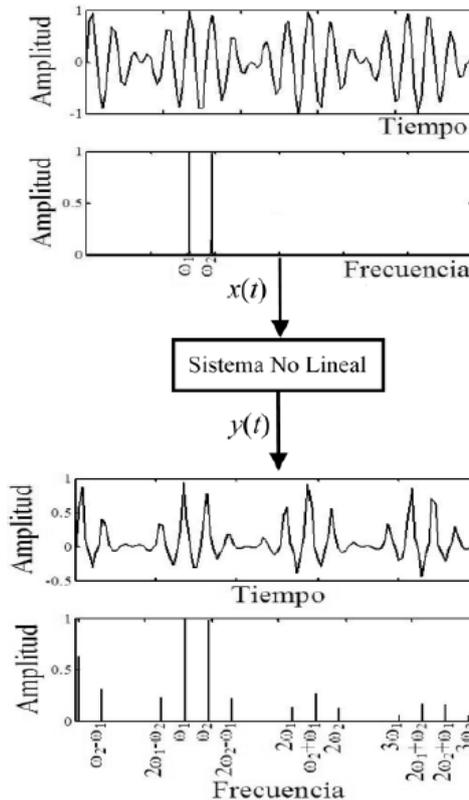


Figura 2.10 Gráfica de respuesta de un amplificador de potencia en el dominio del tiempo y la frecuencia con dos tonos de entrada al sistema no lineal del amplificador de potencia [10].

2.5.2 Parámetros importantes en amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia, además de presentar distorsión armónica y de intermodulación al igual que los mezcladores de radiofrecuencia, se deben tomar en cuenta algunos parámetros importantes que describen el comportamiento y la manera en que la señal entrante al dispositivo se amplificará. A continuación se describen los parámetros más importantes mencionados.

Ganancia. Para los amplificadores de radio frecuencia, es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada al mismo, especificada en la región lineal de pequeña señal del amplificador. La ganancia en dB se define como [11]:

$$G(dB) = 10 \log_{10} G \quad (2.50)$$

Linealidad. La linealidad define el comportamiento de una función lineal en la relación entre la potencia de la señal de salida y potencia de la señal de entrada al amplificador. Un amplificador lineal produce en su salida una réplica amplificada de la señal de entrada sin generación de armónicos o distorsión de intermodulación [11].

Rango dinámico. Es la región de potencia en la cual el amplificador provee una operación lineal, en un límite menor de figura de ruido y el nivel mayor de la función del punto de compresión de 1 dB [11].

Nivel máximo de señal. Se refiere a la señal con mayor ancho de banda o pulso de RF que se introduce en la entrada del amplificador de manera segura. Excediendo el límite especificado puede causar una distorsión mayor, una reducción en la ganancia, el sobre calentamiento del amplificador o una degradación de la cifra de ruido permanentemente [11].

Perdida de reflexión. Es la relación entre la potencia reflejada y la potencia incidente al puerto de RF de un amplificador. Para expresar este valor en dB se utiliza la siguiente expresión [11]:

$$RL = -20 \log |\rho| \quad (2.51)$$

En donde RL es la pérdida de reflexión y ρ es el coeficiente de voltaje de reflexión.

Aislamiento. Es la relación entre la potencia aplicada a la salida del amplificador y la potencia medida en la entrada del amplificador [11].

Relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR de Voltage Standing Wave Ratio). Se relaciona con la pérdida de reflexión como sigue [11]:

$$VSWR = \frac{1+10^{-RL/20}}{1-10^{-RL/20}} \quad (2.52)$$

Estabilidad. La estabilidad de un amplificador es una indicación de que tan inmune es hacia sus propias oscilaciones, para no generar una señal de salida sin la señal de entrada aplicada. Un indicador de estabilidad es el factor K. El factor K caracteriza el grado de estabilidad condicional o incondicional de un amplificador.

$$K = \frac{1-|\Gamma_{ES}^2| - |\Gamma_{SE}^2| + |\Delta^2|}{2 \cdot |\Gamma_{TD}^2 \cdot \Gamma_{TI}^2|} \quad (2.53)$$

$$\Delta = \Gamma_{ES} \cdot \Gamma_{SE} - \Gamma_{TD} \cdot \Gamma_{TI} \quad (2.54)$$

En donde Γ_{ES} y Γ_{SE} son los coeficientes de reflexión vista a la entrada y a la salida del amplificador respectivamente, mientras que Γ_{TD} es el coeficiente de transmisión directo con la salida del amplificador adaptada y Γ_{TI} es el coeficiente de transmisión inverso con la entrada adaptada [12]. Un factor K de 1.0 es la condición límite para un amplificador incondicionalmente estable. Si es mayor que cero y menor que 1.0, el amplificador es condicionalmente estable [11].

Condicionalmente estable. Se refiere a que el amplificador procesará las oscilaciones bajo las condiciones de la carga y la impedancia de la fuente (VSWR), es una situación no deseable [11].

Incondicionalmente estable. Se refiere a que el amplificador no tendrá un comportamiento oscilante independientemente de la carga y la impedancia de la fuente [11].

Punto de compresión de 1 dB. Define el nivel de salida en el cual la ganancia del amplificador es igual a 1 dB menor que la ganancia de pequeña señal (región lineal), o cuando la señal es comprimida por 1 dB. En la figura 2.11 se ilustra la gráfica de potencia de salida en proporción a la entrada (ganancia) y se observa que la curva va creciendo linealmente hasta llegar a un valor dado en el cual llega a saturarse y desde ese punto la ganancia se comprime y continúa siendo constante a lo largo de la región de saturación. Si se superan los límites de potencia de entrada especificados en la hoja de datos del amplificador de potencia, la ganancia llega a disminuir y el dispositivo puede sufrir daños permanentes. En la mayoría de los amplificadores, el punto de 1 dB de compresión, se encuentra por encima de entre 5 y 10 dB [11].

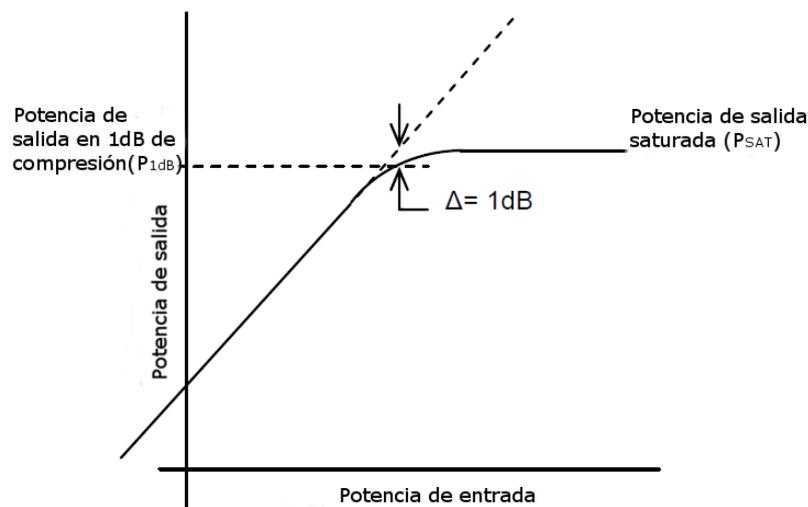


Figura 2.11 Gráfica de señal de salida (eje Y) función de la señal de entrada (eje X). Se muestra el punto de compresión de 1 dB (P_{1dB}) y la región de saturación de la señal de salida (P_{SAT}) [11].

Punto de intersección de tercer orden. Al igual que sucede en los mezcladores, el amplificador, por ser caracterizado por un sistema no lineal, genera productos de intermodulación. Este parámetro describe la respuesta cuando entran simultáneamente dos tonos de frecuencia de la misma amplitud, amplificador de potencia. En la figura 2.12 se muestra una gráfica de la señal de entrada en el eje X contra la señal de salida en el eje Y. La señal de tercer orden tiene una pendiente igual a 3 mientras que la señal fundamental tiene una pendiente igual a 1. Extendiendo las líneas de respuesta, se

interceptan en un punto. Este punto de intersección en dBm puede ser calculado con la siguiente formula [11]:

$$IP3(dBm)_{salida} = P_{out} (dBm) + A/2 \quad (2.55)$$

En donde P_{out} es la potencia de salida de cada tono en dBm y A es la diferencia en dB entre las salidas de potencia de los tonos y la potencia de intermodulación.

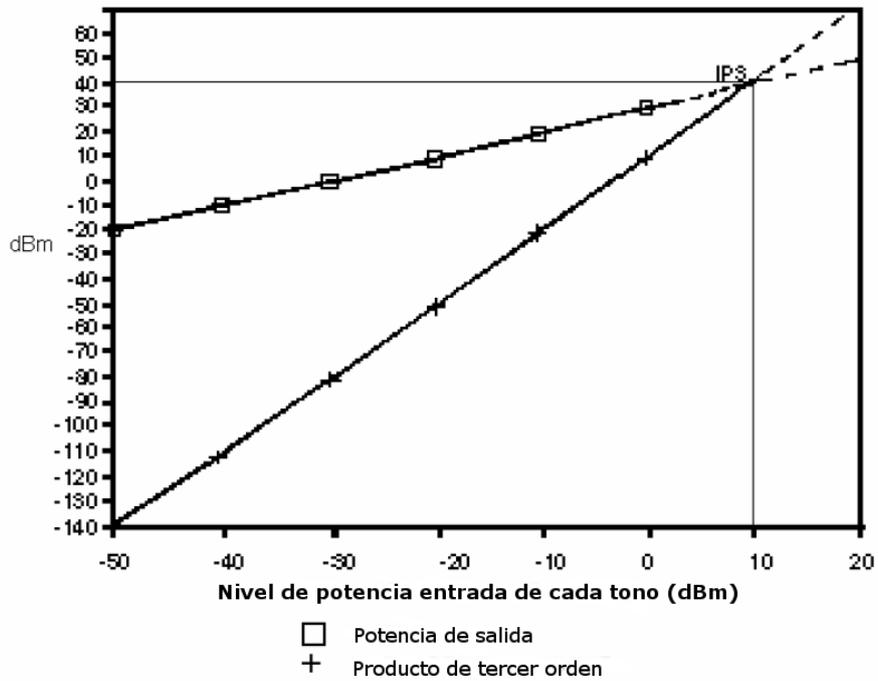


Figura 2.12 Gráfica de potencia de entrada de cada tono en dBm (eje X) contra la potencia de salida en dBm (eje Y) de la respuesta del amplificador (□) y la respuesta del producto de tercer orden (+). Se muestra también el punto de intersección entre ambas señales de salida (IP3) [11].

2.6 Referencias

- [1] Kai Chang. (2004). RF and Microwave Wireless Systems. Texas A&M University: JOHN WILEY & SONS, INC.
- [2] Wayne Tomasi. (2003) Sistemas de comunicaciones electrónicas. México: Pearson Educación.
- [3] A García-Juárez, I E Zaldívar-Huerta, G Aguayo-Rodríguez, J Rodríguez-Asomoza, M R Gómez-Colín, A G Rojas-Hernández (2011). Coherent demodulation of microwave signals by using optical heterodyne technique with applications to point to point indoor wireless communications systems. Journal of Physics: Conference Series, Volume 274. 8 páginas. Lima, Perú.
- [4] W. Alan Davis. (2011). Radio Frequency Circuit Design. Texas A&M University: John Wiley & Sons.
- [5] Dr. D. Manuel Sierra Perez, Dr D. Juan de la Calle García, Dr. D. José Manuel Riera Salís, Ing. D. Félix García Muñiz. (2003). Electrónica de comunicaciones. México: Pearson Educación.
- [6] Joel Vuolevi, Timo Rahkonen. (2003). Distortion in RF Power Amplifiers. Norwood, Massachusetts: Artech House.
- [7] Saeed V. Vaseghi. (2000). Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction. England: John Wiley & Sons.
- [8] Mini circuits (Scientific Components Corporation). (2015). Understanding Mixers - Terms Defined, and Measuring Performance. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>.
- [9] C. Tröster, F. Thümmel, T. Röder (2008). Upconverting Modulated Signals to Microwave with an External Mixer and the R&S@SMF100A Microwave Signal Generator. 01/02/2016, de ROHDE & SCHWARZ Sitio web: http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1gp65/1GP65_0E.pdf
- [10] Profesor Alejandro García Juárez. “Estudio analítico y experimental de la distorsión no lineal en amplificadores de radiofrecuencia (notas)”. Universidad de Sonora, Hermosillo, Sonora, 2009.
- [11] Mini circuits (Scientific components corporation). (2015). Amplifier Terms Defined. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/app/AN60-038.pdf>
- [12] José (liberto) Baua y Aurelio Juan Sanz. (1999). Técnicas de Diseño de Amplificadores de Microondas. La plata Buenos Aires: C.E.I.L.P.

Capítulo III.

Descripción experimental y comparación de resultados

3.1 Introducción al trabajo experimental

En este capítulo se presenta el trabajo experimental desarrollado en el laboratorio con el objetivo de estudiar las diferentes fuentes de distorsión durante el proceso de modulación de señales de radiofrecuencia.

A continuación se enlistan los procesos experimentales junto con las actividades realizadas:

1. Modulación de señales de radiofrecuencia: Estudio de funcionamiento de mezcladores y análisis de distorsión.
2. Modulación de señales de radiofrecuencia con filtro: Estudio de funcionamiento de filtros pasa banda y análisis de distorsión.
3. Modulación de señales de radiofrecuencia con amplificador de potencia: Estudio de funcionamiento de amplificadores y análisis de distorsión.
4. Modulación de señales de radiofrecuencia con filtro y amplificación: Estudio de funcionamiento del sistema y análisis de distorsión.

Durante el desarrollo del trabajo experimental se utilizaron diferentes equipos y componentes cuyas especificaciones serán señaladas en la siguiente sección. Las diferentes capacidades y rangos de operación son parámetros que influyen al momento de obtener resultados, así como también al momento de su posterior análisis.

3.1.1 Equipo e instrumentación

En éste apartado se incluyen las diferentes especificaciones de los equipos utilizados en conjunto con los diferentes componentes para realizar las pruebas antes mencionadas.

Es importante señalar que todos los equipos y dispositivos de RF manejan 50Ω de impedancia que permite el buen acoplamiento entre ellos. Además es importante señalar que el rango de temperatura en el que trabajan los componentes va desde los -40° hasta los 50° [1-6]. La temperatura en la que se encuentran los componentes durante la modulación es un factor muy importante puesto que influye en el comportamiento no lineal que se producen por los efectos de memoria. Por lo tanto, éste cambio de temperatura se verá reflejado en la respuesta en el dominio de la frecuencia [12].

En la tabla 3.1 se enlistan los equipos y componentes utilizados durante el desarrollo experimental. Se anexan su modelo, fabricante y principal función durante la actividad.

Equipos y componentes	Modelo	Fabricante	Función
Mezclador de RF	ZX05-43+	Mini-circuits	Modular señales de RF
Filtro pasa banda	VBFZ-2000+	Mini-circuits	Filtrar señales de frecuencia inferior a 1730MHz y superiores a 2270MHz
Amplificador de RF	ZX60-14012L	Mini-circuits	Amplificar la señal de RF modulada
Generador de señal RF	N9310A	AGILENT	Generar la señal portadora LO.
Generador de funciones	AFG3251	TEKTRONIX	Generar señales de información
Analizador de espectros	MS2038C	ANRITSU	Graficar señales en el dominio de la frecuencia

Tabla 3.1. Lista de equipo y componentes utilizados.

3.1.1.1 Mezclador de radiofrecuencia

El mezclador utilizado durante los procesos experimentales es un componente fabricado por Mini-circuits y su modelo es ZX05-43+. El rango de operación va desde los 750MHz hasta los 4200MHz. Esta característica permite realizar pruebas con distintas frecuencias. Si se trabaja en frecuencias fuera de este rango el dispositivo no desempeñaría su función principal [1]. En la figura 3.1 se muestra una imagen del dispositivo utilizado.



Figura 3.1 Mezclador de RF de banda ancha.

El dispositivo cuenta con dos entradas y una salida coaxiales. Un puerto de entrada es LO, que es denominado oscilador local y corresponde a la señal portadora. El segundo puerto de entrada es IF o frecuencia intermedia que corresponde con la señal de información en nuestro caso particular. Y por último se tiene el puerto de salida RF, el cual corresponde a la señal de salida ubicada en las frecuencias de operación del dispositivo.

Los parámetros más importantes del funcionamiento típico del mezclador se detallan en la tabla 3.2. Aquí se muestran los valores de frecuencia de RF y de LO, y los parámetros de pérdidas de conversión, aislamiento entre puertos y la relación de onda estacionaria de tensión (VSWR). Se considera que se tiene una potencia de 7dBm en la entrada de la

portadora LO. Por otra parte en la figura 3.2 se ilustra el diagrama eléctrico del dispositivo, así como las tres entradas mencionadas anteriormente.

Frecuencia (MHz)		Pérdida de conversión (dB) LO +7dBm	Aislamiento L-R (dB) LO +7dBm	Aislamiento L-I (dB) LO +7dBm	VSWR en puerto RF (:1) LO +7dBm	VSRW en puerto LO (:1) LO +7dBm
RF	LO					
750.00	780.00	7.32	41.67	24.97	2.28	9.85
950.00	980.00	6.99	39.87	26.96	2.12	3.01
1150.00	1180.00	6.57	41.71	30.28	3.13	1.46
1350.00	1380.00	6.50	35.27	33.17	3.18	1.13
1550.00	1580.00	6.39	33.25	28.75	2.99	1.71
1750.00	1780.00	6.56	35.54	21.12	2.87	2.05
1950.00	1980.00	6.87	33.83	13.03	3.17	1.91
2150.00	2180.00	6.83	34.63	12.22	3.02	1.91
2350.00	2380.00	6.23	32.19	14.93	2.37	2.03
2550.00	2580.00	6.67	30.60	17.84	2.54	1.97
2750.00	2780.00	5.56	29.18	19.08	1.71	1.51
2950.00	2980.00	5.24	28.19	21.52	1.40	1.40
3150.00	3180.00	5.47	26.03	25.95	1.63	1.16
3350.00	3380.00	5.84	26.52	25.86	1.63	1.18
3550.00	3580.00	6.31	25.30	22.00	2.33	1.59
3750.00	3780.00	6.53	25.45	19.15	2.80	2.01
3950.00	3980.00	7.42	26.91	19.85	3.70	2.67
4150.00	4180.00	7.65	26.78	16.35	3.79	3.59
4190.00	4220.00	7.83	27.09	15.96	3.73	3.79
4210.00	4240.00	7.57	27.32	15.67	3.69	3.84

Tabla 3.2 Funcionamiento a diferentes frecuencias de operación del mezclador de RF ZX05-43+ [1].

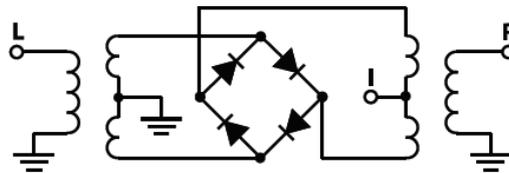


Figura 3.2 Diagrama eléctrico del mezclador de RF [1].

3.1.1.2 Filtro pasa-banda

El filtro pasa banda que se utilizó en el desarrollo de esta tesis corresponde al modelo VBFZ-2000+ cuya banda de paso va desde 1730MHz hasta 2270MHz. Cualquier frecuencia fuera de este rango será atenuada gradualmente conforme se vaya alejando de dicha banda de paso [2]. En la figura 3.3 se muestra una imagen del dispositivo. Este dispositivo se puede utilizar en etapas de transmisión y recepción de información.



Figura 3.3 Filtro pasa banda de entrada coaxial.

Para comprender los efectos que se producirán al conectar este filtro en las etapas previamente mencionadas, se debe tener información acerca de los rangos de frecuencia para la banda de paso y para la banda de rechazo. En este caso particular, se tiene una frecuencia central de 2 GHz, y una banda de paso que va desde 1.73 GHz hasta 2.27 GHz [2]. En la tabla 3.3 se muestran con mayor precisión las frecuencias de corte y sus respectivas atenuaciones en dB. Finalmente se detalla la relación de onda estacionaria de tensión donde. Se observa que se tiene una relación de 1.6:1 en la banda de paso, en su funcionamiento típico, mientras que en su banda de rechazo se tiene una relación de 20:1 que es el rango donde se muestran las pérdidas de ganancia.

