

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

*Caracterización del Equipo de Prácticas ME1000
para el Diseño de Circuitos de RF*

TITULACIÓN : Ingeniero Técnico de Telecomunicación, especialidad en
Sistemas Electrónicos

TUTOR/ES : Francisco Javier del Pino Suárez
Jonathan Arias Pérez

AUTOR : Octavio Jesús García Trenzado

FECHA : Septiembre 2012

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

*Caracterización del Equipo de Prácticas ME1000
para el Diseño de Circuitos de RF*

Presidente:

Secretario:

Vocal:

Tutores:

Autor:

NOTA :

TITULACIÓN : Ingeniero Técnico de Telecomunicación, especialidad en
Sistemas Electrónicos

TUTOR/ES : Francisco Javier del Pino Suárez
Jonathan Arias Pérez

AUTOR : Octavio Jesús García Trenzado

FECHA : Septiembre 2012

Índice

1. Introducción	11
1.1. Introducción a las técnicas de multicanalización de señales	12
1. El receptor superheterodino.....	14
1.2. Objetivos del proyecto	18
1.3. Estructura de la memoria.....	18
1.4. Peticionario	20
2. Instrumentación Básica.....	21
2.1. Analizador de Espectros	21
1. Controles de un Analizador de Espectros.....	23
2. Especificaciones clave en un Analizador de Espectros.....	28
2.2. Analizador Escalar de Redes	29
2.3. Rango de medida del Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox.....	30
3. Equipo de prácticas ME1000	31
3.1. Unidad de Transmisión.....	32
3.2. Unidad de Recepción.....	33
3.3. Equipamiento Básico de Laboratorio.....	35
3.4. Configuración y Verificación Rápidas.....	40
4. Calibración de los Cables, Conectores y Pistas de PCB	51
4.1. Calibración y corrección de medidas.....	52
4.2. Práctica 1: Calibración con Analizador de Espectros (SA)	55
1. Introducción.....	56
2. Verificación del generador de señales (SG) y calibración de pérdidas debidas al cable	57
3. Calibración de pérdidas en los medios de transmisión.....	64
4. Pérdidas debidas a los conectores y a las pistas de la PCB.....	67
4.3. Práctica 2: Calibración con Analizador de RF (RFA)	70
1. Introducción.....	71
2. Calibración del valor de las pérdidas de interconexión.....	72
3. Calibración de las pérdidas de retorno en los medios de transmisión	77

5. El Amplificador de Potencia	83
5.1. Esquema del Amplificador de Potencia	84
5.2. Práctica 3: Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de Espectros	86
1. Introducción	87
2. Medida de la ganancia, de la compresión de la ganancia y de la distorsión armónica con un Analizador de Señal	88
3. Medida del aislamiento.....	95
4. Medidas del punto de intercepción de tercer orden (TOI o IP3)	98
5. Verificación del punto de intersección de tercer orden (TOI o IP3)	103
5.3. Práctica 4: Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de RF	108
1. Introducción	109
2. Medidas de transmisión	111
3. Medidas de reflexión	113
4. Observación de la compresión de la ganancia	115
6. El Amplificador de Bajo Ruido.....	119
6.1. Esquema del Amplificador de Bajo Ruido	120
6.2. Práctica 5: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Espectros	122
1. Introducción	123
2. Medida de la ganancia con un SA	124
3. Medida del aislamiento.....	126
6.3. Práctica 6: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de RF	129
1. Introducción	130
2. Medidas de transmisión	132
3. Medidas de reflexión	135
6.4. Práctica 7: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Figura de Ruido	140
1. Introducción	141
2. Fuente de ruido y calibración del instrumento	142
3. Medida de la figura de ruido.....	143

7. El Filtro	145
7.1. Esquema del Filtro	146
7.2. Práctica 8: Caracterización de un Filtro usando el Analizador de Espectros	148
1. Introducción	149
2. Medida de las pérdidas de inserción con un SA	150
3. Medida del rechazo	154
7.3. Práctica 9: Caracterización de un Filtro usando el Analizador de RF	156
1. Introducción	157
2. Medidas de transmisión	158
3. Medidas de reflexión	161
8. El Mezclador de Frecuencias	165
8.1. Esquema del Mezclador de Frecuencias	168
8.2. Práctica 10: Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de Espectros	170
1. Introducción	171
2. Determinar el nivel de potencia de salida del oscilador local usando un SA	172
3. Medida de las pérdidas de conversión	174
4. Medidas de la compresión de la ganancia	179
5. Rechazo de la frecuencia imagen	182
8.3. Práctica 11: Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de RF	187
1. Introducción	188
2. Medida de la SWR de los Puertos RF e IF con el RFA	189
3. Medida de la SWR del Puerto LO con el RFA	194
4. Medida del Aislamiento RF- IF	197
5. Medida del Aislamiento de LO a RF	199
6. Medida del Aislamiento de LO a IF	202
9. El Sintetizador de Frecuencias	205
9.1. Estructura general del Sintetizador de Frecuencias	206
1. Relaciones básicas de un Sintetizador de Frecuencias	208
2. Esquema del VCO	209
9.2. Práctica 12: Caracterización de un Sintetizador de Frecuencias usando el Analizador de Espectros	211
1. Introducción	212
2. Determinar el nivel de salida del oscilador local (LO) usando un Analizador de Espectros	212
3. Medida del ruido de fase	215