Especificaciones eléctricas de filtro pasa banda ($T_{AMB} = 25^{\circ}C$)								
Frecuencia central (MHz)	Banda de paso (MHz)	Banda de rechazo (MHz)				VSWR (:1)		
	(MHz) (Atenuación < 2.3 dB)	(Atenuación > 20 dB)		(Atenuación 30 dB)		Banda de paso		Banda de rechazo
Fc	F1-F2	F3	F4	F5	F6	Típ.	Máx.	Típ.
2000	1730-2270	1210	2960	1200	2960-16000	1.6	2.4	20

Tabla 3.3 Tabla de especificaciones electricas a temperatura ambiente (25°C) [2].

En la figura 3.4 se ilustra la gráfica de atenuación a lo largo del espectro de frecuencias. Se puede observar que las frecuencias F5 (1.2GHz) y F6 (2.96-16 GHz) el nivel de atenuación es de 30 dB, con el cual aún es posible eliminar armónicos indeseables. Después, el rango de frecuencias de la banda de paso se va haciendo más estrecho hasta llegar a F1 (1.7 GHz) y F2 (2.27 GHz), cuyo nivel de atenuación (menor a 2.3 dB) es suficiente para dejar pasar las frecuencias en dicho rango de operación.

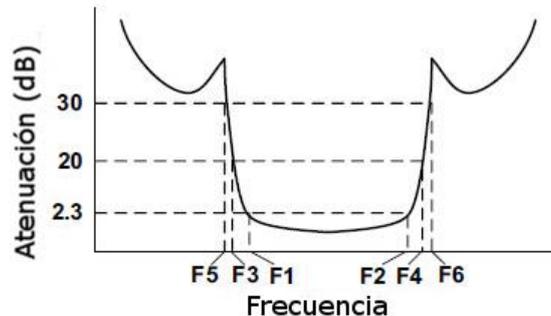


Figura 3.4 Gráfica de atenuación en el dominio de frecuencia del filtro pasa banda [2].

En la figura 3.5 se muestra el diagrama eléctrico del filtro pasabanda, en donde se muestran el puerto de entrada y el de salida. También es importante notar que se tienen elementos como capacitores e inductores que almacenan energía, los cuales manifestarán efectos de memoria al sistema. Con base en lo anterior, se espera un sistema lineal con memoria y la respuesta no tendrá efectos no lineales, ya que el diagrama eléctrico no presenta al menos un dispositivo no lineal.

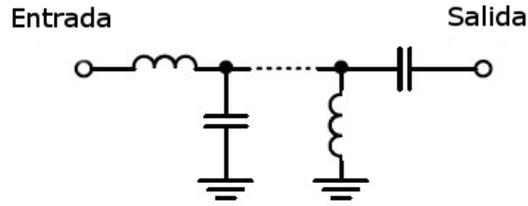


Figura 3.5 Diagrama eléctrico del filtro pasa banda [2].

3.1.1.3 Amplificador de potencia

El amplificador de potencia utilizado en esta tesis corresponde al modelo ZX60-14012+ de Mini Circuits y cuenta con un ancho de banda que va desde los 300KHz hasta los 14GHz. Típicamente tiene una potencia de salida de 11dBm en el punto de compresión de 1dB. Se alimenta con un máximo de 12V y el nivel de potencia máximo que permite en el puerto de entrada es de hasta 10dBm [3].

En la figura 3.6 se observa una imagen del dispositivo utilizado para desempeñar la amplificación de las señales de RF.



Figura 3.6 Amplificador de potencia de señales RF [3].

En la tabla 3.4 se muestran los principales parámetros que caracterizan la operación del amplificador de potencia a diferentes frecuencias de entrada. Se observa que la ganancia se mantiene muy estable conforme va aumentando la frecuencia de la señal de entrada al amplificador. La directividad disminuye conforme incrementa la frecuencia de entrada. Esto significa que en el amplificador se va perdiendo aislamiento entre la fuente y la carga. Por una parte, la relación de onda estacionaria de tensión presenta variaciones conforme se va incrementando la frecuencia de la señal de entrada. Sin embargo, se mantiene en un rango favorable para evitar la distorsión en la salida. Por otra parte la potencia a la salida en el punto de compresión de 1dB va disminuyendo conforme aumenta la frecuencia de la señal de entrada. Finalmente se tienen valores (dBm) y (dB) para los puntos de intercepción entre los productos de tercer orden y la potencia de salida y la figura de ruido respectivamente. Estos valores permiten que el dispositivo sea atractivo en aplicaciones de comunicaciones ópticas.

Frecuencia (MHz)	Ganancia (dB)	Directividad (dB)	VSWR de entrada (:1)	VSWR de salida (:1)	Potencia en el punto de 1dB de compresión (dBm)	IP3 (dBm)	NF (dB)
0.3	11.68	8.13	1.26	1.96	10.56	24.86	-----
10	11.29	7.89	1.19	1.72	10.99	25.44	5.21
500	11.31	7.86	1.21	1.71	10.88	25.08	4.83
750	10.99	8.57	1.21	1.67	11.03	25.55	5.03
1000	11.03	8.23	1.20	1.57	11.54	26.40	5.04
2000	11.72	7.03	1.26	1.51	12.37	28.02	4.72
3000	11.94	6.45	1.22	1.35	12.01	27.22	4.79
4000	12.87	4.67	1.14	1.24	13.22	25.58	4.93
5000	12.86	4.55	1.19	1.47	13.04	22.99	4.90
6000	12.71	4.76	1.24	1.67	13.04	21.14	5.00
7000	12.45	5.00	1.20	1.67	13.03	20.91	5.02
8000	12.55	5.35	1.34	1.65	12.25	17.80	5.23
9000	11.85	5.87	1.62	1.72	11.18	16.77	5.35
10000	11.98	5.84	1.81	1.77	10.57	14.99	5.75
11000	12.16	5.61	1.73	1.71	10.20	14.11	5.77
11500	12.19	5.41	1.64	1.73	9.35	12.73	5.86
12000	11.86	5.44	1.55	1.72	8.37	12.38	5.95
12500	11.89	5.59	1.48	1.69	7.78	12.27	5.96
13000	11.87	5.65	1.39	1.64	7.18	11.60	6.15
14000	11.41	5.97	1.19	1.39	6.98	10.94	6.19

Tabla 3.4 Tabla de características de operación del amplificador de potencia a 25°C [3].

3.1.1.4 Generador de señal de RF

El generador de señales de RF como el ilustrado en la figura 3.7 fue el que se utilizó para generar la señal portadora (LO) en el dominio del tiempo. El generador es para cualquier propósito relacionado con señales de RF y cualquier aplicación de manufactura, servicio, investigación desarrollo y fines educativos. El rango de frecuencias en el que trabaja va desde los 9KHz hasta los 3GHz con un nivel de potencia ajustable desde -127dBm hasta 20 dBm. El equipo puede generar señales con modulación de amplitud (AM), de frecuencia (FM), de fase (PM) y modulación de pulsos. Además, la salida del generador de RF tiene una impedancia de 50Ω.



Figura 3.7 Generador de señales RF, marca Agilent, modelo N9310A.

3.1.1.5 Generador de señal de información

El generador de señales que se muestra en la figura 3.8, es el que se utilizó para generar señales de información senoidales en el dominio del tiempo y permitió además realizar las pruebas correspondientes a la modulación de RF. Sus principales aplicaciones son la

realización de pruebas y diseño electrónico, simulación de sensores y de entrenamiento y educación. El valor máximo de frecuencia correspondiente a señales senoidales que puede generar el instrumento es de 240MHz, mientras que para generar cualquier otra señal arbitraria como la cuadrada es de 120MHz, con una amplitud de hasta 20Vpico-pico con una carga de 50Ω. Adicionalmente se pueden generar señales con diferentes formatos de modulación de amplitud (AM), frecuencia (FM), fase (PM), frecuencia (FSK) y por ancho de pulso PWM.



Figura 3.8 Generador de señal de información, marca Tektronix modelo AFG3251.

3.1.1.6 Analizador de espectros

El estudio de las señales de RF en el dominio de la frecuencia fue posible gracias al analizador de espectros Anritsu VNA Master MS2038C que se ilustra en la figura 3.9. Éste equipo fue de vital importancia para analizar los fenómenos de distorsión durante la prueba de señales de RF en conjunto con los componentes mencionados anteriormente. Entre las características más importantes del analizador de espectros es que trabaja desde los 9KHz hasta los 20GHz contando con detectores de pico, valores negativos, muestras y voltaje de valor cuadrático medio o RMS (del inglés, Root Mean Square). Es posible también utilizar hasta 6 marcadores para detectar picos y ver valores con precisión.



Figura 3.9 Analizador de espectros de Anritsu.

3.2 Modulación de RF con mezclador

Inicialmente se propuso estudiar al mezclador de RF pasivo, que es el componente cuya función es multiplicar dos señales de entrada (información y portadora) y generar una señal de RF con la información trasladada a la frecuencia de la señal portadora. Para

estudiar en forma experimental el comportamiento del mezclador, se realizaron pruebas con ambos generadores de señales para introducir la señal portadora (LO) y la señal de información (IF) a las entradas de mezclador de RF.

El diagrama esquemático del circuito a analizar se muestra en la figura 3.10. Como se puede observar, en los puertos de entrada del mezclador se conectan las señales (información y portadora) que provienen de las salidas de los generadores de funciones. El puerto de salida del mezclador se conectó al analizador de espectros para monitorear la señal de salida en el dominio de la frecuencia. Por otra parte, en la figura 3.11 se presenta una imagen del espacio de trabajo con el circuito armado y funcionando.

Se realizaron las pruebas con diferentes combinaciones de valores de frecuencia tanto en la señal portadora como en la señal de información. En la tabla 3.5 se enlistan dichas combinaciones de frecuencias.

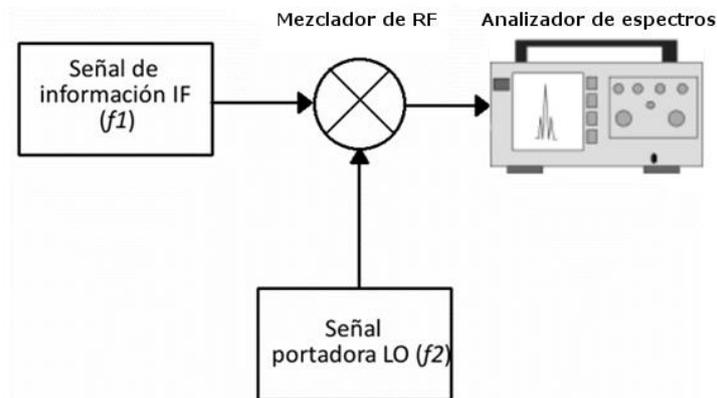


Figura 3.10 Diagrama esquemático de modulación de RF: Conversión ascendente [10].

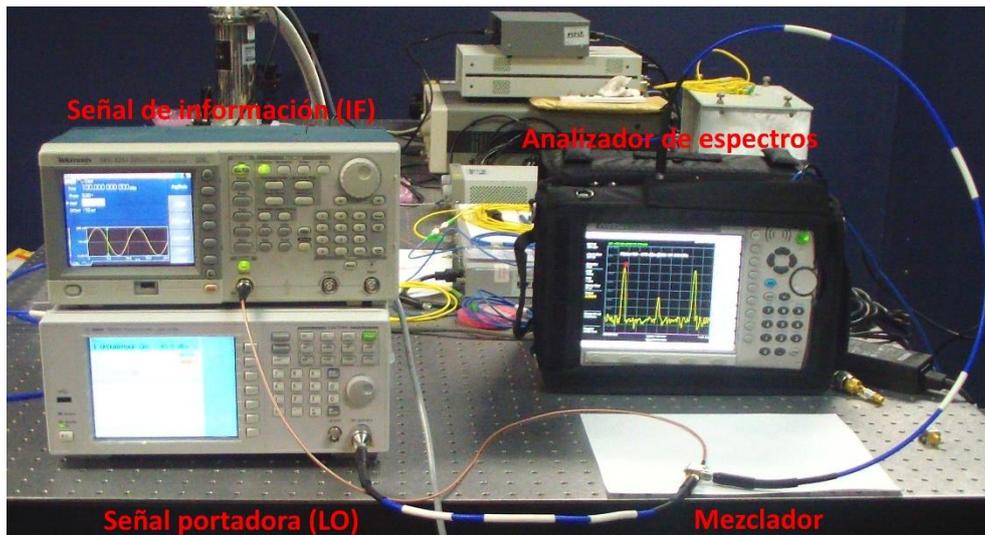


Figura 3.11 Circuito mezclador armado y espacio de trabajo.

Frecuencia de portadora (GHZ)	Frecuencia de señal de información (MHZ)
Senoidal	Senoidal
1	100
	200
	240
2	100
	200
	240
3	100
	200
	240

Tabla 3.5. Lista de combinaciones de LO e IF.

3.2.1 Análisis de funcionamiento con señal IF senoidal

Después de realizar la conexión y de establecer los parámetros de operación en ambos generadores, se tomaron los datos de las gráficas para las distintas combinaciones y se analizaron los principales fenómenos descritos en el capítulo II.

Para la primera prueba se generó una señal portadora de 1 GHz de frecuencia y una señal de información senoidal de 100MHz de frecuencia, estableciendo una potencia de 0 dBm (que equivale a 0.224V) pico a pico en ambos generadores.

Tanto la forma de onda senoidal de información como la señal portadora se pueden expresar de la siguiente manera:

$$V_{IF}(t) = V_{cd} + A_1 \cos(2\pi f_{IF}t + \theta_1) \quad (3.1)$$

$$V_{LO}(t) = V_{cd} + A_2 \cos(2\pi f_{LO}t + \theta_2) \quad (3.2)$$

En donde, V_{IF} es la señal de información, V_{LO} la señal portadora, V_{cd} es el voltaje de corriente directa que se encuentra en la frecuencia de 0Hz; A_1 y A_2 representa la amplitud de cada señal senoidal; f_{IF} y f_{LO} son la frecuencia intermedia y la frecuencia de la portadora respectivamente; y θ es el ángulo o fase de la señal, el cual siempre fue preestablecida como 0° , por eso es que se desprecia.

La salida del mezclador no lineal será de la forma:

$$V_{sal}(t) = AV_{ent} + BV_{ent}^2 + CV_{ent}^3 \quad (3.3)$$

La señal de entrada de la ecuación no lineal será:

$$V_{ent}(t) = V_{IF}(t) + V_{LO}(t) \quad (3.4)$$

Entonces se generará la siguiente señal de salida del mezclador:

$$\begin{aligned}
 V_{sal}(t) = & A[V_{cd} + A_1\text{sen}(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2\text{sen}(2\pi f_2 t)] \\
 & + B[V_{cd} + A_1\text{sen}(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2\text{sen}(2\pi f_2 t)]^2 \\
 & + C[V_{cd} + A_1\text{sen}(2\pi f_1 t) + V_{cd} + A_2\text{sen}(2\pi f_2 t)]^3
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

De la respuesta anterior se observa la generación de armónicos debido al comportamiento no lineal del dispositivo. En un principio se comprobó que el mezclador cumplía con su esperada respuesta. Y efectivamente, como se puede apreciar en la figura 3.12, se observa que tenemos la amplitud de la portadora en 1 GHz junto con dos amplitudes mayores al lado izquierdo y derecho que corresponden a una desviación de frecuencia de 100 MHz debido a la señal de información. Además, se observaron otros armónicos con frecuencias más elevadas. Estos armónicos representan a los productos cruzados y armónicos de las frecuencias fundamentales y de orden superior que se generan debido a las no linealidades que presenta el sistema electrónico del mezclador. Éstas no linealidades son las que provocan la distorsión de intermodulación de la señal de salida que se obtiene.

En la tabla 3.6 se observa en qué frecuencias se distribuyen tanto los productos de intermodulación como los armónicos de segundo orden.

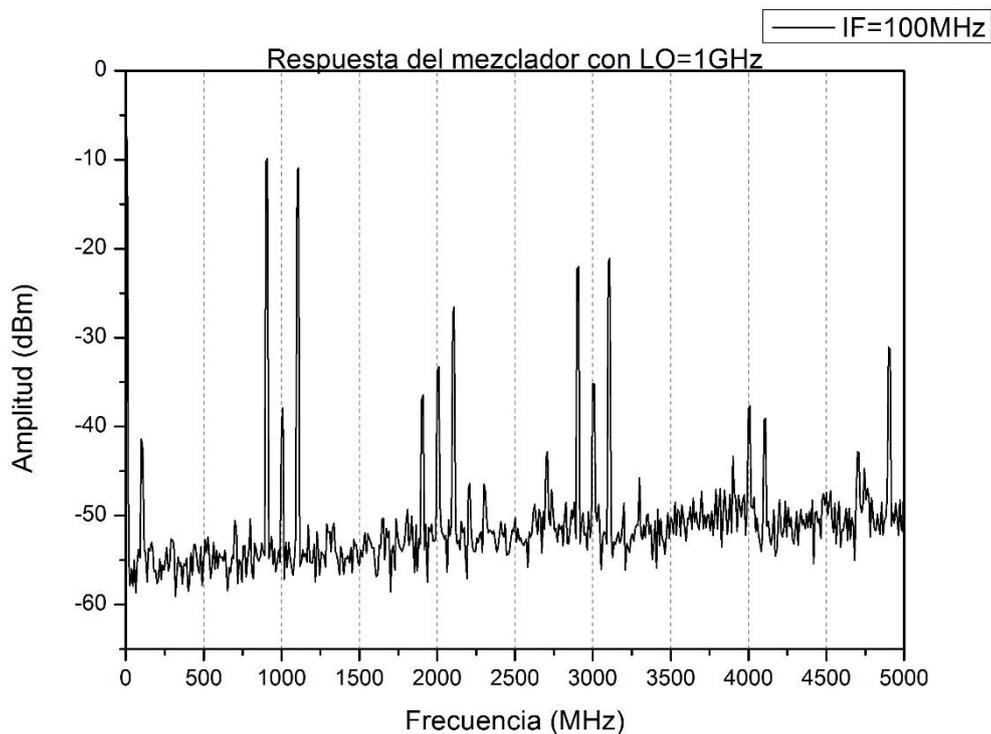


Figura 3.12 Respuesta del mezclador en frecuencia con LO=1GHz e IF=100MHz con 0 dBm de potencia.

Frecuencia	Potencia de salida del mezclador (dBm)	Productos de intermodulación y armónicos
0Hz	-17.5	V_{cd}
100MHz	-41.42	f_{IF}
0.9 GHz	-10.20	$f_{LO} - f_{IF}$
1 GHz	-39.58	f_{LO}
1.1 GHz	-10.97	$f_{LO} + f_{IF}$
1.9 GHz	-36.48	$2f_{LO} - f_{IF}$
2 GHz	-33.31	$2f_{LO}$
2.1 GHz	-26.58	$2f_{LO} + f_{IF}$
2.9 GHz	-22.05	$3f_{LO} - f_{IF}$
3 GHz	-49.52	$3f_{LO}$
3.1GHz	-21.13	$3f_{LO} + f_{IF}$
3.9 GHz	-43.35	$4f_{LO} - f_{IF}$
4 GHz	-37.70	$4f_{LO}$
4.1 GHz	-39.06	$4f_{LO} + f_{IF}$

Tabla 3.6 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador.

Para realizar una comparación de las distintas respuestas del mezclador a diferentes frecuencias de información senoidal, se utilizó una misma frecuencia de portadora LO de 1GHz y se hizo variar la señal de información senoidal como se propuso en la sección anterior.

En la figura 3.13 se observan las tres respuestas del mezclador a diferentes frecuencias de información senoidal. En 0 Hz se observa una amplitud de -5 dB de potencia de corriente directa (V_{cd}). Los tres primeros armónicos ubicados en 100, 200 y 240 MHz representan a las frecuencias de las tres señales de información senoidal. Después tenemos la amplitud de la señal portadora en 1GHz y los picos de amplitud a los costados que se van desplazando de acuerdo al valor de frecuencia de la señal de información.

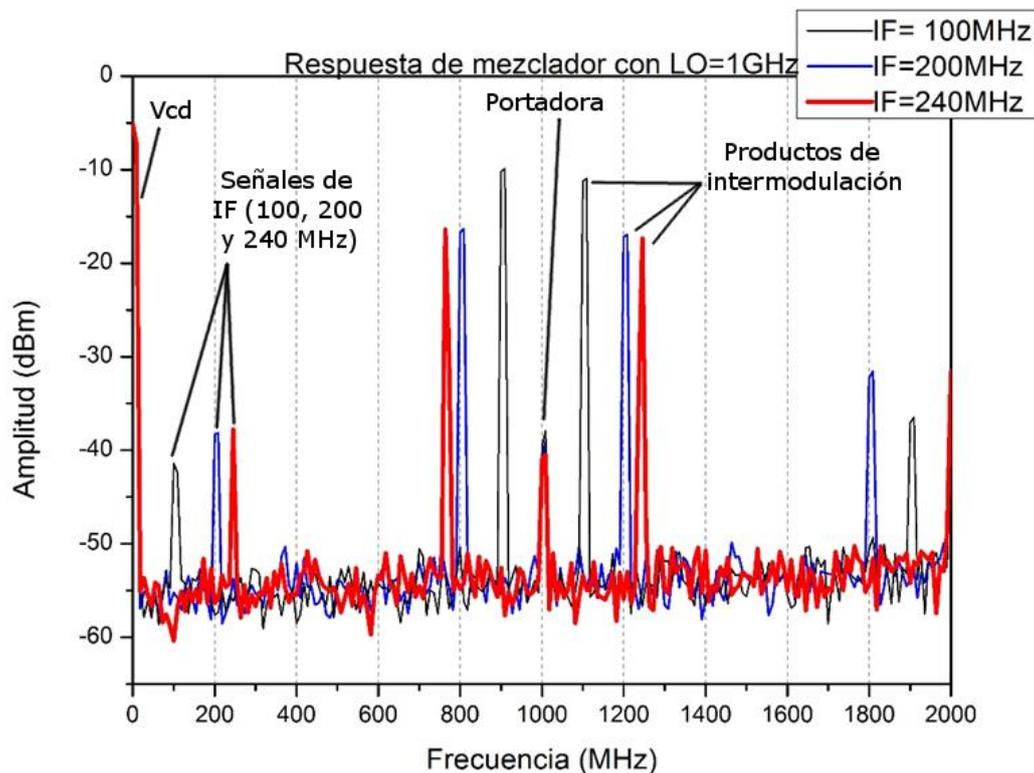


Figura 3.13 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con LO=1GHz de las tres frecuencias de información senoidal: 100MHz (negro), 200MHz (azul) y 240MHz (rojo) con 0 dBm de potencia. Se indica el término de corriente directa (Vcd), las señales de IF, la portadora y los productos de intermodulación.

En la figura 3.14 se muestra una gráfica comparativa en donde se tienen tres respuestas del mezclador, cada una con diferente frecuencia de portadora (1, 2 y 3GHz) y con la misma frecuencia de señal de información IF=100MHz. Ambos generadores fueron preestablecidos para generar la señal con una amplitud de 0 dBm.

Se puede observar que las señales fundamentales se encuentran ubicadas en las frecuencias correctas, así como también las bandas laterales (superior e inferior) de cada portadora.

Así mismo, los armónicos se ven desplazados por la variación en la frecuencia de la portadora. Se puede observar que, de la misma manera, se han desplazado los productos cruzados y armónicos generados por las frecuencias fundamentales.

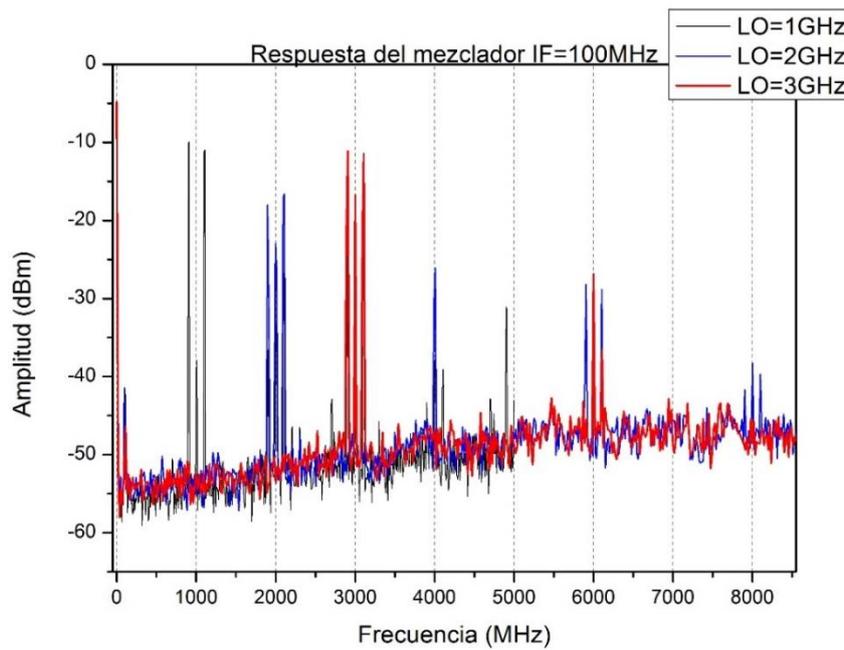


Figura 3.14 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=100MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo).

Se observa en la figuras 3.15 y 3.16 el cambio en la respuesta de los mezcladores a señales de información IF de 200 y 240MHz. Aquí se incluyen las gráficas comparativas de dichas respuestas a diferentes valores de frecuencia de la señal de la portadora LO. Se observa cómo aumenta la diferencia de frecuencia (Δf) entre la señales portadoras y las bandas laterales de información.

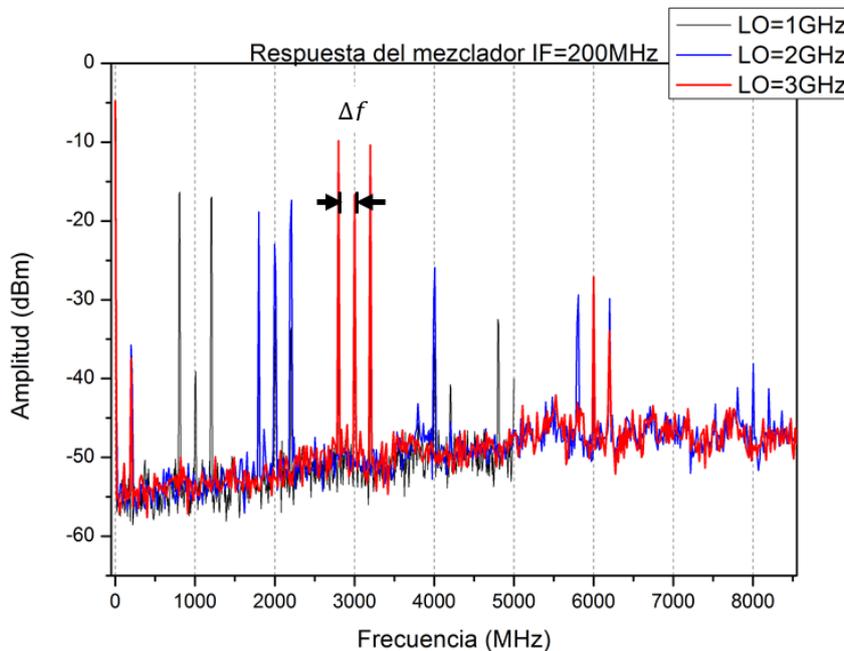


Figura 3.15 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=200MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo). Se indica el aumento en la diferencia de frecuencia entre portadoras y señales de información (Δf).

También se observa que la potencia de los armónicos de la señales portadoras aumentó en su magnitud conforme fue creciendo la frecuencia de la misma. Lo anterior se debe a que las pérdidas de conversión del mezclador varían a diferentes frecuencias de la portadora de información.

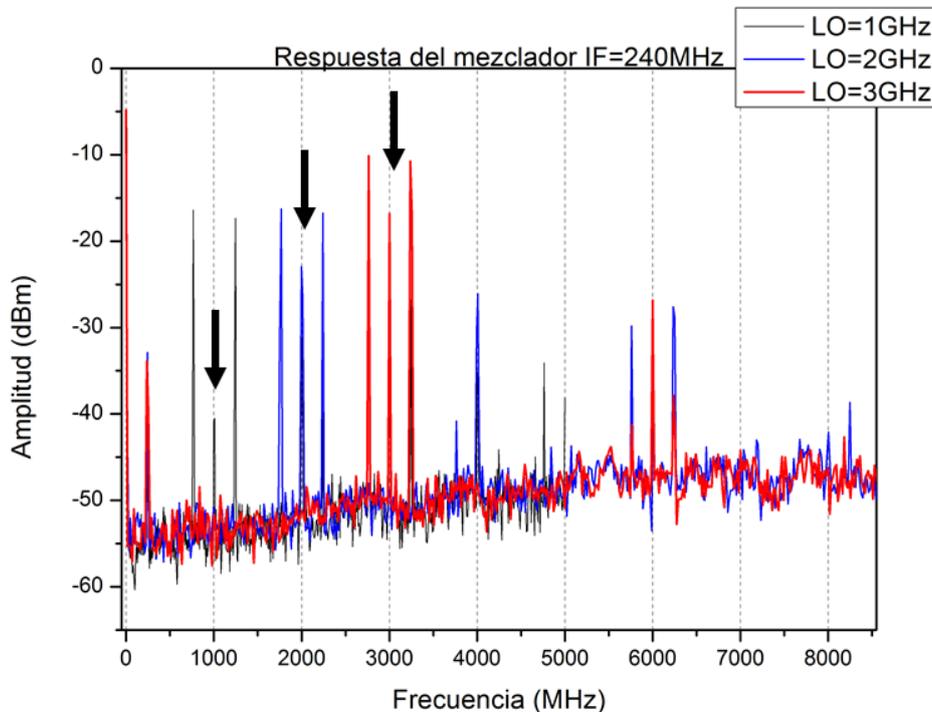


Figura 3.16 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=240MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo). Las flechas indican el aumento de amplitud en portadoras de información.

Para realizar el cálculo de los parámetros más importantes que describen el comportamiento de un mezclador, se utilizó la gráfica de la respuesta del mezclador en el dominio de la frecuencia con una amplitud de señales de 0 dBm. Se escogió la gráfica con las frecuencias de LO (3 GHz) e IF (240 MHz) debido a que representan la capacidad máxima de los generadores de señales y además, porque la diferencia en frecuencia entre la fundamental más las dos bandas de información y los armónicos de distorsión es muy grande, y por lo tanto, es más fácil de eliminar éstos últimos con el uso de un filtro.

En la figura 3.17 se observa la gráfica que contiene la portadora (3 GHz), sus dos bandas laterales (240 MHz), la distorsión de armónica y los productos cruzados generados a mayores frecuencias. También se señala la relación señal a ruido (S/N) de la banda lateral superior de información, cuya magnitud se utilizará para realizar el cálculo de la figura de ruido en dicha banda lateral.

Para la figura de ruido (NF), se requirió la relación señal a ruido (S/N) tanto de la señal de IF de entrada como la de salida de RF del mezclador. Entonces se tomó la potencia del

armónico de IF de entrada al mezclador y la potencia de ruido, cuya diferencia representa la relación señal a ruido (S/N), véase la figura 3.18.

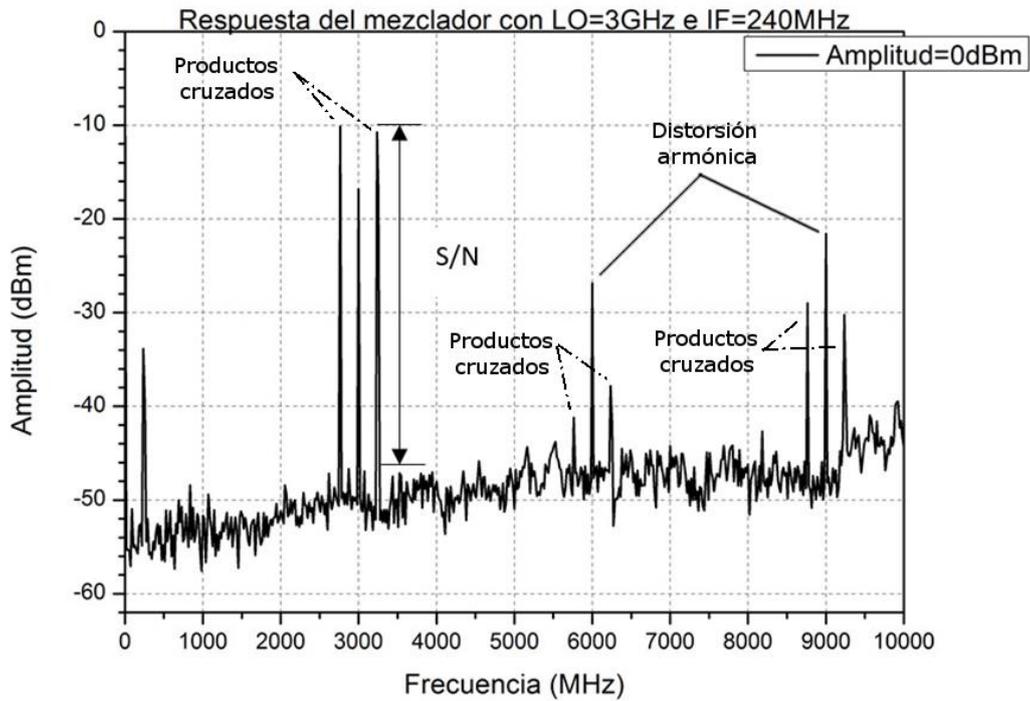


Figura 3.17 Respuesta del mezclador con LO=3GHz e IF=240MHz y una amplitud de las señales de los generadores de 0 dBm. Se indican la distorsión armónica y los productos cruzados generados por la distorsión de intermodulación.

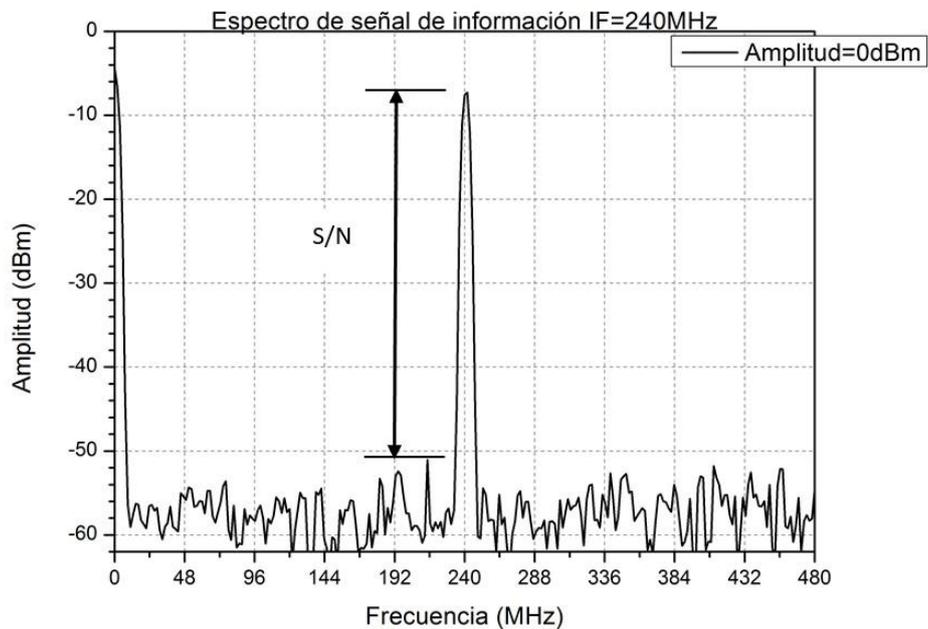


Figura 3.18 Respuesta de la señal de información senoidal de IF=240MHz en el dominio de la frecuencia. Con una amplitud de 0 dBm preestablecida en el generador de funciones. Se ilustra la relación señal a ruido del armónico de la señal de información

Para calcular la figura de ruido en la banda lateral superior de información se utilizó la siguiente expresión:

$$NF = 10 \log \left(\frac{\frac{S}{N}_{IF \text{ de entrada}}}{\frac{S}{N}_{IF \text{ de salida}}} \right) \quad (3.6)$$

$$NF = 10 \log \left(\frac{\frac{-7.59 \text{ dBm}}{-52.4 \text{ dBm}}}{\frac{-10.73 \text{ dBm}}{-47.36 \text{ dBm}}} \right) \quad (3.7)$$

Se sustituyeron los valores dados en dBm y se convirtieron en mili watts con la ayuda de la expresión $P_{(mW)} = 1 \text{ mW} \cdot 10^{(P(\text{dBm})/10)}$, y se comprobaron los valores con una tabla de equivalencia de valores dBm-Watts:

$$NF = 10 \log \left(\frac{\frac{0.174 \text{ mW}}{0.005 \text{ uW}}}{\frac{0.084 \text{ mW}}{0.018 \text{ uW}}} \right) = 8.72 \text{ dB} \quad (3.8)$$

Para obtener la pérdida de conversión en la misma banda lateral superior de IF, se hizo el siguiente cálculo. La relación entre la potencia de la señal de información IF de entrada y la potencia de la banda lateral superior que representa a la señal de IF en la salida de RF del mezclador:

$$L_c = 10 \log \left(\frac{P_{IF \text{ de entrada}}}{P_{IF \text{ de salida}}} \right) \quad (3.9)$$

Recordamos que la potencia de entrada de IF fue establecida en 0 dBm, sin embargo, se puede observar que el valor real de potencia es -7 dBm, véase la figura 3.18.

$$L_c = 10 \log \left(\frac{-7 \text{ dBm}}{-10 \text{ dBm}} \right) \quad (3.10)$$

Se sustituye la equivalencia anterior en mili watts:

$$L_c = 10 \log \left(\frac{0.199 \text{ mW}}{0.1 \text{ mW}} \right) = 2.98 \text{ dB} \quad (3.11)$$

En la tabla 3.7 se enlistan los parámetros de entrada, de salida y las características de transferencia más importantes en éste ejemplo de mezcla de RF. Algunos parámetros fueron tomados de valores típicos proporcionados por la hoja de especificaciones del mezclador.

Parámetros de entrada	Potencia de LO	0 dBm
	Rango de frecuencia de LO	1-3 GHz
	VSWR de LO	1.4:1
	Rango de frecuencia de IF	100-240 MHz
	VSWR de IF	1.5:1
Parámetros de salida	Rango de frecuencia de RF	240-9240 MHz
	VSWR de RF	1.4:1
Parámetros de transferencia	Pérdidas de conversión (en banda superior de IF)	2.98 dB
	Figura de ruido (en banda superior de IF)	8.72 dB
	Aislamiento LO-a-RF	28.19 dB
	Aislamiento LO-a-IF	21.52 dB
	Punto de compresión 1dB	+1 dBm
	Punto de intersección	12dBm

Tabla 3.7 Tabla de parámetros de comportamiento del mezclador de RF con IF senoidal.

Otro factor importante a considerar es la distorsión no lineal cuando se varía la amplitud de las señales de los generadores de señales. En este caso, en la figura 3.19 se observa cómo se generan armónicos no deseados que pertenecen a la distorsión armónica y a la distorsión de intermodulación. Mientras que en la gráfica con amplitudes de 10 dBm se tiene las dos bandas laterales de información amplificadas, también se tienen armónicos no deseados que deberán filtrarse posteriormente. En su contraparte, en la gráfica con 0dBm se tienen bandas de información con menor potencia, sin embargo no se tienen los armónicos no deseados causados por la distorsión no lineal. Es aquí donde se busca obtener un balance entre la potencia de la señal transmitida y su fidelidad.