10. La Antena	217
10.1. Práctica 13: Medida de la Reflexión de una Antena con el Analizador de RF	219
1. Introducción	220
2. Medidas de la reflexión	221
10.2. Práctica 14: Medida de la Ganancia de una Antena con el Analizador de Espectros	227
1. Introducción	228
2. Estimación de la ganancia con un SA.....	229
11. Transceptor de RF Completo.....	233
11.1. Práctica 15: Medida del Transmisor-Receptor de RF Completo.....	234
1. Introducción	235
2. Configuración de la Unidad de Transmisión	236
3. Configuración de la Unidad de Recepción.....	242
4. Configuración del Radio Transmisor-Receptor completo	247
11.2. Modelo Comportamental del Sistema.....	252
11.3. Simulaciones.....	257
1. Unidad de Transmisión	257
2. Unidad de Recepción	259
12. Conclusiones.....	261
12.1. Resumen de Medidas	261
12.2. Conclusiones	277
Presupuesto	281
Referencias	289
Anexo	293
A.1. Especificaciones Técnicas del Equipo de Prácticas ME1000	295
A.2. Especificaciones Técnicas del Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox	299

Siglas y Acrónimos

AM	=>	Amplitude Modulation	Amplitud Modulada
BNC	=>	Bayonet Neill-Concelman	
BW	=>	Bandwidth	Ancho de Banda
CW	=>	Continuous Sine Wave	Onda Sinusoidal Continua
DANL	=>	Displayed Average Noise Level	Nivel de Ruido Medio Representado
DUT	=>	Device-Under-Test	Dispositivo-Bajo-Prueba
ENR	=>	Excessive Noise Ratio	Tasa de Exceso de Ruido
FM	=>	Frequency Modulation	Frecuencia Modulada
IF	=>	Intermediate Frequency	Frecuencia intermedia
IM	=>	Image Frequency	Frecuencia imagen
LNA	=>	Low Noise Amplifier	Amplificador de Bajo Ruido
LNB	=>	Low Noise Block	Bloque de Bajo Ruido
LND	=>	Low Noise Downconverter	Disminuidor de frecuencia de Bajo Ruido
LO	=>	Local Oscillator	Oscilador Local
LSB	=>	Lower Side Band	Banda Lateral Inferior
NA	=>	Network Analyzer	Analizador de Redes
NF	=>	Noise Figure	Figura de Ruido
NFA	=>	Noise Figure Analyzer	Analizador de Figura de Ruido
PA	=>	Power Amplifier	Amplificador de Potencia
PC	=>	Personal Computer	Ordenador Personal
PCB	=>	Printed Circuit Board	Placa de Circuito Impreso
PLL	=>	Phase Locked Loop	Bucle Enganchado en Fase
PPM	=>		Partes por Millón
PWM	=>	Pulse Width Modulation	Modulación por Ancho de Pulsos
RBW	=>	Resolution Bandwidth	Ancho de Banda de Resolución
RF	=>	Radio Frequency	Radio Frecuencia
RFA	=>	RF Analyzer	Analizador de RF
RX	=>	Receiver	Receptor
SA	=>	Spectrum Analyzer	Analizador de Espectros
SAW	=>	Surface Acoustic Wave	Onda Acústica de Superficie
SG	=>	Signal Generator	Generador de Señales
SMA	=>	SubMiniature Version A	Sub Miniatura Versión A
SMD	=>	Surface Mounted Device	Dispositivo de Montaje Superficial
SSA	=>	Small Signal Amplifier	Amplificador de Pequeña Señal
SWR	=>	Standing Wave Ratio	Relación de Onda Estacionaria

TOI=IP3	=>	Third-Order Intercept Point	Punto de Intersección de Tercer Orden
TRL	=>	Through-Reflect-Line	
TRM	=>	Through-Reflect-Match	
TX	=>	Transmitter	Transmisor
USB	=>	Universal Serial Bus	Bus Serie Universal
USB	=>	Upper Side Band	Banda Lateral Superior
VBW	=>	Video Bandwidth	Ancho de Banda de Video
VCO	=>	Voltage Controlled Oscillator	Oscilador Controlado por Tensión
VNA	=>	Vector Network Analyzer	Analizador Vectorial de Redes
VSWR	=>	Voltage Standing Wave Ratio	Relación de Onda Estacionaria de Voltaje

Capítulo 1

Introducción

La ingeniería de comunicaciones se dedica a estudiar la transmisión de señales de un punto a otro. Esto ocurre en las emisiones de radio y televisión, la comunicación a larga distancia en líneas telefónicas, las comunicaciones por satélite, los sistemas de control remoto, la telemedida, etc. [1]

Las señales se transmiten de un punto a otro por un canal que puede tener la forma de línea de transmisión (como un canal telefónico) o simplemente por el espacio abierto, en el cual se reciben las señales portadoras de la información deseada (como la difusión de radio y televisión, la comunicación por satélite, etc.). En general, cada una de las señales transmitidas tienen ancho de banda finito y pequeño, comparado con el ancho de banda del canal mismo. Por lo tanto, si sólo se transmite una señal por canal, éste no se aprovecha adecuadamente, pues se le hace funcionar muy por debajo de su capacidad de transmitir

información; sin embargo, no podemos transmitir directamente más de una señal a la vez, porque esto causará interferencia entre las señales y éstas no las podremos recuperar individualmente en el extremo receptor. Eso significa que no es posible, mediante un método directo, transmitir más de una conversación en una línea telefónica ni explotar simultáneamente, más de una estación de radio o de televisión. Se verá que, empleando las técnicas de multicanalización por división de frecuencia o de tiempo, se pueden transmitir varias señales simultáneamente en un mismo canal.

1.1. Introducción a las técnicas de multicanalización de señales

Como se mencionó anteriormente, la transmisión de una sola señal por un canal es una situación de mal aprovechamiento. Sin embargo, esto se mejorará si logramos trasladar los espectros de las diferentes señales para que ocupen rangos diferentes de frecuencia sin solaparse.

Si modulamos una señal (al multiplicar por una señal sinusoidal) se traslada su espectro de frecuencia. En consecuencia, se puede transmitir simultáneamente por un canal un gran número de señales empleando las técnicas de la modulación.