Otro detalle importante, es que, los productos de intermodulación de la gráfica con 0 dBm son más fáciles de filtrar puesto que la diferencia en frecuencia entre las señales deseadas y las no deseadas es mayor que en la gráfica con 10dBm.

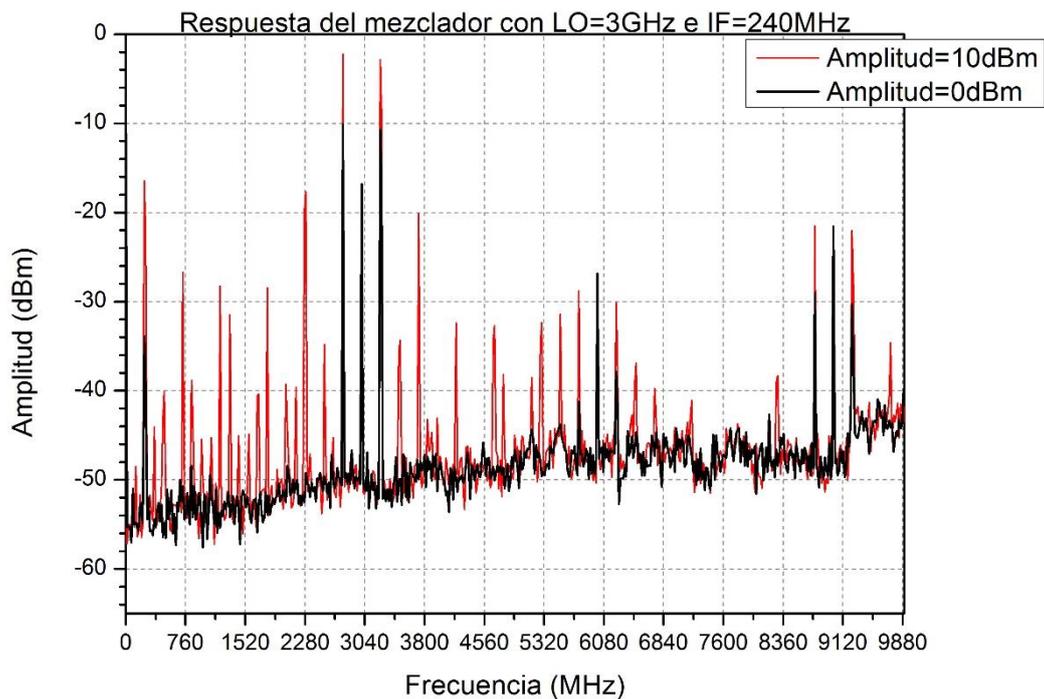


Figura 3.19 Grafica comparativa de la respuesta del mezclador con LO=3GHz e IF=240MHz y una variación en la amplitud de las señales de los generadores desde 0 dBm (negro) a 10 dBm (rojo).

3.3 Filtraje en el proceso de modulación de RF

En ésta etapa experimental y como se ilustra en la figura 3.20, el generador de RF y el generador de señales se conectaron al puerto de LO y al puerto IF del mezclador respectivamente. La salida del mezclador de RF se conectó a una entrada del filtro pasa banda, mientras que la otra entrada de éste, se conectó al analizador de espectros. Este subsistema permitió obtener una señal de RF limitada a la banda de paso del filtro, garantizando la atenuación de las señales fuera del ancho de banda asociado a dicho dispositivo. De la misma manera que en la etapa experimental anterior, se hicieron pruebas con señal de información senoidal.

En la figura 3.21 se observa el circuito físico que se armó en laboratorio para suprimir aquellos armónicos que se ubican fuera del ancho de banda de operación del filtro.

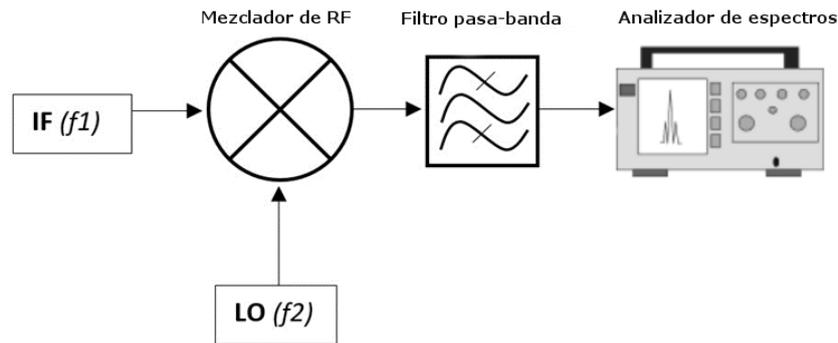


Figura 3.20 Diagrama esquemático de modulación de RF con filtro pasa banda: Conversión ascendente [10].



Figura 3.21 Circuito mezclador + filtro pasa banda armado.

3.3.1 Análisis de funcionamiento con señal IF senoidal

Para realizar una gráfica comparativa de la respuesta con filtro y sin filtro de la señal de salida de RF se tomaron los mismos parámetros para ambas pruebas. Para el circuito con filtro se utilizó una señal portadora de 2GHz con una frecuencia de señal de información senoidal de 240MHz y una amplitud de 0dBm al igual que en la prueba sin filtro. Se eligió la frecuencia portadora de 2GHz debido a que el filtro pasa banda tiene su banda de paso delimitada entre las frecuencias 1.73GHz y 2.27GHz.

Para esta etapa experimental, la idea es obtener la señal portadora y las dos bandas laterales de información. Para comprobar si lo anterior es posible, se realizó el cálculo de las frecuencias de las bandas laterales de información. Si tenemos una frecuencia de señal de información a 240 MHz y una frecuencia de 2 GHz de señal portadora, entonces la banda lateral inferior de información se calcula como $F_{BLI} = F_{LO} - F_{IF}$, por lo tanto, estará ubicada en $F_{BLI} = 2000MHz - 240MHz = 1760MHz$ ó $1.76GHz$. Mientras que la banda lateral superior se calcula como $F_{BLS} = F_{LO} + F_{IF}$, por lo tanto, se ubicará en $F_{BLS} = 2000MHz + 240MHz = 2240MHz$ ó $2.24GHz$. En donde F_{BLI} es la frecuencia de la banda lateral inferior de información, F_{BLS} la frecuencia de la banda lateral superior

de información, F_{LO} La frecuencia de la señal portadora de información y F_{IF} la frecuencia de la señal de información senoidal.

Del resultado anterior se observa que ambas frecuencias (bandas laterales) se encuentran dentro de la banda de paso del filtro pasa banda. Por consiguiente, se puede esperar que los armónicos no deseados serán atenuados excepto las bandas de información y la portadora.

En la figura 3.22 (a) se ilustra únicamente la respuesta del mezclador, la señal portadora, las dos bandas laterales y los armónicos no deseados generados por la distorsión de amplitud, son las componentes de frecuencias que están presentes en la salida. Por otra parte la figura 3.22 (b), muestra la señal de salida del filtro. Aquí se observa que los armónicos generados por las no linealidades del mezclador son eliminados o suprimidos y que la señal portadora y sus dos bandas laterales son los únicos términos que están presentes. Esto se debe a que se encuentran en la banda de paso del filtro pasa banda. En la tabla 3.8 se pueden observar las amplitudes tanto de la respuesta del mezclador sin filtro como de la respuesta del mezclador con filtro y sus correspondientes frecuencias representativas tanto de los productos cruzados como de las distorsiones de intermodulación.

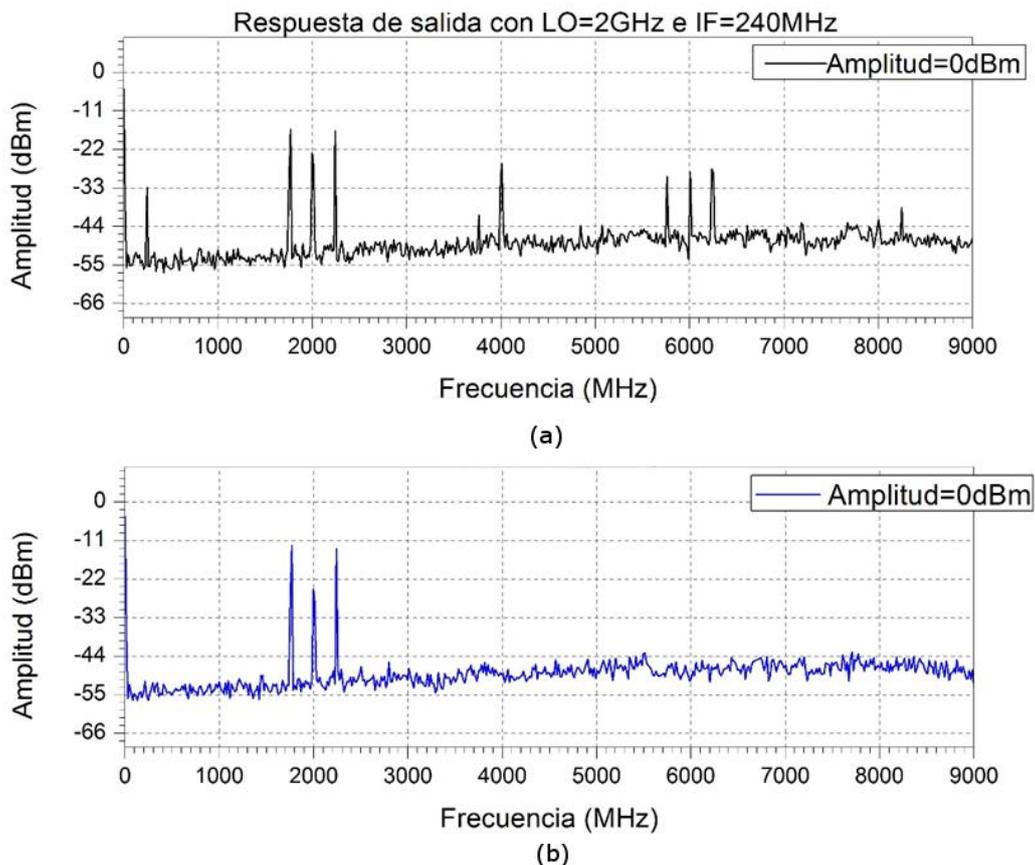


Figura 3.22 Grafica de respuesta del mezclador con los siguientes parámetros: LO=2GHz, IF=240MHz y Amplitud=0dBm. (a) Gráfica de respuesta sin filtro pasa banda. (b) Gráfica de respuesta con filtro pasa banda.

Frecuencia	Potencia de salida sin filtro	Potencia de salida con filtro	Productos de intermodulación y armónicos
0Hz	-4.79 dBm	-4.17 dBm	V_{cd}
240MHz	-32.92 dBm	-	f_{IF}
1.7 GHz	-16.30 dBm	-12.38 dBm	$f_{LO} - f_{IF}$
2 GHz	-22.98 dBm	-28.66 dBm	f_{LO}
2.24 GHz	-16.77 dBm	-13.35 dBm	$f_{LO} + f_{IF}$
3.76 GHz	-40.83 dBm	-	$2f_{LO} - f_{IF}$
4 GHz	-26.11 dBm	-	$2f_{LO}$
4.24 GHz	-47.55 dBm	-	$2f_{LO} + f_{IF}$
5.76 GHz	-29.83 dBm	-	$3f_{LO} - f_{IF}$
6 GHz	-28.48 dBm	-	$3f_{LO}$
6.24GHz	-28.83 dBm	-	$3f_{LO} + f_{IF}$
7.76 GHz	-44.59 dBm	-	$4f_{LO} - f_{IF}$
8 GHz	-42.10 dBm	-	$4f_{LO}$
8.24 GHz	-38.68 dBm	-	$4f_{LO} + f_{IF}$

Tabla 3.8 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador sin filtro y con filtro

Para la respuesta con filtro usando los mismos parámetros se hace variar la amplitud de la señal de información de 0 a 10dBm. El cambio en la respuesta en el dominio de la frecuencia se puede observar en la figura 3.23. Se observa que, si bien, las amplitudes de las bandas laterales de información se amplificaron aproximadamente 10dBm y la señal portadora alrededor de 2dBm, también surgieron armónicos atenuados alrededor de los 1500MHz y los 2500MHz que son causados por la distorsión de intermodulación de tercer orden del sistema. Sin embargo, se puede comprobar que las frecuencias de corte del filtro pasa banda se cumplen correctamente. También se observa un comportamiento más lineal en la señal con 0dBm de potencia en la señal portadora.

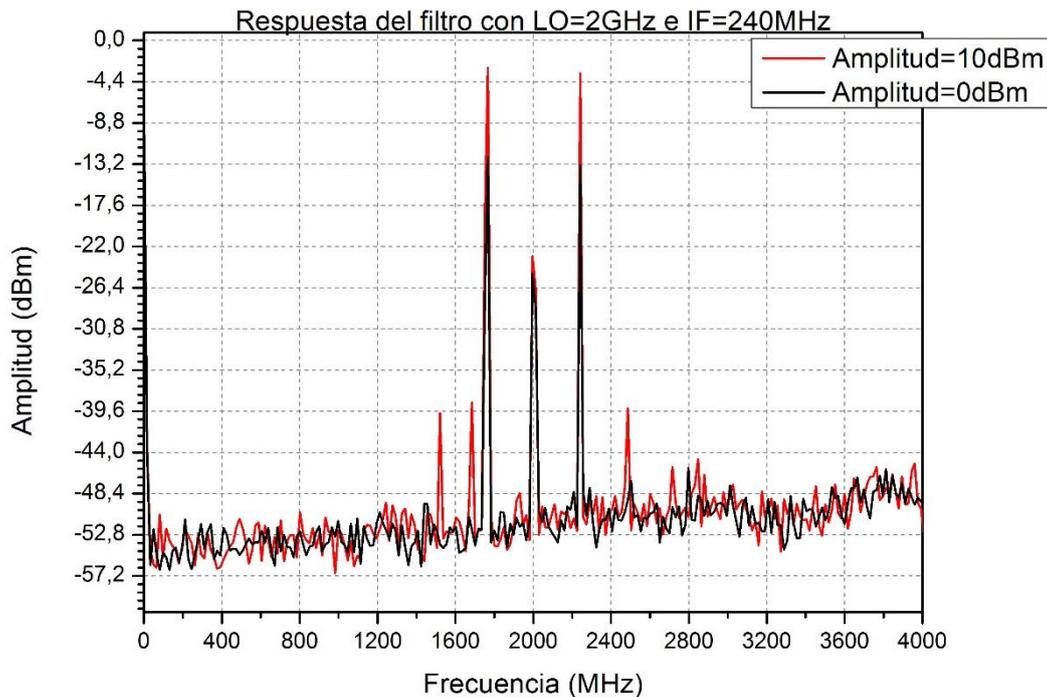


Figura 3.23 Respuesta del mezclador con filtro con variación de amplitud de 0dBm (negro) y 10dBm (rojo) de la señal de información senoidal.

3.4 Análisis de distorsión de amplificadores de potencia

Para analizar el comportamiento del amplificador de potencia se propusieron dos etapas experimentales: una con un solo tono de radio frecuencia en la entrada y otra con el uso de mezclador de señal portadora y señal de información senoidal. Las especificaciones del amplificador se pueden encontrar en la sección de equipo e instrumentación.

Para realizar las pruebas correspondientes con el amplificador de potencia de RF, se utilizó una fuente de voltaje KEYSIGHT E3630A para alimentarlo, el cual cuenta con una capacidad de alimentación de corriente directa desde 0 hasta 20V, véase la figura 3.24.

Como el dispositivo amplificador de potencia cuenta con una capacidad máxima de 12V de entrada, se aplicó un voltaje de aproximadamente 9.20V para no dañarlo.



Figura 3.24 Fuente de voltaje de 0-20V.

3.4.1 Análisis con un tono de radio frecuencia

Tomando en cuenta que el amplificador de potencia es un dispositivo no lineal, el comportamiento esperado durante ésta prueba usando un solo tono de radio frecuencia es que se tendrá una distorsión armónica debido a que el voltaje en la salida es representado por:

$$V_{sal}(t) = AV_{ent} + BV_{ent}^2 + CV_{ent}^3 \quad (3.12)$$

La señal de tono de radio frecuencia senoidal se puede expresar como:

$$V_{LO}(t) = V_{cd} + A_2 \text{sen}(2\pi f_{LO}t + \theta_2) \quad (3.13)$$

En donde V_{LO} es la señal portadora, V_{cd} es el voltaje de corriente directa que se encuentra en la frecuencia de 0Hz; A_2 es la amplitud; f es la frecuencia de la señal y θ es el ángulo o fase de la señal, el cual siempre fue preestablecida como 0° , por eso es que se desprecia.

Por consiguiente se tendrá la siguiente respuesta no lineal a la salida del mezclador:

$$\begin{aligned} V_{sal}(t) = & A[V_{cd} + A_2 \text{sen}(2\pi f_{LO}t + \theta_2)] \\ & + B[V_{cd} + A_2 \text{sen}(2\pi f_{LO}t + \theta_2)]^2 \\ & + C[V_{cd} + A_2 \text{sen}(2\pi f_{LO}t + \theta_2)]^3 \end{aligned} \quad (3.14)$$

El diagrama esquemático de la figura 3.25 muestra cómo se realizó la conexión de la señal portadora a la entrada del amplificador de radio frecuencia, y la salida de este último al analizador de espectros. En la figura 3.26 se ilustra el amplificador de potencia, En cuyo puerto etiquetado como IN, corresponde el tono de frecuencia de entrada, mientras que en el puerto OUT se conectará al analizador de espectros para observar el espectro de frecuencias. Por último, se conectan el voltaje de corriente directa no mayor a 12 V con una punta (roja) de voltaje positivo y una punta (negra) de tierra a los pines etiquetados como +12VDC y GND respectivamente.

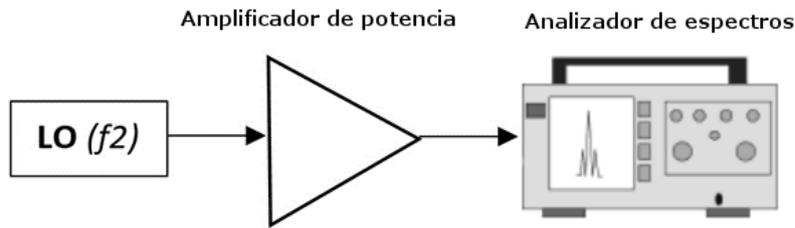


Figura 3.25 Diagrama esquemático de prueba de amplificador con un tono de RF [11].

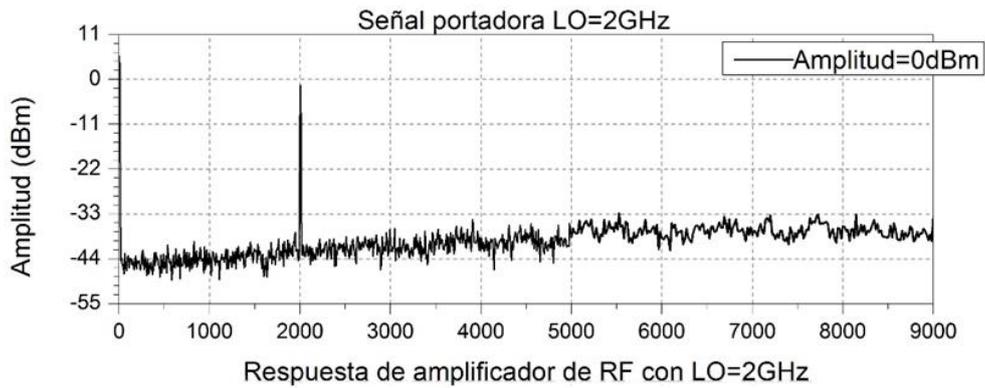


Figura 3.26 Circuito de tono de RF + amplificador armado

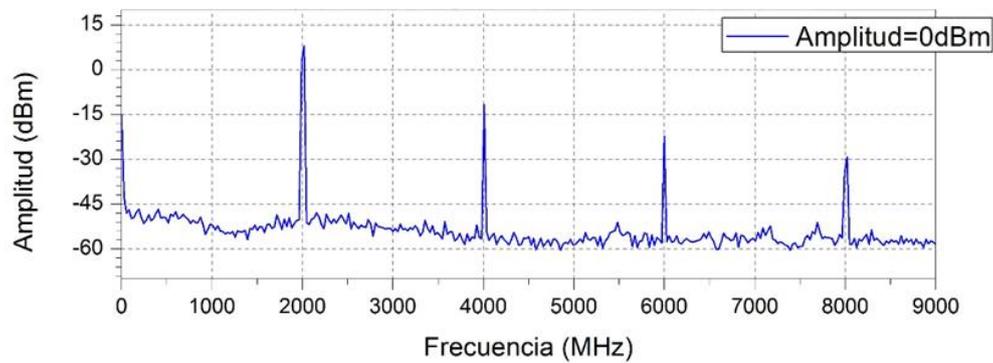
Para comparar las respuestas en el dominio de la frecuencia tanto de la señal portadora como del amplificador de radio frecuencia con la misma señal portadora, se propuso una gráfica comparativa. La señal portadora utilizada tiene una frecuencia de 2GHz con amplitud de 0 dBm. En la figura 3.27 (a) se observa la señal portadora no amplificada centrada en 2 GHz con una amplitud de -2 dB. En la figura 3.27 (b) se observa la respuesta en frecuencia de la misma señal portadora tras pasar por el amplificador de potencia con un voltaje de alimentación de 9.08V.