En el caso de varias señales, se traslada el espectro de cada una en una cantidad adecuada, para evitar el solapamiento de los diferentes espectros. En el extremo receptor, se separan las diferentes señales mediante filtros apropiados; sin embargo, los espectros individuales así separados, no representan la señal original ya que han sufrido una traslación. Así, para obtener la señal original, se debe trasladar cada espectro en la cantidad adecuada, de modo que recupere su forma original.

La modulación cumple con otro importante propósito en los sistemas que transmiten señales por radiación en el espacio. En la teoría de las ondas electromagnéticas se demuestra que sólo se puede radiar una señal en forma efectiva si la antena radiadora es del orden de un décimo o más de la longitud de onda correspondiente a las frecuencias de las señales radiadas. En la voz humana, la frecuencia máxima es de aproximadamente 10 kHz, lo cual corresponde a una longitud de onda mínima de 30 Km. Así, para radiar ondas electromagnéticas que correspondan al rango de frecuencia de la voz humana, se necesitaría

una antena de varios kilómetros de longitud; esto, desde luego, no es nada práctico. El proceso de modulación traslada el espectro de frecuencia a cualquier rango de frecuencia superior que resulte conveniente, haciendo más fácil radiarlo mediante ondas electromagnéticas. En la práctica, todas las señales de radio y de televisión están moduladas, es decir, el espectro de frecuencia está trasladado a un rango más alto. Por consiguiente, la modulación no solamente permite la transmisión simultánea de varias señales sin interferencia entre ellas, sino que también hace posible su transmisión (radiación) efectiva.

El método de traslación de frecuencia que hemos mencionado no es la única forma de transmitir simultáneamente varias señales en un canal. En libros como el Oppenheim [2] se demuestra que una señal limitada en banda (que no contenga componentes espectrales superiores a una frecuencia f_m Hz) queda especificada en forma única por sus valores a intervalos de $1/(2 f_m)$ segundos (teorema de muestreo uniforme o de Nyquist). También se demuestra que se puede reconstruir la señal completa sólo a partir del conocimiento de sus valores en estos instantes. Por consiguiente, sólo se tienen que transmitir las muestras de la señal en este número finito de instantes. Así, el canal no queda ocupado más que en esos instantes y no se envían señales durante el resto del tiempo. Entonces, se pueden intercalar las muestras de varias señales en el canal. En el extremo receptor, las muestras se separan mediante un detector síncrono adecuado.

Por lo tanto, es posible transmitir varias señales simultáneamente por un canal, siempre que se las pueda separar en el extremo receptor. Cada señal queda especificada en el dominio del tiempo o el dominio de la frecuencia. Así, en el receptor, recuperamos individualmente las señales, ya sea en el dominio del tiempo o de la frecuencia. En el método de la traslación de frecuencia, todas las señales se mezclan en el dominio del tiempo, pero sus espectros están separados de manera que ocupan diferentes bandas de frecuencia. Se recuperan las señales en el receptor empleando filtros adecuados.

Obsérvese que se recuperan los espectros de las señales individuales, por lo que este método de separación se lleva a cabo en el dominio de la frecuencia. Este procedimiento, en el que las diferentes señales comparten diferentes intervalos de frecuencia, se conoce como sistema de multicanalización por división de frecuencia. En el segundo método, se intercalan las muestras de las diferentes señales y éstas se separan individualmente en el extremo receptor mediante el detector síncrono adecuado. En este caso, recuperamos las diferentes señales en el dominio del tiempo; los espectros de frecuencia de todas las señales

muestreadas están mezclados ocupando el mismo rango de frecuencia. Este sistema, en el que todas las señales comparten los diferentes intervalos de tiempo se conoce como sistema de multicanalización por división de tiempo.

1. El receptor superheterodino

La modulación de las señales presenta la gran ventaja de permitir la transmisión simultánea de varias señales. Supongamos que se desea enviar n señales simultáneamente por un medio de transmisión, cada una de las cuales está limitada en banda a ω_m radianes por segundo. Por ejemplo, consideremos el sistema de AM, aun cuando se puede decir lo mismo para otros modos de transmisión. Las n señales modulan a las portadoras $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, de manera tal que cada portadora queda separada de la adyacente en por lo menos $2\omega_m$ radianes por segundo. Cada una de las señales moduladas tiene un ancho de banda de $2\omega_m$ y está centrada en las frecuencias $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$. (Existe un espectro similar para frecuencias negativas). Esto se indica en las figuras 1.1a y b. La figura 1.1a nos muestra el espectro de cada una de las señales y la figura 1.1b el espectro total de las señales moduladas en el transmisor. En el receptor, se separan los diferentes espectros con filtros de paso de banda adecuados (figura 1.1c).