Se puede observar que la señal portadora contiene una corriente directa a 0Hz y el armónico fundamental a los 2GHz. Mientras que el amplificador de potencia muestra la corriente directa, el armónico fundamental y tres armónicos nuevos. Se puede comprobar el comportamiento no lineal que genera el amplificador de potencia.

En la tabla 3.9 se enlistan los valores de frecuencia con sus respectivos valores de potencia tanto de la gráfica sin amplificación como con amplificación. Se observa que en la señal fundamental se obtuvo una amplificación de 8.6 dBm, junto con la generación de tres armónicos de orden superior.



(a)



(b)

Figura 3.27 (a) Respuesta de la señal portadora LO=2GHz con 0dBm de amplitud y (b) respuesta no lineal del amplificador de potencia con LO=2GHz (azul) de entrada.

Frecuencia	Potencia de salida sin amplificador	Potencia de salida con amplificador	Armónicos
0Hz	-5.5 dBm	-15 dBm	V_{cd}
2GHz	-1.1 dBm	7.5 dBm	f_{LO}
4GHz	-	-10 dBm	$2f_{LO}$
6GHz	-	-17.5 dBm	$3f_{LO}$
8GHz	-	-30 dBm	$4f_{LO}$

Tabla 3.9 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta en frecuencia sin amplificador y con amplificador.

Para calcular el porcentaje de distorsión armónica total (DAT), se utiliza la siguiente fórmula:

$$\%DAT = 100 \times \frac{\text{Suma de potencia de armónicos superiores}}{\text{Potencia de señal fundamental}} \quad (3.15)$$

Al sustituir valores en la ecuación anterior:

$$\%DAT = 100 \times \frac{(-10dBm)+(-17.5dBm)+(-30dBm)}{7.5 dBm} \quad (3.16)$$

Al convertir los valores a mili watts, resulta:

$$\%DAT = 100 \times \frac{(0.1mW)+(0.017mW)+(0.001mW)}{5.623mW} = 2.099\% \quad (3.17)$$

Lo cual significa que solamente un 2% de la potencia se desperdicia en frecuencias no deseadas, distorsión. De la potencia total se salida, el 98% pertenece a la señal que se desea amplificar. Esto significa que es un amplificador de muy alta eficiencia [8].

3.4.1 Análisis con mezclador de RF

En esta etapa experimental se hicieron pruebas utilizando el mezclador de radiofrecuencia y un amplificador de potencia de RF.

Para analizar la respuesta del mezclador con amplificador de potencia, se establecieron los mismos parámetros de entrada de las señales portadora y de información con el objetivo de comparar los cambios y comportamientos con los diferentes subsistemas agregados.

Recordando que los amplificadores de potencia también son dispositivos no lineales, se puede esperar la distorsión armónica y la distorsión por intermodulación. Dicho comportamiento no lineal, varía según las características y especificaciones con las que cuenta el circuito del dispositivo y las condiciones de temperatura.

En la figura 3.28 se ilustra el esquema que se utilizó en el desarrollo de esta tesis. Como se puede ver, el esquema está configurado con un amplificador de potencia y un mezclador, ambos conectados en cascada.

En la figura 3.29 se ilustra el circuito físico. El generador de RF y el generador de señales se conectaron al puerto de LO y al puerto IF del mezclador respectivamente. La salida de RF del mezclador se conectó a la entrada del amplificador y la salida de este último, al analizador de espectros. Así mismo, se conectó la fuente de corriente directa con 8.04 V en los pines de +12VCD y de tierra (GND) del amplificador de potencia.

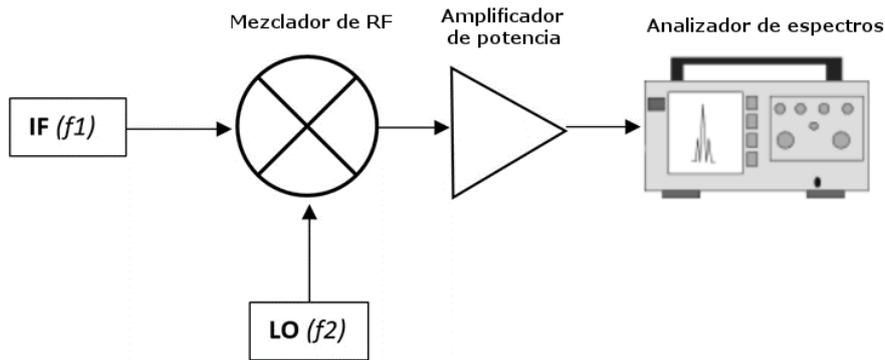
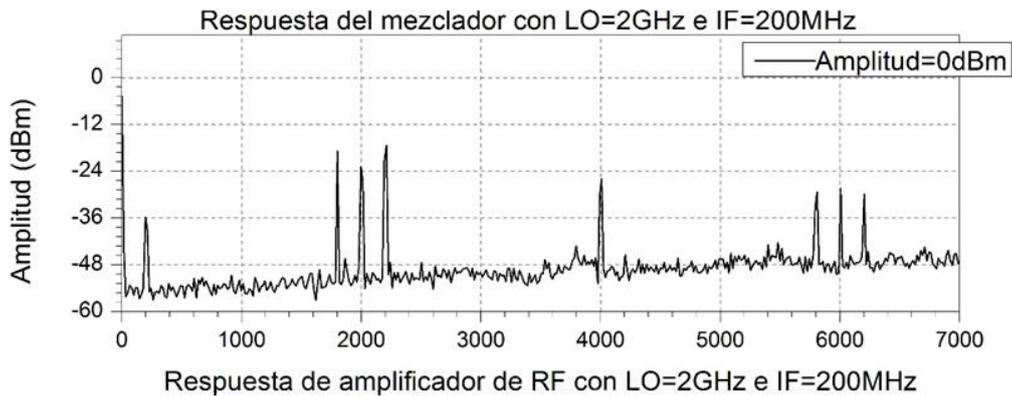


Figura 3.28 Diagrama esquemático de modulación de RF con amplificador de potencia: Conversión ascendente [11].

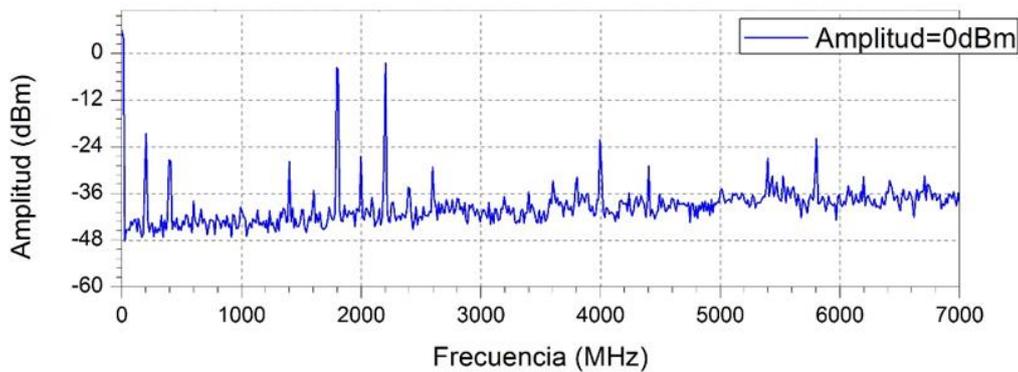


Figura 3.29 Circuito mezclador + amplificador de potencia RF armado.

Para comparar las respuestas en el dominio de la frecuencia tanto del mezclador sin amplificador como con amplificador de radio frecuencia se utilizaron la misma señal portadora y señal de información (ambas senoidales). En ambas pruebas se establecieron los mismos parámetros de señal portadora con valor de 2GHz con amplitud de 0 dBm y señal de información de 200MHz con amplitud de 0 dBm. El voltaje de alimentación del amplificador en este caso fue 8.04V. En la figura 3.30 (a) se ilustra la respuesta del mezclador sin la etapa de amplificación, mientras que en la figura 3.30 (b) se obtuvo la respuesta del mezclador seguido de la etapa de amplificación.



(a)



(b)

Figura 3.30 (a) Gráfica de la respuesta del mezclador sin amplificador y (b) respuesta del mezclador con amplificador. En ambas gráficas se utilizaron los mismos parámetros: LO=2GHz e IF=200MHz con amplitudes de 0 dBm

Al realizar una comparación entre la respuesta del mezclador sin amplificador y con amplificador, el cambio en la respuesta se hace más evidente en el caso con amplificador: se observa que el nivel de ruido junto con los picos de amplitud fueron amplificados. Además de esto, surgieron nuevos armónicos que agregan nuevamente un comportamiento no lineal característico del circuito del amplificador de potencia. Nuevamente podemos comprobar que, al momento de amplificar las señales que anteriormente fueron mezcladas, existe una distorsión armónica y de intermodulación.

En la figura 3.31 se ilustran ambas gráficas de mezclador con amplificador y sin amplificador, compartiendo los valores de sus ejes de amplitud contra frecuencia. En esta gráfica es más fácil apreciar el incremento en el nivel de ruido, así como también la generación de nuevos armónicos provocados por la distorsión no lineal.

En la tabla 3.10 se hace un listado de los valores de frecuencia de los armónicos y productos cruzados junto con sus picos de amplitud correspondientes, tanto del mezclador con amplificación como sin amplificación.

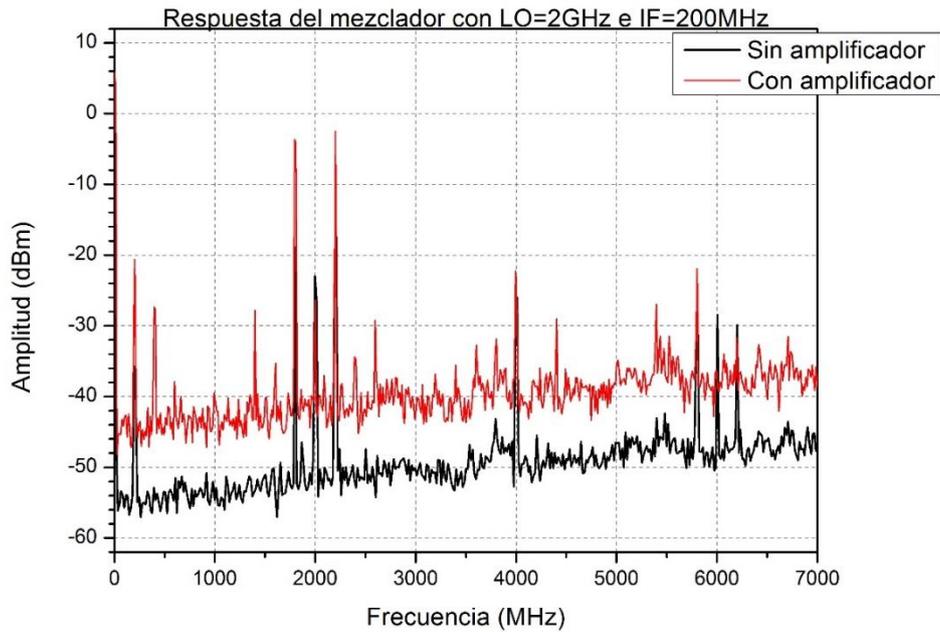


Figura 3.31 Respuesta del mezclador con LO=2GHz e IF=200MHz sin amplificador (negro) y con amplificador (rojo).

Frecuencia	Potencia de mezclador sin amplificador (dBm)	Potencia de mezclador con amplificador (dBm)	Productos de intermodulación y armónicos
0 Hz	-4.82	5.80	V_{cd}
200 MHz	-35.74	-20.63	f_{IF}
400 MHz	-	-27.70	$2f_{IF}$
1.4 GHz	-	-27.83	$f_{LO} - 3f_{IF}$
1.6	-	-35.30	$f_{LO} - 2f_{IF}$
1.8	-18.90	-4.15	$f_{LO} - f_{IF}$
2GHz	-26.76	-26.43	f_{LO}
2.2	-17.39	-2.52	$f_{LO} + f_{IF}$
2.4	-	-34.87	$f_{LO} + 2f_{IF}$
2.6	-	-37.5	$f_{LO} + 3f_{IF}$
3.6	-	-36.28	$2f_{LO} - 2f_{IF}$
3.8	-46.28	-31.86	$2f_{LO} - f_{IF}$
4GHz	-25.94	-22.25	$2f_{LO}$
4.2	-45.46	-38.53	$2f_{LO} + f_{IF}$
4.4	-	-29.02	$2f_{LO} + 2f_{IF}$
5.4	-	-26.98	$3f_{LO} - 3f_{IF}$
5.6	-	-34.76	$3f_{LO} - 2f_{IF}$
5.8	-29.4	-21.91	$3f_{LO} - f_{IF}$
6GHz	-28.43	-38.82	$3f_{LO}$
6.2	-29.87	-31.71	$3f_{LO} + f_{IF}$
6.4	-	-32.69	$3f_{LO} + 2f_{IF}$

Tabla 3.10 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador sin amplificador y con amplificador.

3.5 Análisis de distorsión de modulación de RF con filtro y amplificador

Para la última prueba experimental se agrupan todos los subsistemas que se han estudiado en uno solo para completar nuestro convertidor ascendente del bloque transmisor de RF. Éste es uno de los modelos más utilizados para procesar las señales de radio frecuencia para su posterior transmisión por el canal del sistema de comunicación.

En la figura 3.32 observamos el diagrama esquemático en el cual se realiza el proceso de modulación mediante el uso del mezclador de RF. Posteriormente se conecta al filtro pasa banda y en cascada el amplificador de potencia.

En la figura 3.33 observamos el circuito físico armado. En este circuito, el generador de RF y el generador de señales se conectó al puerto de LO y al puerto IF del mezclador respectivamente. El puerto de salida RF se conectó a un puerto del filtro pasa banda y el otro puerto de este último al puerto de entrada del amplificador de potencia. La salida del amplificador de potencia se conectó al analizador de espectros. Finalmente, el amplificador de potencia fue alimentado con 9.20 V por la fuente de corriente directa, conectando la punta positiva al pin de +12VDC y la punta negativa al pin de GND.

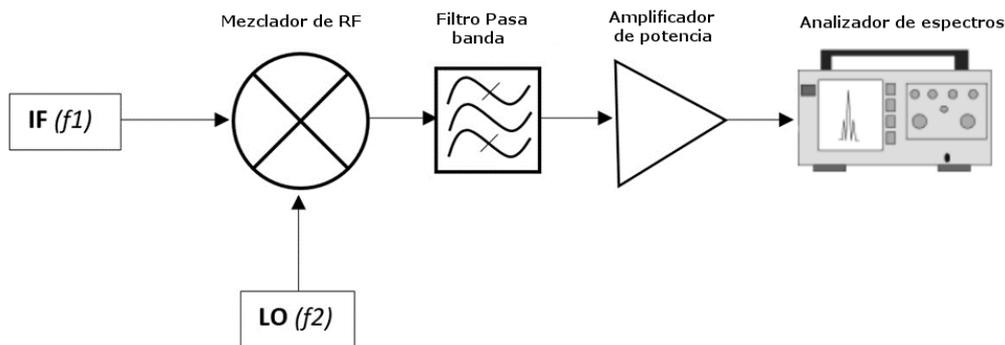


Figura 3.32 Diagrama esquemático del conjunto de subsistemas para la modulación de RF [10].



Figura 3.33 Circuito mezclador + filtro pasa banda + amplificador de potencia armado.

El comportamiento esperado en ésta prueba experimental es que se tenga una amplificación del armónico fundamental y las dos bandas laterales, suponiendo que se

tendrán nuevos armónicos (como en la prueba anterior) debido a que el bloque de amplificación se encuentra después del bloque del filtro pasa banda y éste último no atenúa los nuevos armónicos generados.

Con base a lo estudiado durante el capítulo II, se decidió realizar la transmisión de banda lateral única con portadora reducida, puesto que la distribución de potencia es más eficiente debido a las características de esta técnica de modulación. Para esto, se configuraron los parámetros de entrada (la frecuencia y amplitud de la portadora LO y de la señal de información IF), con la intención de que la banda lateral inferior fuera suprimida por el filtro pasa banda. De tal manera que se obtendrá la banda de lateral superior de información amplificada y la portadora reducida en cierto porcentaje.

A través de la interfaz del generador de RF, fue posible variar la frecuencia de la señal portadora hasta observar que en 1.37 GHz, la banda lateral inferior fue atenuada, más no en su totalidad; véase la figura 3.34 (a). Lo anterior se debe a que, la banda lateral inferior se encuentra en la frecuencia $f_{BLI} = f_{LO} - f_{IF} = 1.13 \text{ GHz}$, por lo tanto, se encuentra en la banda de rechazo del filtro pasa banda en donde la atenuación es de aproximadamente 30 dB. La portadora, ubicada en 1.37 GHz, se encuentra reducida puesto que la atenuación en ese punto está entre los 2.3 y 20 dB. La banda lateral superior se encuentra centrada en $f_{BLS} = f_{LO} + f_{IF} = 1.61 \text{ GHz}$, por tanto se atenúa alrededor de 3 dB. La gráfica de banda de paso y de rechazo del filtro, junto con los niveles de atenuación se puede consultar en la figura 3.4, en la sección de equipo e instrumentación. Además surgieron dos armónicos nuevos producidos por la respuesta no lineal del último bloque de amplificación.

Con el generador de RF, se ajustó la frecuencia de la portadora en la cual, la banda lateral inferior de información fue totalmente suprimida. Lo anterior se logró en la frecuencia de 1.3GHz de la portadora LO. La banda lateral inferior se encuentra en la frecuencia $f_{BLI} = f_{LO} - f_{IF} = 1.06 \text{ GHz}$, por lo que el filtro atenúa la señal más de 30 dB, eliminándola por completo. La señal portadora de 1.3 GHz, es atenuada alrededor de 10 dB. Y la banda lateral superior, centrada en $f_{BLS} = f_{LO} + f_{IF} = 1.54 \text{ GHz}$, se atenúa alrededor de 4 dB. Por tanto, la podemos observar en la figura 3.34 (b), que satisfactoriamente, la banda lateral inferior se eliminó puesto que quedó fuera de la banda de paso del filtro y se mostró una reducción de amplitud considerable de la señal portadora y una reducción insignificante de la banda lateral superior. Sin embargo, se generaron dos nuevos armónicos no deseados debido a la respuesta no lineal del amplificador. Para obtener una modulación AM de doble banda lateral con portadora suprimida, con los mismos parámetros de LO e IF, se debe hacer uso de un filtro con una banda de paso más estrecha

En la tabla 3.11 se muestran los valores de frecuencia de las componentes espectrales tanto con LO=1.37GHz como con LO=1.3GHz, y sus potencias correspondientes del circuito en cuestión.