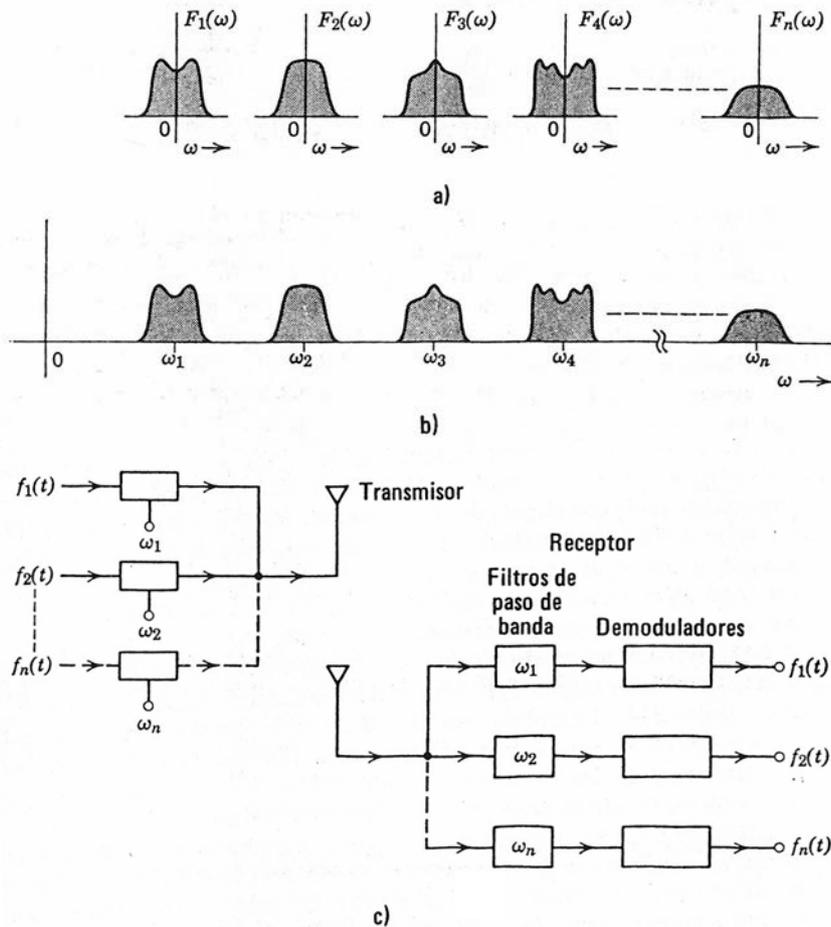


Figura 1.1 – Multicanalización por división de frecuencia.

Después de filtrar, se demodulan las señales para obtener las originales. La difusión de radio y televisión es un ejemplo conocido de la multicanalización por división de frecuencia. Cada transmisor envía una señal modulada con una portadora que se encuentra separada por lo menos en $2\omega_m$ de las portadoras de otras estaciones transmisoras. En radiodifusión esto es aproximadamente 10 KHz. El receptor comercial capta cualquier señal deseada al sintonizarla adecuadamente, de modo que deja pasar la banda que se quiere y atenúa las demás frecuencias. A continuación, se demodula la señal para obtener la información deseada. Sin embargo, en casi todos los receptores comerciales de AM, la demodulación no se lleva a cabo directamente; en primer lugar, se traslada la señal modulada recibida a una frecuencia inferior fija conocida como frecuencia intermedia cuyo valor es de 455 KHz. La traslación se hace al modular la onda de entrada con una señal generada localmente, que difiere de la portadora transmitida en 455 KHz. Una vez trasladada a esta frecuencia intermedia, se le amplifica y demodula para obtener la señal deseada [3]. El diagrama de bloques de un receptor superheterodino de AM se muestra en la Figura 1.2.

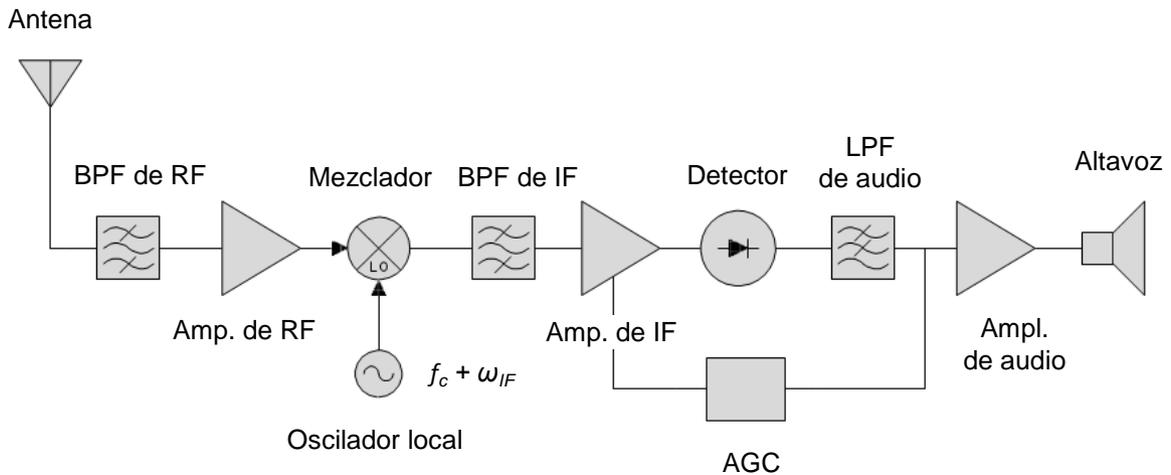


Figura 1.2 – Receptor superheterodino.

La razón para trasladar todas las estaciones a una portadora fija de 455 kHz es para obtener una selectividad adecuada. Es difícil diseñar filtros pasobanda finos con ancho de banda de 10kHz (el espectro de audio modulado) si la frecuencia central f_c es muy alta. Esto es particularmente cierto si este filtro es sintonizable. En consecuencia, el filtro de RF no puede proporcionar una selectividad adecuada y se producirán interferencias considerables entre canales adyacentes. Pero cuando esta señal se traslada a una frecuencia IF mediante un convertidor, ésta se amplifica más por un amplificador de IF (usualmente un amplificador de 3 etapas), que tiene buena selectividad. Esto se debe a que la frecuencia IF es razonablemente baja, y en segundo lugar, su frecuencia central es fija. De esta manera, aunque la entrada del amplificador de IF contenga numerosas componentes de canales adyacentes, debido a su alta selectividad, la sección de IF suprime en forma satisfactoria toda la interferencia y amplifica la señal lo suficiente para la detección de envolvente.

En realidad, prácticamente todo lo relativo a la selectividad se realiza en la sección de IF; la sección de RF desempeña un papel secundario. La función principal de la sección de RF es la supresión de la frecuencia imagen. La salida del mezclador, o convertidor, consta de componentes iguales a la diferencia entre la frecuencia entrante (f_c) y la del oscilador local (f_{LO}) (esto es, $f_{IF} = f_{LO} - f_c$). Ahora, si la frecuencia de la portadora entrante $f_c = 1000$ kHz, entonces $f_{LO} = f_c + f_{IF} = 1000 + 455 = 1455$ kHz. Pero otra portadora, con $f_c' = 1455 + 455 = 1910$ kHz, será también captada, debido a que la diferencia $f_c' - f_{LO}$ es también de 455 kHz. La estación en 1910 kHz se dice que es la *imagen* de la estación en 1000 kHz. Las estaciones que se encuentran a $2f_{IF} = 910$ kHz de separación, se dice que son *estaciones imagen* y podrían aparecer ambas de forma simultánea a la salida de IF si no fuera por el

filtro de RF de la entrada del receptor. El filtro de RF puede proporcionar una selectividad pobre contra estaciones adyacentes separadas 10 kHz, pero puede proporcionar una selectividad razonable contra una estación separada de otra por 910 kHz.

El receptor (fig. 1.2) convierte la frecuencia portadora a IF utilizando un oscilador local de frecuencia f_{LO} más alta que la frecuencia de la portadora entrante (conversión por arriba) y, por eso, se le llama receptor superheterodino. El principio de la heterodinación, presentado por primera vez por E. H. Armstrong, se utiliza tanto en AM y FM como en receptores de televisión. La razón de una conversión por arriba en lugar de por abajo es que la primera conduce a un rango de sintonización menor para el oscilador local que la última. Las frecuencias de la banda de radiodifusión van de 550 a 1600 kHz. En la conversión por arriba f_{LO} varía de 1005 a 2055 kHz, mientras que en la conversión por abajo f_{LO} varía de 95 a 1145 kHz. Es mucho más fácil diseñar un oscilador que sintonice una relación de frecuencias menor.

La importancia del principio superheterodino no puede dejar de advertirse en la radiodifusión. En los primeros días (antes de 1919), toda la selectividad contra las estaciones adyacentes se realizaba en el filtro de RF. Ya que este filtro tiene una pobre selectividad, se hizo necesario tener varias etapas (varios circuitos resonantes) en cascada para obtener una selectividad adecuada. Cada filtro se sintonizaba en forma individual, en los primeros receptores. Era muy lento y engorroso sintonizar una estación llevando a todos los circuitos resonantes a la sincronización. Esto se mejoró al conectar capacitores variables juntos montándolos sobre el mismo eje y haciéndolos girar mediante una sola perilla. Pero los capacitores variables son muy voluminosos y existe un límite para el número de ellos que pueden montarse juntos. Esto limitaba la selectividad disponible en los receptores. En consecuencia, las frecuencias de portadoras adyacentes tenían que estar muy separadas, dando por resultado menos bandas de frecuencias. Fue el receptor superheterodino el que hizo posible acomodar muchas más estaciones de radio.

1.2. Objetivos del proyecto

Los equipos destinados exclusivamente a la realización de prácticas se denominan entrenadores. Estos equipos se caracterizan por tener fácil acceso a sus principales componentes y ser bastante robustos para poder funcionar bajo circunstancias experimentales.

El entrenador con el que trabajaremos es el ME1000 y está orientado al Diseño de Circuitos de RF. El proyecto consistirá en estudiar todos los conceptos relacionados con la radiofrecuencia para, después, caracterizar los componentes electrónicos de dicho entrenador. Los subsistemas que componen el entrenador ME1000 son, básicamente, los propios de un radio transmisor-receptor heterodino: oscilador, mezclador de frecuencias, filtros, amplificadores de potencia y de bajo ruido y antenas. Debido al gran número de medidas que se practican a los dispositivos, sólo se caracterizarán aquellos subsistemas con distintas funciones.

Los resultados de las medidas quedarán convenientemente recogidos en 15 prácticas que se desarrollarán principalmente en torno a dos equipos de medida: el Analizador de Espectros y el Analizador de RF, aunque usaremos también equipos específicos para medir el ruido.

1.3. Estructura de la memoria

En el presente proyecto las prácticas con el equipo de entrenamiento ME1000 tienen un papel central. Las prácticas están diseñadas para poder usarse de forma independiente explicándose en cada una de ellas los pasos a seguir para realizar las medidas.

El equipo de prácticas ME1000 se encuentra formado por dos unidades, una unidad de transmisión y una unidad de recepción. En el capítulo de introducción se explica de forma teórica el funcionamiento de los equipos de transmisión y recepción usados en las comunicaciones de radio. En el laboratorio las herramientas básicas con las que vamos a trabajar serán los instrumentos de medida y en el capítulo 2 se explican los controles más importantes de los analizadores de señales.

Puestos ya a hacer las prácticas, lo primero que tenemos que saber es cómo configurar y verificar el correcto funcionamiento de nuestro equipo entrenador. En el capítulo 3 se explica el manejo del entrenador ME1000.

Hoy en día, tanto los transmisores como los receptores se pueden integrar en un solo circuito monolítico pero como la finalidad del equipo de prácticas es precisamente el diseño de circuitos de RF, en nuestro equipo los dispositivos se encuentran montados independientemente sobre la PCB para que seamos nosotros los que conformemos los distintos circuitos. Pues bien, para mantenernos situados en todo momento, lo que se ha hecho en este proyecto es dedicar un capítulo a cada uno de los módulos del entrenador ME1000: el amplificador de potencia, el amplificador de bajo ruido, el filtro, el mezclador, el sintetizador, la antena, etc.

En cada capítulo se hace una breve introducción al circuito que vamos a caracterizar, se describe la arquitectura del circuito y se redactan las prácticas que hemos hecho con los diferentes instrumentos de medida. Las prácticas están estructuradas en secciones, ejercicios y apartados de cada ejercicio para facilitarnos hacer referencias al texto.

Los principales objetivos de cada capítulo son:

Capítulo 4. Verificar la pureza de las señales de un generador de señales, determinar las pérdidas ocasionadas por los cables, conectores y las pistas de la PCB, realizar una calibración escalar del offset y modificar el estándar TRM que trae de fábrica el RFA.