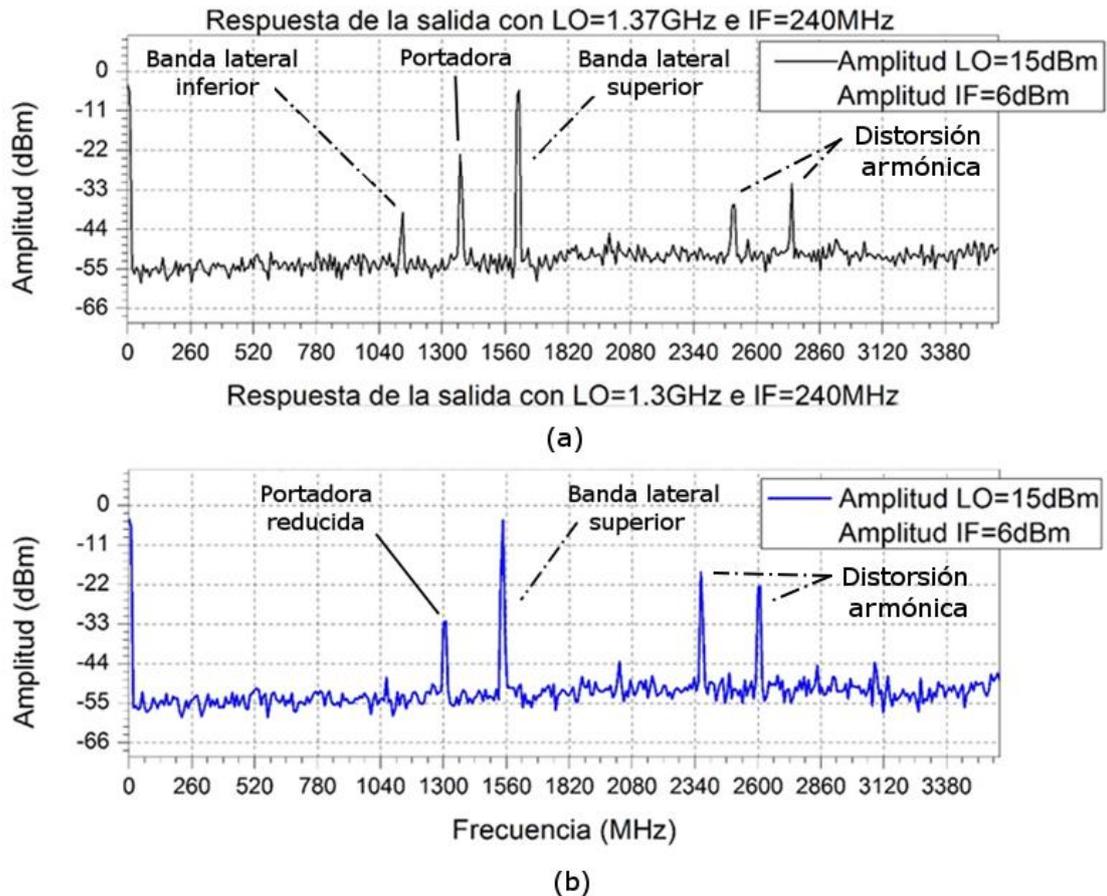


Figura 3.34 (a) Gráfica de la respuesta con LO=1.37 GHz e IF=240MHz con amplitudes de 15 y 6 dBm respectivamente. (b) Respuesta con LO=1.3 GHz e IF=240 MHz con amplitudes de 15 y 6 dBm respectivamente.

Frecuencia	Potencia de las componentes espectrales con LO=1.37	Productos de intermodulación y armónicos
0 Hz	-3.83 dBm	V_{cd}
1.13 GHz	-39.36 dBm	$f_{LO} - f_{IF}$
1.37 GHz	-23.22 dBm	f_{LO}
1.61 GHz	-5.3 dBm	$f_{LO} + f_{IF}$
2.5 GHz	-37.1 dBm	$2f_{LO} - f_{IF}$
2.74 GHz	-31.26 dBm	$2f_{LO}$
Frecuencia	Potencia de las componentes espectrales con LO=1.3GHz	Productos de intermodulación y armónicos
0 Hz	-3.79 dBm	V_{cd}
1.06 GHz	-	$f_{LO} - f_{IF}$
1.3 GHz	-32.17 dBm	f_{LO}
1.54 GHz	-4.02 dBm	$f_{LO} + f_{IF}$
2.36 GHz	-18.47 dBm	$2f_{LO} - f_{IF}$
2.6 GHz	-22.55 dBm	$2f_{LO}$

Tabla 3.11 Valores de frecuencia y potencia de los componentes espectrales de la respuesta con portadora LO=1.37 y con portadora LO=1.3GHz.

3.6 Simulaciones en Labview

Las herramientas que ofrece Labview, permiten realizar diseños de sistemas de comunicación con la ayuda de bloques que generan desde señales senoidales hasta señales arbitrarias en el dominio del tiempo. Además de observar dichas señales en el dominio del tiempo, es posible analizar las distintas respuestas en el dominio de la frecuencia. Las herramientas y utilidades que provee el programa de Labview son numerosas y pueden ser utilizadas para muchos tipos de diseños. En este caso se utilizará dicho programa para realizar los subsistemas de transmisión estudiados en la etapa experimental.

Las simulaciones realizadas se hicieron con los parámetros equivalentes a las mediciones más relevantes de la etapa experimental anterior. Además de esto, se simuló el modelo matemático del comportamiento no lineal de los subsistemas estudiados.

3.6.1 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia

Antes de realizar la simulación de la modulación AM, se hizo la prueba de no linealidad con un solo tono de frecuencia. Para ejecutar dicha prueba, se aprovecha que la interfaz de Labview permite agregar un bloque llamado “fórmula”, donde se pueden hacer operaciones matemáticas con las señales entrantes a su bloque. De esta manera si $X1$ es la señal entrante al bloque, entonces es posible configurar al bloque para tener una respuesta no lineal utilizando la siguiente operación:

$$Y_{sal} = X1 + X1 * X1 + X1 * X1 * X1 \quad (3.18)$$

En donde Y_{sal} es la señal de salida no lineal del bloque “fórmula”, el cual es una representación de una ecuación de tercer orden.

Para simular las señales senoidales se cuenta con el bloque “simulate signal” y para analizar las señales en el dominio de la frecuencia, el bloque “spectral measurements”. El diagrama a bloques utilizado se observa en la figura 3.35.

Para esta simulación se utilizó un tono senoidal con 2Vpp de amplitud y 2GHz de frecuencia. Con un ruido blanco uniforme de 0.1V para elevar el nivel de ruido a una potencia considerable, pero insignificante en relación a la respuesta del sistema.

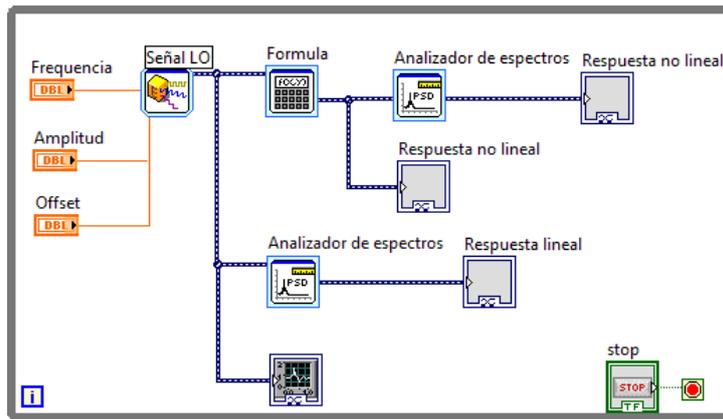


Figura 3.35 Diagrama a bloques de simulación de respuesta no lineal con un tono de frecuencia

En las figuras 3.36 y 3.37 se muestran las respuestas lineales para el comportamiento con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo y la frecuencia respectivamente. Se observa que la señal senoidal no sufre ningún tipo de distorsión y en el dominio de la frecuencia, se puede ver la señal centrada en 2GHz alrededor de -71 dB de potencia.

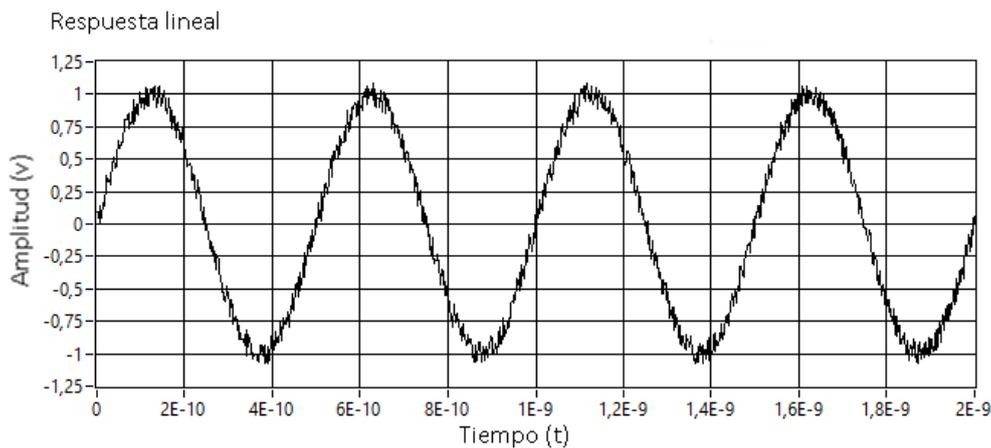


Figura 3.36 Respuesta lineal con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo

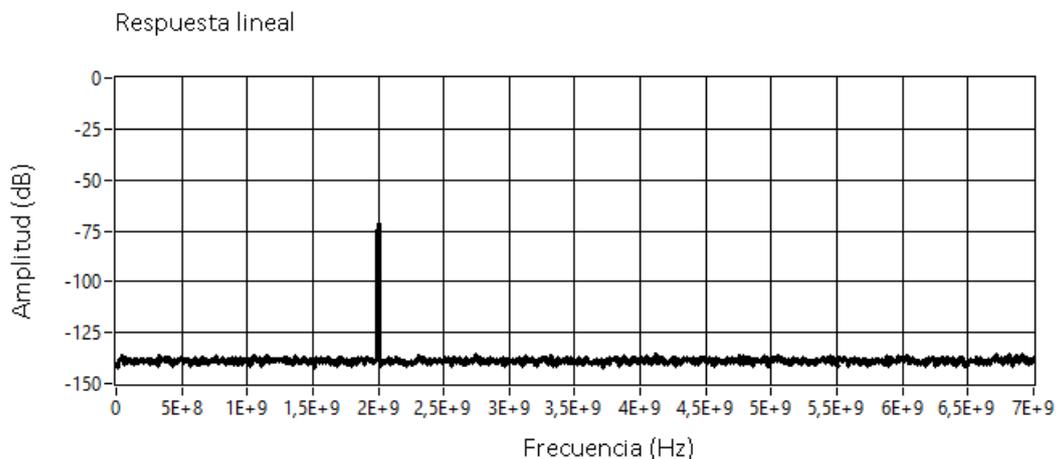


Figura 3.37 Respuesta lineal con un tono de frecuencia en el dominio de la frecuencia

En las figuras 3.38 y 3.39 se observan las respuestas no lineales para el comportamiento con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo y la frecuencia respectivamente. Podemos observar, a diferencia de la respuesta lineal, que se obtiene una señal senoidal distorsionada con un V_{pp} de alrededor de 4V. Además, en el dominio de la frecuencia, se observa un nivel de corriente directa y dos armónicos adicionales a la señal fundamental de 2GHz. Los dos armónicos centrados en 4 y 6GHz representan la distorsión armónica ($2f$ y $3f$).

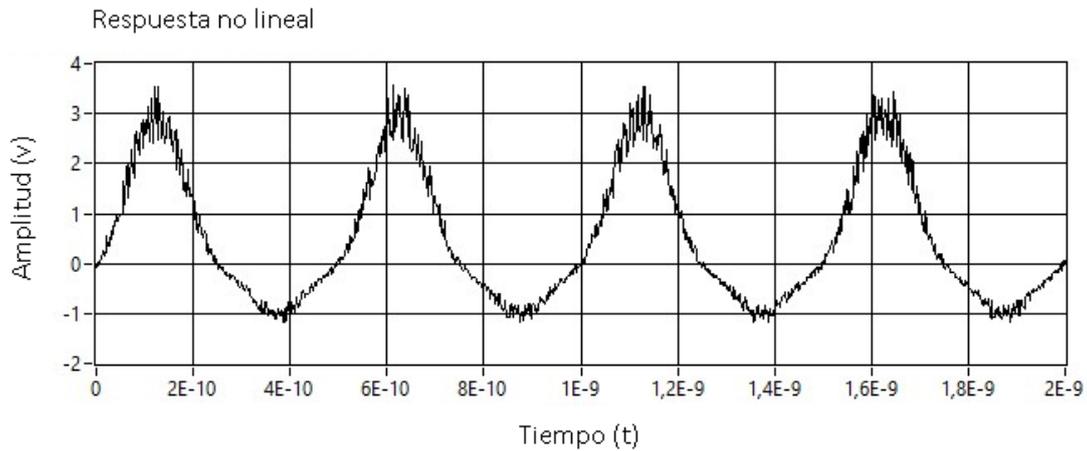


Figura 3.38 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo

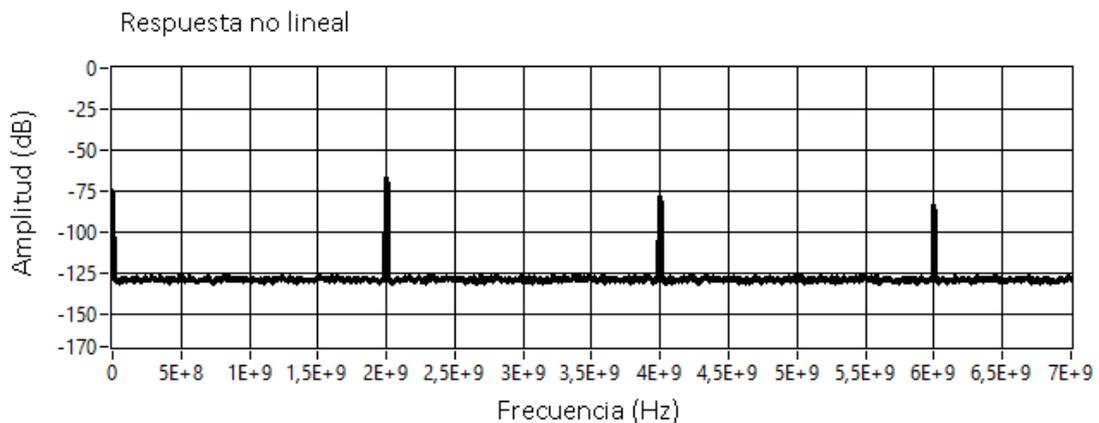


Figura 3.39 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia en el dominio de la frecuencia

3.6.2 Modulación AM de doble banda lateral y portadora transmitida

Como primer paso, se realizó el diseño del diagrama a bloques de la modulación AM de doble banda lateral en su respuesta lineal. Para que esto fuera posible, fue necesario contar con la expresión matemática de la modulación AM en el dominio del tiempo. La expresión que caracteriza a la modulación AM es la siguiente [8]:

$$V_{AM} = \sin\omega_c t + \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m) t - \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m) t \quad (3.19)$$

En donde $m = A_m/A_c$ determina el índice de modulación, por lo tanto, la expresión anterior resulta:

$$V_{AM} = \sin\omega_c t + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m) t - \frac{A_m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m) t \quad (3.20)$$

Tomando en cuenta que $\omega = 2\pi f$, la expresión anterior también se expresa de la siguiente manera:

$$V_{AM} = \sin 2\pi f_c t + \frac{A_m}{2} \cos(2\pi f_c - 2\pi f_m) t - \frac{A_m}{2} \cos(2\pi f_c + 2\pi f_m) t \quad (3.21)$$

En la figura 3.40 se muestra el diagrama a bloques de la simulación en Labview de la expresión descrita anteriormente. Para simular el modelo matemático, los bloques de operaciones matemáticas jugaron un papel muy importante para caracterizar los comportamientos y valores dados en la ecuación de modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC, del inglés Double Side-Band with Full Carrier).

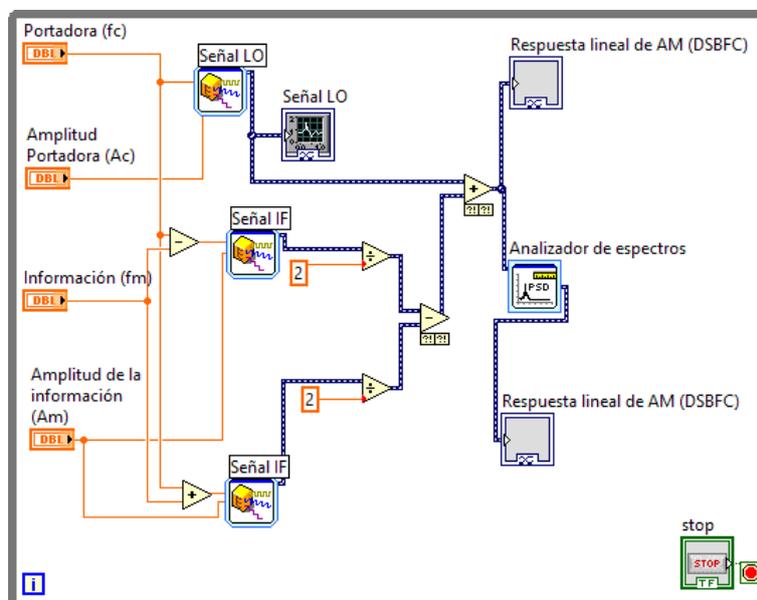


Figura 3.40 Diagrama a bloques de simulación de respuesta lineal de la modulación AM de doble banda lateral con portadora completa (DSBFC).

En las figuras 3.41 y 3.42 se muestran las respuestas en el dominio del tiempo y la frecuencia del modelo matemático simulado para caracterizar la modulación AM. En el dominio del tiempo se puede observar una señal modulada con un voltaje pico a pico de alrededor de 3V.

Mientras que en el dominio de la frecuencia se observan tres picos de amplitud que representan a la modulación AM convencional de doble banda lateral con portadora transmitida. Se tiene el pico de amplitud de la portadora centrada en 2 GHz y sus dos bandas laterales de información a una diferencia de frecuencia de 240 MHz. Se obtuvo nuevamente la banda lateral inferior centrada en 1.76 GHz y la banda lateral superior en 2.24 GHz.