Capítulo 5. Los objetivos serán medir la ganancia, la compresión de la ganancia, la distorsión armónica, el punto de intersección de tercer orden, el aislamiento, la reflexión y la transmisión de un amplificador de potencia.

Capítulo 6. En él se pretende medir la ganancia, el aislamiento, la reflexión, la transmisión y la figura de ruido de un amplificador de bajo ruido.

Capítulo 7. Las características que se van a medir son las pérdidas de inserción, el ancho de banda y el rechazo de un filtro paso-banda de RF. Con el analizador de redes lo que haremos será medir la reflexión y la transmisión y representar los resultados en múltiples formatos como la carta de Smith y diagrama de magnitud.

Capítulo 8. Mediremos las pérdidas de conversión, la compresión de la ganancia, el rechazo de la frecuencia imagen, las pérdidas de retorno, la SWR y el aislamiento de los distintos puertos de un mezclador de frecuencias.

Capítulo 9. Con respecto al sintetizador de frecuencias, lo fundamental será medir el nivel de potencia de salida y el ruido de fase.

Capítulo 10. En este capítulo se mide la reflexión de una antena y con el analizador de espectros se mide la ganancia de la misma.

Capítulo 11. Este capítulo trata de analizar el flujo de señal que atraviesa la unidad de transmisión así como la unidad de recepción.

Finalmente en el capítulo 12 se resumen las principales conclusiones de este proyecto tras realizar todas las prácticas.

A continuación se presenta el presupuesto del proyecto, detallando todos los costes tanto de material como de mano de obra, etc.

En el apartado referencias bibliográficas se recogen todos los libros, artículos y páginas web que se han consultado para elaborar este proyecto.

También se incluye un anexo con las especificaciones técnicas de los equipos, tanto del entrenador como del analizador de señales, para que podamos usar los mismos con seguridad.

1.4. Peticionario

Actúa como petionario para este Proyecto Fin de Carrera, la división Tecnológica Microelectrónica (TME) del Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada (IUMA) y la Escuela de Ingeniería de Telecomunicación y Electrónica (EITE).

Capítulo 2

Instrumentación Básica

2.1. Analizador de Espectros

Una buena parte de las técnicas de medida en el dominio de la frecuencia están basadas en el *Analizador de Espectros*. Este instrumento ofrece una gran versatilidad, pudiéndose medir con él frecuencia, potencia, distorsión y ruido. Entre sus principales aplicaciones se encuentra la caracterización de señales moduladas, las medidas de distorsión lineal y no lineal, medidas de pérdidas de conversión de mezcladores y medidas de pureza espectral, ruido de fase y estabilidad de osciladores. [4]

Existen diferentes tipos de analizadores de espectro y el N9912A pertenece al grupo de los denominados *Analizadores Superheterodinos*. Este tipo de analizadores son, sin lugar a dudas, los más ampliamente utilizados en ingeniería de radiofrecuencia y sólo proporcionan información sobre la magnitud de los espectros. Los analizadores superheterodinos permiten caracterizar espectros de señales hasta frecuencias del orden de 300 GHz, ofrecen una gran resolución en frecuencia, y operan en régimen lineal en márgenes de amplitud de señal que superan los 100 dB.

En la Figura 2.1 se muestra un esquema simplificado del analizador superheterodino. En este analizador el barrido se realiza mediante el control electrónico de la frecuencia de un oscilador local que alimenta una etapa de mezclado. La señal de diente de sierra se utiliza simultáneamente para el barrido horizontal y para controlar esta frecuencia. De esta manera, a medida que aumenta el voltaje de esta onda el mezclador se sintoniza para frecuencias de entrada cada vez más altas, y al mismo tiempo la traza en la pantalla se desplaza de izquierda a derecha, generándose así la representación del espectro. En ausencia de señal, la traza es esencialmente una línea recta contaminada por ruido que recibe el nombre de *línea de base*.

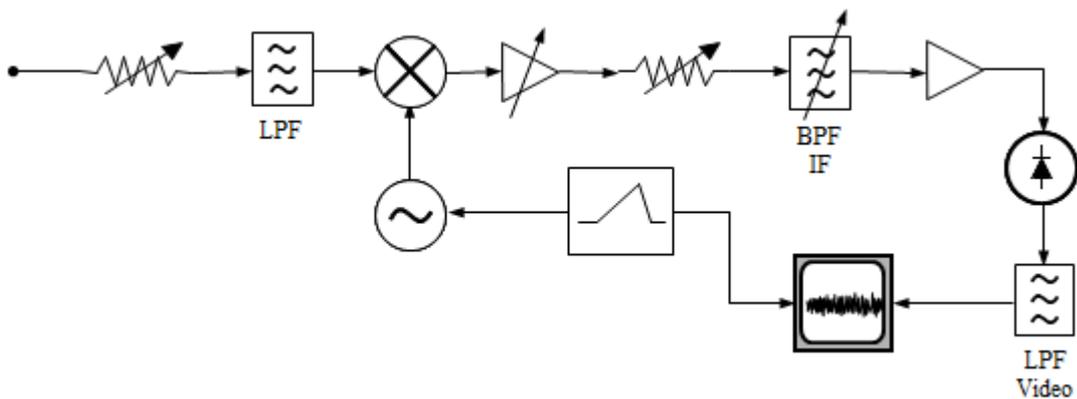


Figura 2.1 - Analizador superheterodino.

En este diagrama de bloques podemos ver cómo la señal pasa por dos demoduladores, uno síncrono (el mezclador) y el otro asíncrono (el detector de envolvente).

1. Controles de un Analizador de Espectros

Ancho de banda de resolución

La resolución establece la capacidad de un analizador para distinguir dos componentes de frecuencia muy próximas entre sí. El control del ancho de banda de resolución se consigue mediante el ajuste del filtro paso banda de IF en el detector superheterodino. Los analizadores de espectros permiten seleccionar el ancho de banda del filtro IF que está centrado a una frecuencia fija y relativamente baja. La energía de las frecuencias seleccionadas por el filtro se medirá y se asignará a un rango de frecuencias igual al ancho de banda del filtro, lo que limita la resolución de frecuencia de la medida. Este ancho de banda de resolución suele designarse con las iniciales *RBW* (*Resolution Bandwidth*). Lógicamente es importante seleccionar siempre un ancho de banda de filtro menor que las mínimas separaciones en frecuencia que se desean medir.