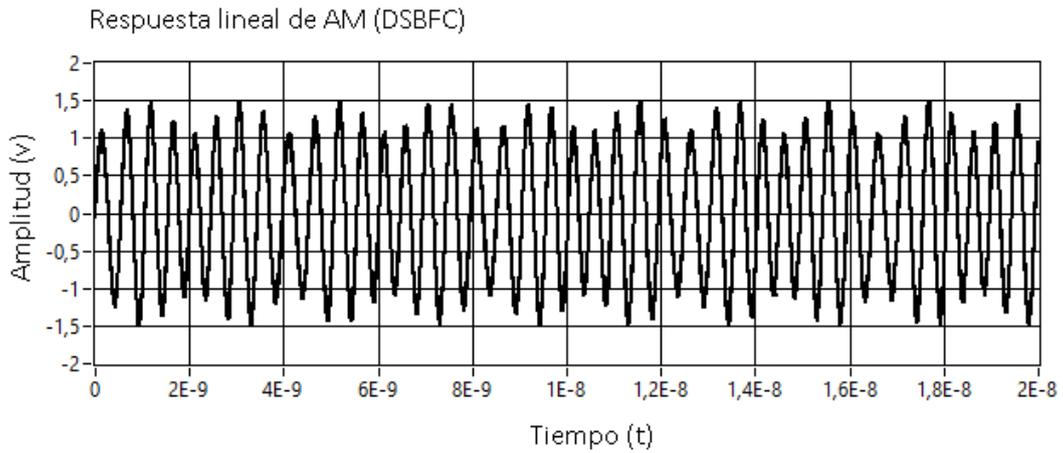


Figura 3.41 Respuesta lineal de modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC) en el dominio del tiempo

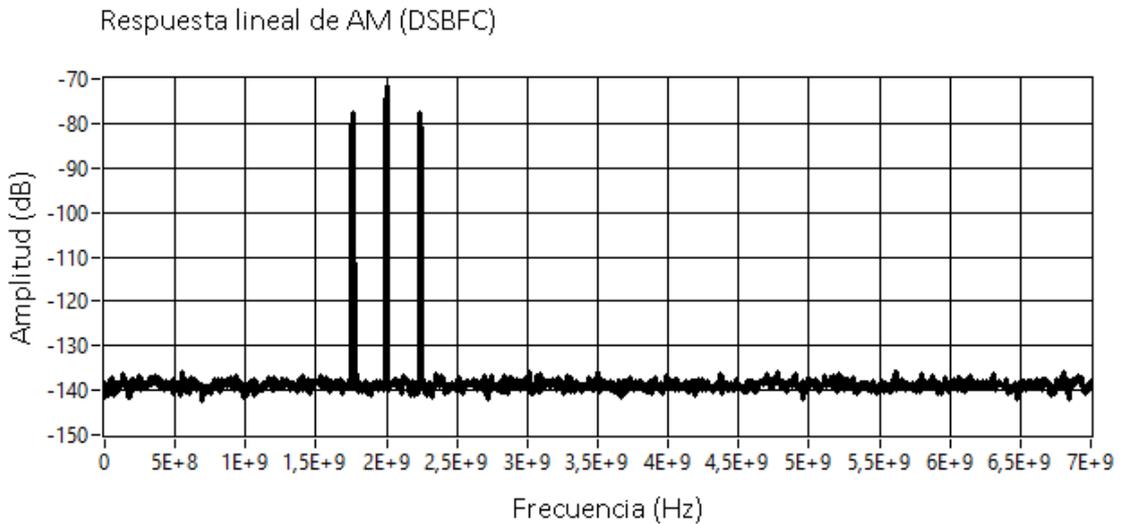


Figura 3.42 Respuesta lineal de modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC) en el dominio de la frecuencia.

Con la finalidad de observar la respuesta no lineal de la modulación AM convencional de doble banda lateral con portadora completa, se ingresó dicha señal al bloque de “fórmula”, la cual simula una ecuación no lineal de tercer orden, y se observó la respuesta de salida. El diagrama a bloques de éste sistema se muestra en la figura 3.43.

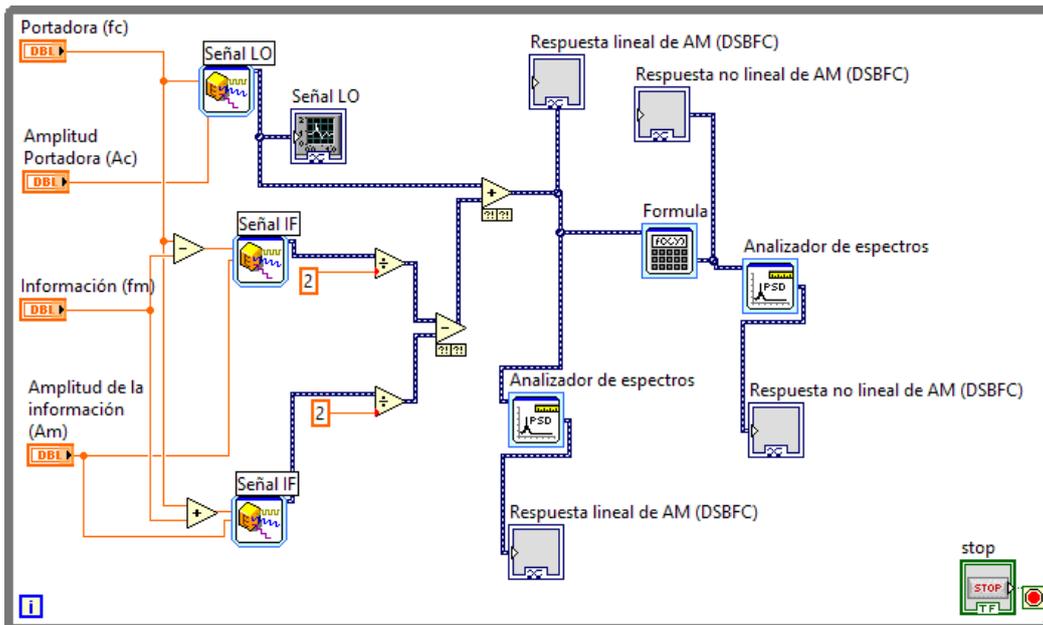


Figura 3.43 Diagrama a bloques de simulación de respuesta no lineal de la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).

En la figura 3.44, podemos observar en el dominio del tiempo una señal modulada, solo que distorsionada y con un voltaje pico a pico de casi 10V.

En la figura 3.45 se ilustra la respuesta en el dominio de la frecuencia. Se observan nuevas componentes espectrales que se generan debido a la distorsión armónica y a la distorsión de intermodulación que se han estudiado a lo largo de este trabajo de tesis. La señal fundamental, contiene bandas laterales distanciadas con una diferencia de frecuencia de 240 MHz,. Al distorsionarse, se generan nuevos armónicos en 4 y 6GHz con sus respectivas componentes espectrales generadas por la distorsión de intermodulación.

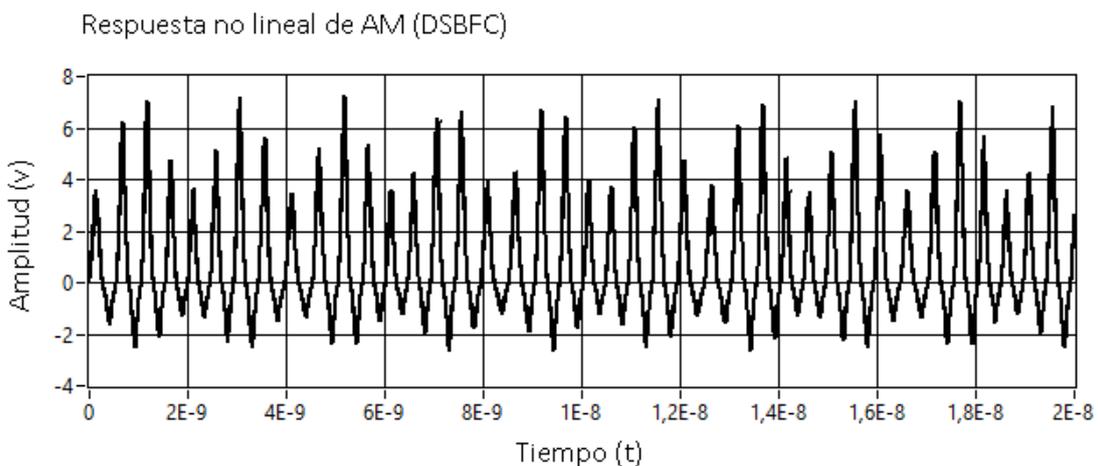


Figura 3.44 Respuesta no lineal de modulación AM en el dominio del tiempo

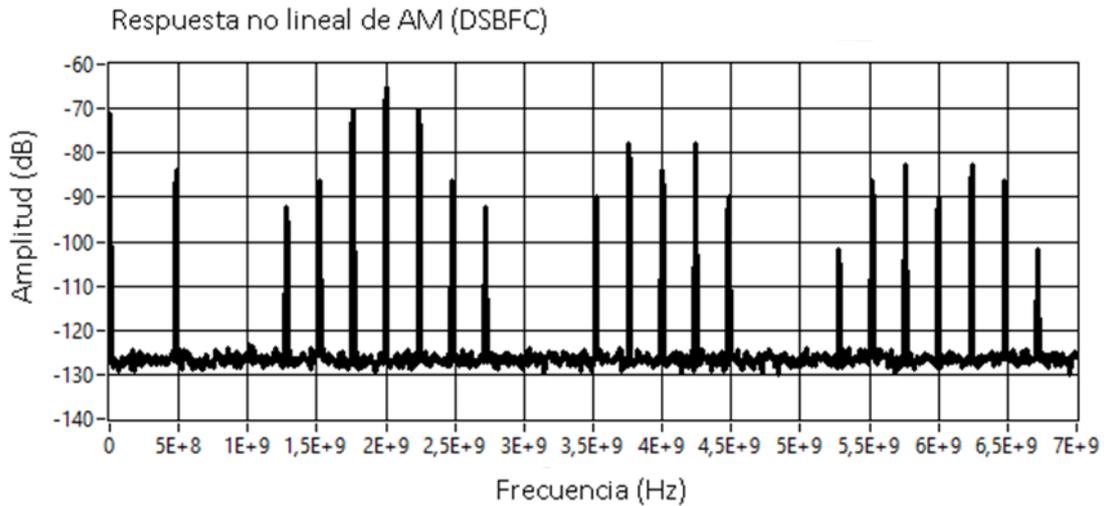


Figura 3.45 Respuesta no lineal de modulación AM en el dominio de la frecuencia

Para atenuar las componentes espectrales no deseadas, se utilizó un filtro pasabandas IIR Butterworth de orden 10, el cual se configuró en ese orden puesto que es el modelo de simulación mas cercano al utilizado en la etapa experimental y porque es el orden en el cual atenúa por completo las componentes espectrales que se desean eliminar. La respuesta no lineal de la modulación AM con doble banda lateral con portadora transmitida DSBFC generada anteriormente se puede filtrar con el modelo descrito. Configurando las frecuencias de corte en las frecuencias en donde se atenuarán completamente las componentes espectrales que no deseamos: $f_{c1} = 1.66202\text{GHz}$ y $f_{c2} = 2.27434\text{GHz}$. El diagrama a bloques de la simulación descrita anteriormente se muestra en la figura 3.46.

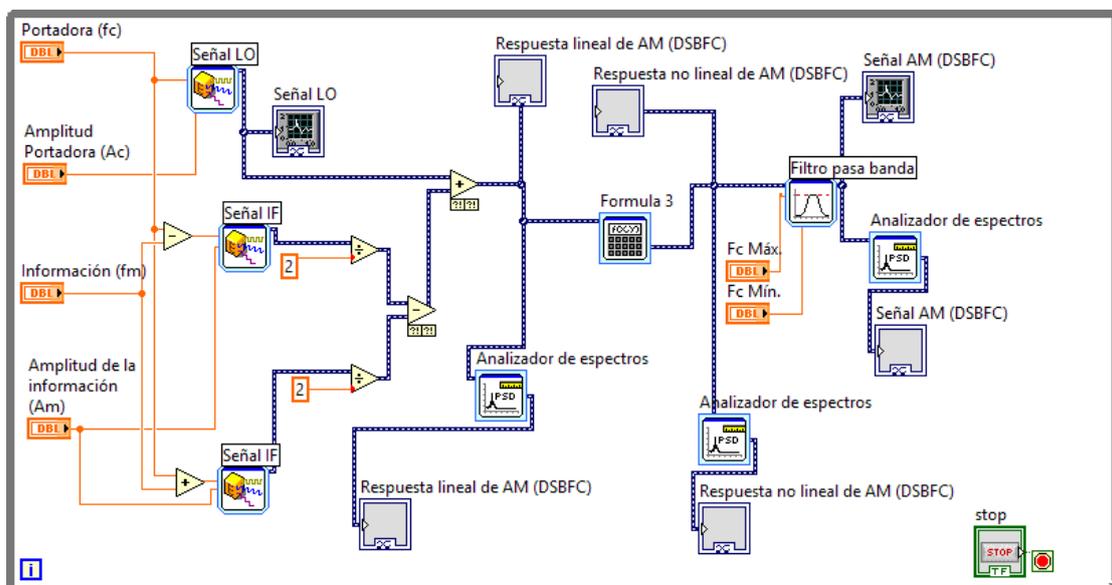


Figura 3.46 Diagrama a bloques de filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).

Tras el filtro de la señal, en la figura 3.47 se puede observar que en el dominio del tiempo, se obtiene una señal modulada en AM muy parecida a la que se obtuvo antes de ingresar el modelo no lineal con el bloque de “fórmula”. La diferencia radica en que la señal obtenida en este caso, está amplificada. Se puede observar que en esta señal, se tiene un voltaje pico a pico de alrededor de 9V. Entonces, la señal modulada en AM pasó por un proceso de amplificación no lineal, para después ser filtrada y obtener la señal modulada no distorsionada.

En la figura 3.48, se ilustra la respuesta en el dominio de la frecuencia. Se pueden observar los tres componentes espectrales obtenidos antes de adaptar el modelo no lineal. Así mismo, se puede observar como se alcanzan a ver los armónicos generados por la distorsión de intermodulación atenuados. Además, se observa que se tienen -65 dB de potencia de la portadora y alrededor de -70 dB de potencia en las bandas laterales.

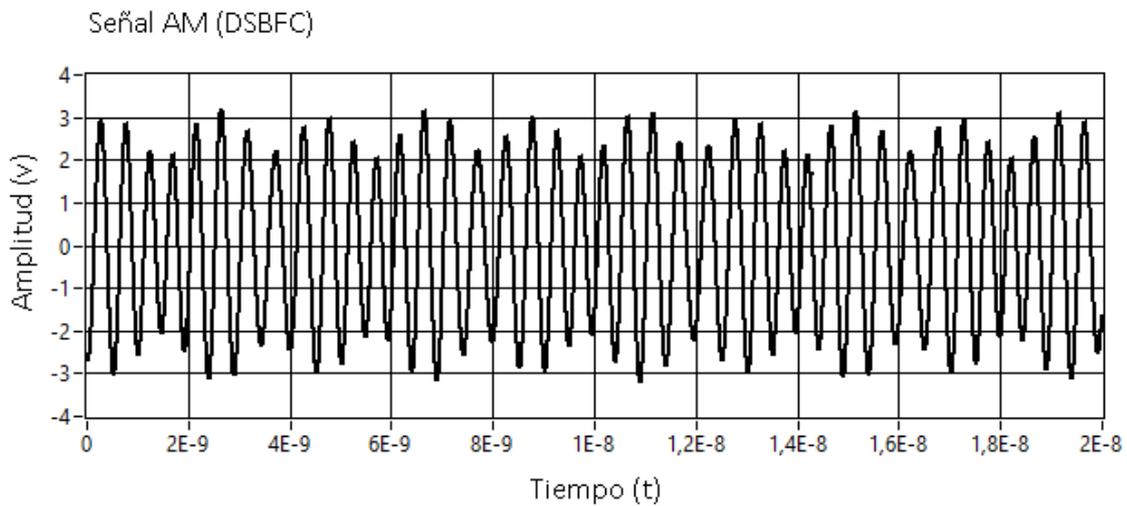


Figura 3.47 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM en el dominio del tiempo para obtener la modulación de AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).

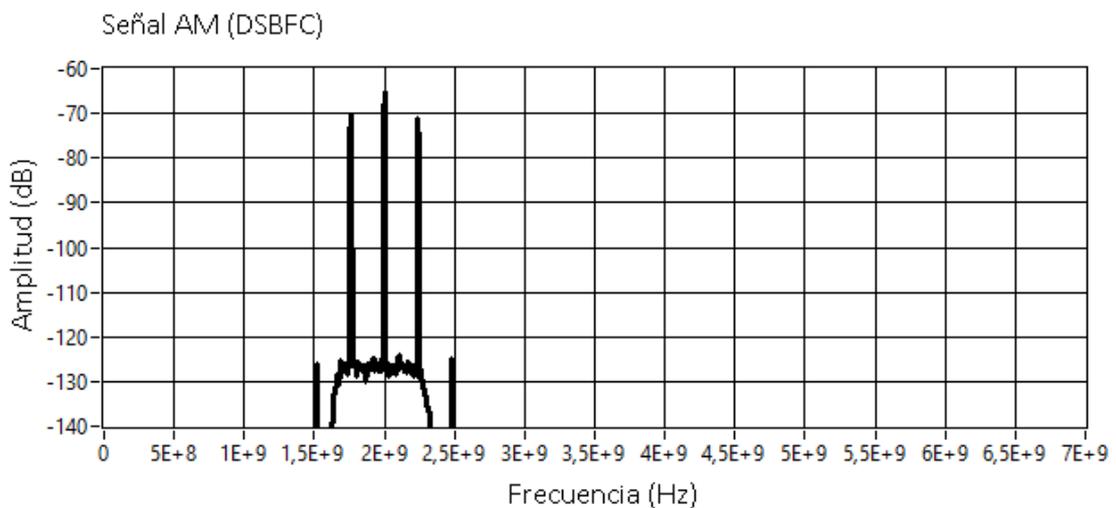


Figura 3.48 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM en el dominio de la frecuencia para obtener la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).

3.6.3 Modulación AM de banda lateral única y portadora reducida

Con la finalidad de realizar una comparación de la modulación AM con doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC) y la modulación AM con banda lateral única con portadora reducida (SSBRC, del inglés, Single Side-Band with Reduced Carrier), se propone la simulación del filtro de la modulación AM anteriormente simulado, con la diferencia de que se estableció una frecuencia de corte inferior (f_{c1}) mayor, con la finalidad de atenuar la banda lateral inferior [8]. En la figura 3.59 se muestra el diagrama a bloques del sistema que se utilizó para realizar el objetivo anterior. Se observa que es el mismo que se utilizó en la simulación anterior.

Para que la atenuación de la banda lateral inferior fuera exitosa, se hizo una modificación en la frecuencia de corte inferior, acotándola hasta que la banda lateral inferior se atenuara en su totalidad. Las frecuencias de corte inferior y superior se establecieron como sigue: $f_{c1} = 2,01\text{GHz}$ y $f_{c2} = 2.27434\text{GHz}$.

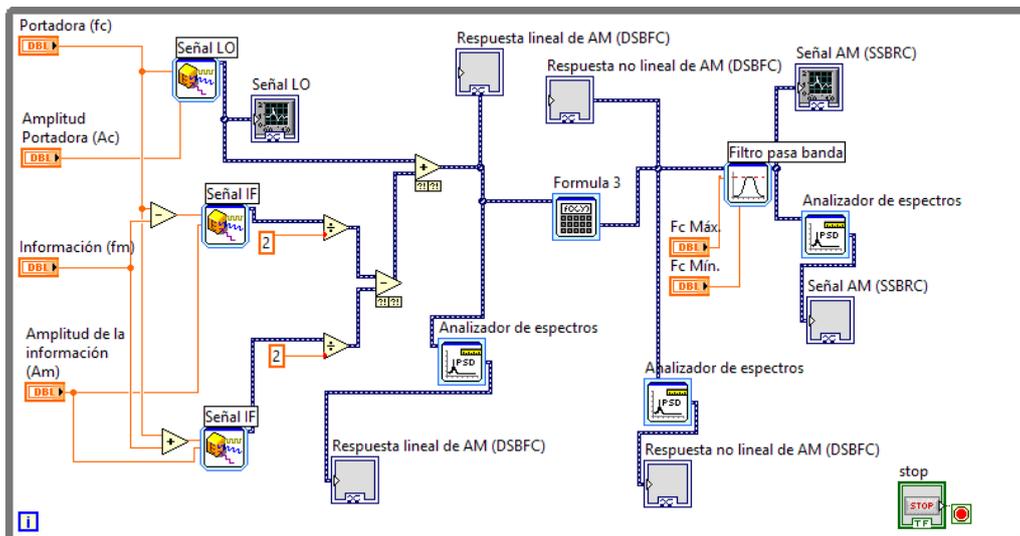


Figura 3.49 Diagrama a bloques de filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC)

En la figura 3.50 se ilustra la respuesta en el dominio del tiempo. Se obtuvo una señal modulada en AM con un voltaje pico a pico de 4V. Además adoptó una forma de onda muy distinta a la de la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC). Lo anterior se debe a que se eliminó la banda lateral inferior, lo cual hace que sea más notorio el cambio de amplitud en la señal modulada.

En la figura 3.51 se observa la respuesta en el dominio de la frecuencia. Así mismo, se observa la componente espectral correspondiente a la portadora, la cual se ubica en 2 GHz y la banda lateral superior en 2.24 GHz. Además se observa que la respuesta del filtro Butterworth es muy eficiente y en este caso no se pudo comparar con el filtro pasa bandas utilizado en la etapa experimental puesto que, en esta simulación se modificó el rango de frecuencias de la banda de paso del filtro.