Por otra parte, a medida que se reduce el ancho de banda de un sistema de medida se reduce también el ruido térmico. Consecuentemente, la señal a la salida del bloque de mezclado será menos ruidosa si disminuimos el ancho de banda del filtro. De esta manera no sólo se mejora la resolución, sino también la sensibilidad del instrumento. No obstante, en algunas aplicaciones pueden interesar anchos de banda elevados, por ejemplo cuando se necesite determinar la potencia total asociada a una banda de frecuencias concreta, o cuando se desee medir ruido.

Intervalo de frecuencias a presentar (Span)

El intervalo de frecuencias a presentar o *span* es la porción del espectro que se desea medir. El control del span se consigue variando la amplitud de la señal de diente de sierra del detector superheterodino. Este factor puede variar entre cero y toda la banda de frecuencias que cubra el analizador. Cuando el span se ajusta a cero (opción que suele etiquetarse con las palabras «*Zero Span*»), el oscilador local deja de barrer en frecuencia y el analizador se comporta como un receptor superheterodino convencional con una frecuencia central igual a la seleccionada.

Con la opción «*Zero Span*» se puede demodular de forma directa una señal AM. Para ello basta con aplicar una señal de este tipo al analizador, seleccionar una frecuencia central

igual a la portadora y un ancho de banda de resolución mayor que el ancho de banda del espectro de la señal para evitar distorsión. En estas circunstancias se visualizaría la variación con el tiempo de la señal moduladora.

La opción «Zero Span» también se suele utilizar para demodular señales pulsadas y medir tiempos de subida, de caída y anchuras de pulsos. También puede ser útil para demodular señales FM, aunque introduciendo bastante distorsión. Esta posibilidad es factible en los analizadores dotados de filtros IF en los que la banda de transición presente una caída suave de la amplitud. En estas circunstancias se puede sintonizar el analizador a la frecuencia central de la banda de transición, lo que da lugar a que se produzca una conversión de FM a AM: las variaciones en frecuencia dan lugar a variaciones en la amplitud. Estas variaciones de amplitud son finalmente demoduladas por el detector del instrumento.

Tiempo de barrido

El tiempo de barrido es el tiempo que tarda el analizador en barrer todo el margen de frecuencias en el que se hace la medida. El control del tiempo de barrido se consigue variando el periodo de la señal de diente de sierra en el detector superheterodino. Este factor coincide con el periodo de la señal de diente de sierra siempre y cuando ésta sea ideal, es decir, el tiempo durante el cual ésta decrece es nulo.

En principio, puede parecer que siempre será interesante seleccionar un tiempo de barrido lo más corto posible: cuanto menor sea, tanto más rápida será la medida. Sin embargo, no es posible realizar la medida correctamente con cualquier tiempo de barrido. Toda la circuitería del analizador presenta un retardo en su respuesta y en particular el filtro de resolución, que es el que determina el ancho de banda del instrumento. Este retardo hace que las señales necesiten un tiempo no nulo para pasar a través del filtro, dando lugar a errores si se elige un tiempo de barrido demasiado corto. Los analizadores de espectros disponen de controles para regular el tiempo de barrido. En algunos modelos hay funciones para calcular automáticamente la velocidad de barrido óptima, o bien se incluyen luces de aviso o señales acústicas cuando se produce un barrido excesivamente rápido.

De la figura 2.2a se deduce que

$$\frac{SPAN}{t_S} = \frac{RBW}{t_P}$$

donde *SPAN* es el intervalo de frecuencias a presentar y t_S es el tiempo de barrido.

Por otra parte, el retardo de la representación en pantalla vendrá determinado fundamentalmente por el retardo t_d del filtro, que es inversamente proporcional a su ancho de banda y por tanto se puede expresar a partir de la relación $t_d = \frac{\psi}{RBW}$

$$t_d = \frac{\psi}{RBW}$$

donde ψ es una constante que depende de la forma de la función de transferencia del filtro. Para los filtros de forma gaussiana que se utilizan típicamente en los analizadores este factor tiene un valor de 2 o 3; mientras que para filtros de forma más cuadrada puede alcanzar valores de 10 a 15. Si se igualan t_p y t_d , obtendremos el tiempo de barrido mínimo que tenemos que seleccionar para que la señal sea representada en pantalla sin que se aprecie el retardo entre detección y representación,