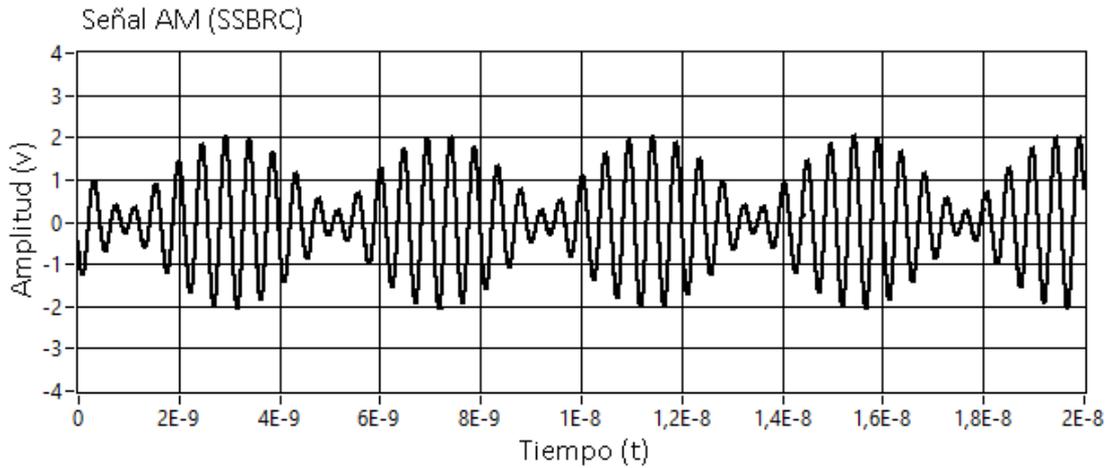


Figura 3.50 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC)

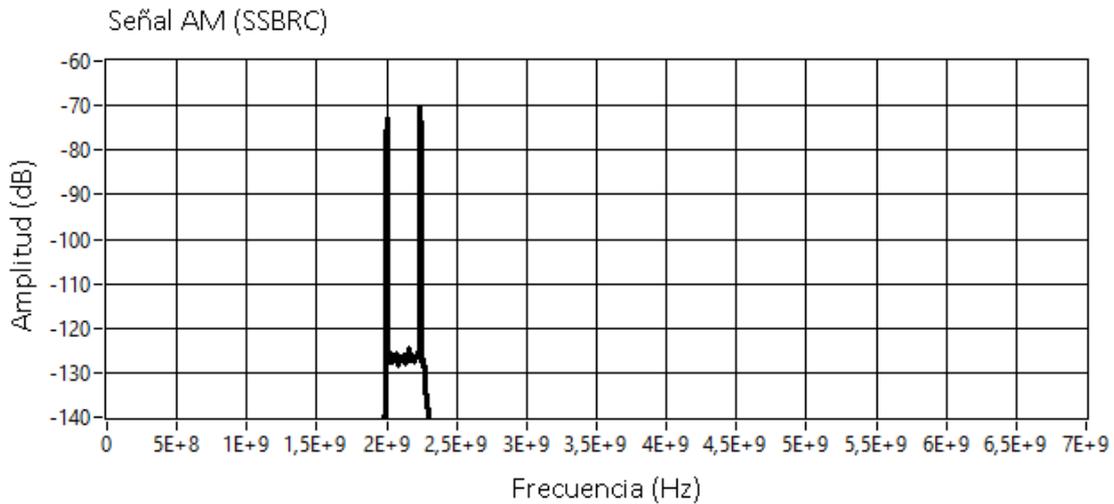


Figura 3.51 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC)

El sistema de banda lateral única con portadora reducida, recomienda un 10% en la reducción del pico de amplitud de la portadora [8]. Para realizar el cálculo de dicha reducción se hace una medición de la potencia de la portadora antes y después de ser filtrada como sigue:

$$\begin{aligned}
 \text{Potencia de portadora antes del filtro} &= \\
 \text{pico de portadora} - \text{nivel de ruido} &= \\
 [-125\text{dB} - (-65\text{dB})] &= 60\text{dB}
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Potencia de portadora después del filtro} &= \\
 = \text{pico de portadora} - \text{nivel de ruido} &= \\
 = (-125\text{dB}) - (-72\text{dB}) &= 53\text{dB}
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

$$\% \text{ de potencia reducida en la portadora} = 11.7\% \quad (3.24)$$

Se obtuvo una potencia de magnitud considerablemente buena y la forma de onda en el dominio del tiempo tiene cambios notables en la amplitud lo cual facilitará la detección de los picos de amplitud al momento de obtener la señal en el receptor.

3.7 Referencias

- [1] Mini circuits (Scientific Components Corporation). (2007). Coaxial Frequency Mixer wide band. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX05-43+.pdf>
- [2] Mini circuits (Scientific Components Corporation). (1993). Coaxial Bandpass filter. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VBFZ-2000+.pdf>
- [3] Mini circuits (Scientific Components Corporation). (1998). Ultra-wide bandwidth amplifier. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <http://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-14012L.pdf>
- [4] Agilent Technologies. (2006). Agilent N9310A RF Signal Generator. 01/02/2016, de Agilent Technologies, Inc. Sitio web: <https://d3fdwrtpsinh7j.cloudfront.net/Docs/document/N9310-90003.pdf>
- [5] Tektronix. (2012). Arbitrary/Function Generators. 01/02/2016, de Tektronix, Inc. Sitio web: http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/AFG3000_Series_Arbitrary-Function_Generators_Datasheet_76W-18656-5.pdf
- [6] Anritsu Company. (2014). VNA Master™ Model MS20xxC Vector Network Analyzer with Spectrum Analyzer. 01/02/2016, de Anritsu Company Sitio web: <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Users-Guide/10580-00305J.pdf>
- [7] Kai Chang. (2004). RF and Microwave Wireless Systems. Texas A&M University: JOHN WILEY & SONS, INC.
- [8] Wayne Tomasi. (2003) Sistemas de comunicaciones electrónicas. México: Pearson Educación.
- [9] Joel Vuolevi, Timo Rahkonen. (2003). Distortion in RF Power Amplifiers. Norwood, Massachusetts: Artech House.
- [10] C. Tröster, F. Thümmeler, T. Röder (2008). Upconverting Modulated Signals to Microwave with an External Mixer and the R&S®SMF100A Microwave Signal Generator. 01/02/2016, de ROHDE & SCHWARZ Sitio web: http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1gp65/1GP65_0E.pdf
- [11] Profesor Alejandro García Juárez. “Estudio analítico y experimental de la distorsión no lineal en amplificadores de radiofrecuencia (notas)”. Universidad de Sonora, Hermosillo, Sonora, 2009.

[12] Mini circuits (Scientific components corporation). (2015). Amplifier Terms Defined. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/app/AN60-038.pdf>

[13] Mini circuits (Scientific Components Corporation). (2015). Understanding Mixers - Terms Defined, and Measuring Performance. 01/02/2016, de Mini circuits Sitio web: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>.

Capítulo IV.

Conclusiones generales y perspectivas a futuro

Se estudiaron los principales subsistemas encargados de la modulación de radiofrecuencia (RF) de conversión ascendente cuyas respuestas tienen un comportamiento no lineal que influyen en el funcionamiento del sistema de transmisión. Se han demostrado durante la etapa experimental, el comportamiento de los diferentes subsistemas encargados de procesar las señales que se encuentran en los rangos de frecuencia de súper altas frecuencias (VHF) y ultra altas frecuencias (UHF) para su posterior transmisión por el canal de comunicaciones. Se comprendió el modelo matemático por el cual pasan las señales de radiofrecuencia a través de los diferentes subsistemas estudiados en éste trabajo de investigación.

Se logró hacer un estudio comparado entre la transmisión con modulación AM de doble banda lateral con portadora completa (DSBFC) y con modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC) mediante la simulación de ambas técnicas de modulación [1]. El programa de simulaciones de Labview no sólo permitió comprobar los comportamientos de los sistemas estudiados en la etapa experimental, si no también fue una herramienta muy útil para comprender los modelos matemáticos de los procesos de señales estudiados durante esta tesis.

Uno de los problemas de mayor relevancia en la Ingeniería Electrónica, se relaciona con el diseño y manejo de los subsistemas no lineales para su uso en el procesamiento de las señales en los sistemas electrónicos de comunicaciones. El estudio del comportamiento no lineal de estos subsistemas que se encargan de la modulación de señales de radiofrecuencia abre paso al diseño de nuevos circuitos electrónicos y nuevas técnicas de modulación enfocados al objetivo de buscar esa linealidad que tanto demandan los sistemas de comunicaciones electrónicas. Actualmente han diseñado técnicas interesantes, con las cuales se logra balancear la respuesta no lineal a través de las bases de procesamiento de señales, dando como resultado, un control del contenido armónico en la respuesta de salida de RF [2].

Como perspectivas a futuro, se propone estudiar a fondo, los comportamientos no lineales implicados en la modulación de señales de radiofrecuencia en el rango de las microondas. Una propuesta experimental es la de realizar un pre distorsionador en un esquema real para transmitir información con el diseño de un sistema de transmisión de radiofrecuencia por medio de fibra óptica. El pre distorsionador es un circuito eléctrico que permitirá linealizar la respuesta en el proceso de modulación de RF, para eliminar productos de intermodulación mayor orden. Existen una gran variedad de propuestas de esquemas experimentales cuyo objetivo es el de eliminar estos productos de intermodulación contraproducentes al momento de transmitir señales de radiofrecuencia por medio de fibra óptica, como los propuestos en las referencias [3,4].

4.1 Referencias

- [1] Wayne Tomasi. (2003) Sistemas de comunicaciones electrónicas. México: Pearson Educación.
- [2] Profesor Alejandro García Juárez. “Estudio analítico y experimental de la distorsión no lineal en amplificadores de radiofrecuencia (notas)”. Universidad de Sonora, Hermosillo, Sonora, 2009.
- [3] Yiming Shen, Bouchaib Hraïmel, Xiupu Zhang, Senior Member, IEEE, Glenn E. R. Cowan, Member, IEEE, KeWu, Fellow, IEEE, and Taijun Liu, Senior Member, IEEE. (NOVEMBER 2010). A Novel Analog Broadband RF Predistortion Circuit to Linearize Electro-Absorption Modulators in Multiband OFDM Radio-Over-Fiber Systems. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 58, 9.
- [4] Tae-Kyeong Lee*, Yon-Tae Moon, Hong-Seung Kim and Young-Wan Choi. (2010). Cancellation of the IMD3 and IMD5 using opto-electrical predistortion optical transmitter for radio-over-fiber systems. 15/06/2016, de School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University Sitio web: <http://spiedigitallibrary.org/>

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Diagrama de bloques básico de un sistema electrónico de comunicaciones	8
Figura 1.2 Diagrama a bloques de un sistema electrónico de comunicaciones.....	8
Figura 1.3. Diagrama esquemático de la primera etapa experimental	10
Figura 1.4. Diagrama esquemático de la segunda etapa experimental.....	10
Figura 1.5. Diagrama esquemático de la tercera etapa experimental.....	11
Figura 2.1 Avance tecnológico en sistemas electrónicos de comunicaciones por RF a través de los años.....	13
Figura 2.2 Modelo típico de un radio transmisor heterodino analógico	18
Figura 2.3 Modelo típico de un radio receptor heterodino analógico.	19
Figura 2.4 Comparación entre un sistema lineal y no lineal. Magnitud de salida (y) y de entrada (x).....	20
Figura 2.5 Efectos no lineales en tiempo y frecuencia. a) Espectros de entrada y salida b) Forma de onda en el tiempo.	22
Figura 2.6 Mezclador de RF en función de conversión ascendente.....	27
Figura 2.7 Mezclador de RF en función de conversión descendente.....	27
Figura 2.8 Señal de potencia salida en función de la señal de potencia de entrada para la señal fundamental y los productos de intermodulación de tercer orden de dos tonos. Se muestra el punto de compresión de 1 dB (azul) y el punto de intersección (OIP3 de Output Intercept Point).	32
Figura 2.9 Gráfica de respuesta de un amplificador de potencia en el dominio del tiempo y la frecuencia con un tono de entrada.....	35
Figura 2.10 Gráfica de respuesta de un amplificador de potencia en el dominio del tiempo y la frecuencia con dos tonos de entrada al sistema no lineal del amplificador de potencia.....	37
Figura 2.11 Grafica de señal de salida (eje Y) función de la señal de entrada (eje X). Se muestra el punto de compresión de 1 dB (<i>P1DB</i>) y la región de saturación de la señal de salida (<i>PSAT</i>)	39
Figura 2.12 Gráfica de potencia de entrada de cada tono en dBm (eje X) contra la potencia de salida en dBm (eje Y) de la respuesta del amplificador (\square) y la respuesta del producto de tercer orden (+). Se muestra también el punto de intersección entre ambas señales de salida (IP3). ...	40
Figura 3.1 Mezclador de RF de banda ancha.....	43
Figura 3.2 Diagrama eléctrico del mezclador de RF.....	44
Figura 3.3 Filtro pasa banda de entrada coaxial.....	44
Figura 3.4 Gráfica de atenuación en el dominio de frecuencia del filtro pasa banda.....	45
Figura 3.5 Diagrama eléctrico del filtro pasa banda	46
Figura 3.6 Amplificador de potencia de señales RF.	46
Figura 3.7 Generador de señales RF, marca Agilent, modelo N9310A.....	47
Figura 3.8 Generador de señal de información, marca Tektronix modelo AFG3251	48
Figura 3.9 Analizador de espectros de Anritsu.	48
Figura 3.10 Diagrama esquemático de modulación de RF: Conversión ascendente	49
Figura 3.11 Circuito mezclador armado y espacio de trabajo.....	49

Figura 3.12 Respuesta del mezclador en frecuencia con LO=1GHz e IF=100MHz con 0 dBm de potencia.	51
Figura 3.13 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con LO=1GHz de las tres frecuencias de información senoidal: 100MHz (negro), 200MHz (azul) y 240MHz (rojo) con 0 dBm de potencia. Se indica el término de corriente directa (Vcd), las señales de IF, la portadora y los productos de intermodulación.	53
Figura 3.14 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=100MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo).	54
Figura 3.15 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=200MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo). Se indica el aumento en la diferencia de frecuencia entre portadoras y señales de información (Δf).....	54
Figura 3.16 Respuesta del mezclador en dominio de la frecuencia con IF=240MHz de las tres portadoras de información: 1 GHz (negro), 2GHz (azul) y 3GHz (rojo). Las flechas indican el aumento de amplitud en portadoras de información.	55
Figura 3.17 Respuesta del mezclador con LO=3GHz e IF=240MHz y una amplitud de las señales de los generadores de 0 dBm. Se indican la distorsión armónica y los productos cruzados generados por la distorsión de intermodulación.....	56
Figura 3.18 Respuesta de la señal de información senoidal de IF=240MHz en el dominio de la frecuencia. Con una amplitud de 0 dBm preestablecida en el generador de funciones. Se ilustra la relación señal a ruido del armónico de la señal de información.....	56
Figura 3.19 Grafica comparativa de la respuesta del mezclador con LO=3GHz e IF=240MHz y una variación en la amplitud de las señales de los generadores desde 0 dBm (negro) a 10 dBm (rojo).....	59
Figura 3.20 Diagrama esquemático de modulación de RF con filtro pasa banda: Conversión ascendente.	60
Figura 3.21 Circuito mezclador + filtro pasa banda armado.	60
Figura 3.22 Grafica de respuesta del mezclador con los siguientes parámetros: LO=2GHz, IF=240MHz y Amplitud=0dBm. (a) Gráfica de respuesta sin filtro pasa banda. (b) Gráfica de respuesta con filtro pasa banda.....	61
Figura 3.23 Respuesta del mezclador con filtro con variación de amplitud de 0dBm (negro) y 10dBm (rojo) de la señal de información senoidal.....	63
Figura 3.24 Fuente de voltaje de 0-20V.....	64
Figura 3.25 Diagrama esquemático de prueba de amplificador con un tono de RF.	65
Figura 3.26 Circuito de tono de RF + amplificador armado	65
Figura 3.27 (a) Respuesta de la señal portadora LO=2GHz con 0dBm de amplitud y (b) respuesta no lineal del amplificador de potencia con LO=2GHz (azul) de entrada.	66
Figura 3.28 Diagrama esquemático de modulación de RF con amplificador de potencia: Conversión ascendente.....	68
Figura 3.29 Circuito mezclador + amplificador de potencia RF armado.....	68
Figura 3.30 (a) Gráfica de la respuesta del mezclador sin amplificador y (b) respuesta del mezclador con amplificador. En ambas gráficas se utilizaron los mismos parámetros: LO=2GHz e IF=200MHz con amplitudes de 0 dBm	69
Figura 3.31 Respuesta del mezclador con LO=2GHZ e IF=200MHz sin amplificador (negro) y con amplificador (rojo).....	70
Figura 3.32 Diagrama esquemático del conjunto de subsistemas para la modulación de RF....	71
Figura 3.33 Circuito mezclador + filtro pasa banda + amplificador de potencia armado.	71

Figura 3.34 (a) Gráfica de la respuesta con LO=1.37 GHz e IF=240MHz con amplitudes de 15 y 6 dBm respectivamente. (b) Respuesta con LO=1.3 GHz e IF=240 MHz con amplitudes de 15 y 6 dBm respectivamente.	73
Figura 3.35 Diagrama a bloques de simulación de respuesta no lineal con un tono de frecuencia	75
Figura 3.36 Respuesta lineal con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo	75
Figura 3.37 Respuesta lineal con un tono de frecuencia en el dominio de la frecuencia	75
Figura 3.38 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia en el dominio del tiempo	76
Figura 3.39 Respuesta no lineal con un tono de frecuencia en el dominio de la frecuencia.....	76
Figura 3.40 Diagrama a bloques de simulación de respuesta lineal de la modulación AM de doble banda lateral con portadora completa (DSBFC).	77
Figura 3.41 Respuesta lineal de modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC) en el dominio del tiempo.....	78
Figura 3.42 Respuesta lineal de modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC) en el dominio de la frecuencia.	78
Figura 3.43 Diagrama a bloques de simulación de respuesta no lineal de la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).	79
Figura 3.44 Respuesta no lineal de modulación AM en el dominio del tiempo	79
Figura 3.45 Respuesta no lineal de modulación AM en el dominio de la frecuencia	80
Figura 3.46 Diagrama a bloques de filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).	80
Figura 3.47 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM en el dominio del tiempo para obtener la modulación de AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC).....	81
Figura 3.48 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM en el dominio de la frecuencia para obtener la modulación AM de doble banda lateral con portadora transmitida (DSBFC)....	81
Figura 3.49 Diagrama a bloques de filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (DBSRC)	82
Figura 3.50 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC).....	83
Figura 3.51 Filtro de la respuesta no lineal de la modulación AM para obtener la modulación AM de banda lateral única con portadora reducida (SSBRC).....	83

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Ejemplos de sistemas lineales y no lineales con y sin efectos de memoria.....	20
Tabla 2.2 Componentes armónicos generados con un tono senoidal a la salida de un sistema no lineal de tercer orden.	21
Tabla 3.1. Lista de equipo y componentes utilizados.....	43
Tabla 3.2 Funcionamiento a diferentes frecuencias de operación del mezclador de RF ZX05-43+.	44
Tabla 3.3 Tabla de especificaciones electricas a temperatura ambiente (25°C).	45
Tabla 3.4 Tabla de características de operación del amplificador de potencia a 25°C.	47
Tabla 3.5. Lista de combinaciones de LO e IF.....	50
Tabla 3.6 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador.	52
Tabla 3.7 Tabla de parámetros de comportamiento del mezclador de RF con IF senoidal.....	58
Tabla 3.8 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador sin filtro y con filtro	62
Tabla 3.9 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta en frecuencia sin amplificador y con amplificador.	66
Tabla 3.10 Valores de frecuencia de picos de amplitud de la respuesta del mezclador sin amplificador y con amplificador.	70
Tabla 3.11 Valores de frecuencia y potencia de los componentes espectrales de la respuesta con portadora LO=1.37 y con portadora LO=1.3GHz.....	73