$$t_s = \frac{\psi (SPAN)}{(RBW)^2}$$

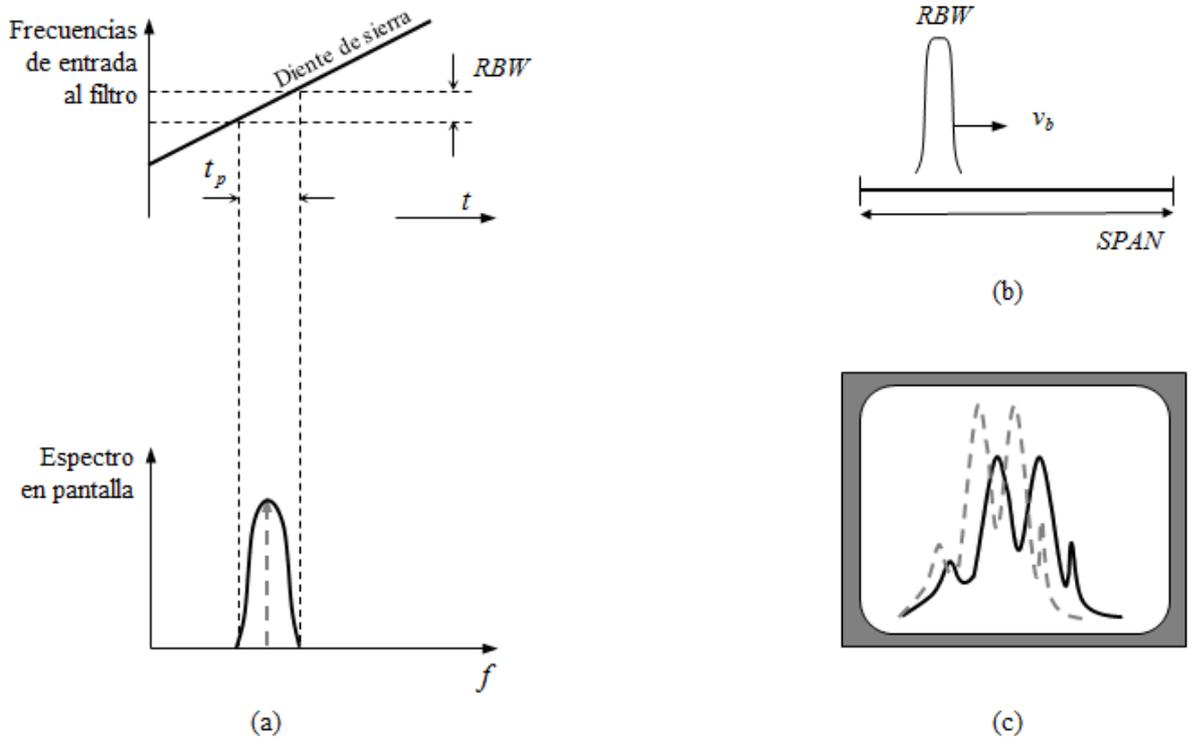


Figura 2.2 - Tiempo de barrido.

Ancho de banda de video (VBW)

El control de ancho de banda de video permite regular el ancho de banda del filtro de video previo a la monitorización en pantalla. Este factor no debe confundirse con el ancho de banda de resolución. El filtro de video es un filtro pasobajo que se inserta después del bloque de detección, tal y como se muestra en la Figura 2.1. Este filtro permite eliminar la potencia de ruido en las frecuencias altas, gracias a lo cual se puede mejorar la sensibilidad. Los analizadores disponen generalmente no de un solo filtro sino de un banco de filtros que pueden seleccionarse en función de la velocidad de barrido elegida. Cuando se elige un filtro de banda muy estrecha con velocidades de barrido muy elevadas, entonces se produce una infravaloración de la amplitud de la señal. Típicamente, los filtros de video tienen frecuencias de corte que varían entre unos pocos Hz hasta 100 kHz o más.

Promediado

Algunos instrumentos tienen la posibilidad de presentar en pantalla no el espectro calculado después de una sola medida, sino el espectro promediado de múltiples medidas. De esta manera no se reduce el ruido generado por el instrumento, pero sí es posible reducir la amplitud de las fluctuaciones en la línea de base, lo que permite detectar señales débiles que en otro caso no podrían observarse. Con el factor de promediado (*Averaging Factor*) se especifican el número total de medidas a promediar. Para evitar que el proceso de representación de la traza sea excesivamente lento, es habitual ir representando los promedios parciales, según se van haciendo las medidas. En términos matemáticos, el nuevo valor a representar vendrá dado por la expresión

$$A[k] = \frac{N-1}{N}A[k-1] + \frac{f[k]}{N}$$

siendo N el número total de medidas a promediar, $A[k]$ el nuevo valor a representar, $A[k-1]$ el valor representado después de realizar la medida previa (es decir, el promedio de todas las medidas anteriores) y $f[k]$ es la nueva medida.

Atenuación RF

La atenuación de la señal de RF a la entrada del detector superheterodino permite medir señales con amplitudes muy dispares y buscar en cada momento el compromiso más adecuado entre sensibilidad en la medida y riesgo de generar armónicos espurios por problemas de no linealidad. Una manera sencilla de determinar si el analizador se encuentra o no en su zona lineal durante una medida consiste en modificar el control de atenuación RF y comprobar como varían las amplitudes de los armónicos que aparezcan en la pantalla. En régimen lineal, el nivel de ruido de la línea de base aumentará y las amplitudes de todos los armónicos decrecerán en un mismo factor. En cambio, si el analizador genera armónicos espurios, la modificación del nivel de RF dará lugar a alteraciones entre las amplitudes relativas de los armónicos observados.

En algunos analizadores, como en el Agilent N9912A FieldFox, hay un acoplamiento automático de la atenuación RF con la amplificación IF. En estas circunstancias, al aumentar la atenuación RF se incrementa al mismo tiempo la ganancia IF y por tanto el nivel de señal visualizado en pantalla se mantiene constante. En estas circunstancias, el analizador introduce distorsión de la señal cuando al actuar sobre el control de atenuación RF se observan cambios en la amplitud de las líneas.

Acoplo/Desacoplo de controles

Debido a la posibilidad de cometer errores en la medida al seleccionar una combinación inadecuada de parámetros, los analizadores de espectros tienen generalmente opciones para acoplar dos o más controles; de modo que al modificar uno de ellos se modifiquen el resto automáticamente para que la medida sea óptima. Las funciones de acoplo varían dependiendo del modelo de analizador. Las más comunes son las de acoplo entre el ancho de banda de resolución y span, o también la de acoplo ancho de banda de resolución - barrido en tiempo - ancho de banda de video - span.

2. Especificaciones clave en un Analizador de Espectros

Sensibilidad

La sensibilidad suele expresarse en términos de un factor que recibe el nombre de *nivel de ruido representado* o *Displayed Average Noise Level (DANL)*. Este factor se define como el nivel de la línea de base en ausencia de señal, para una atenuación RF nula y después de haber reducido el ancho de banda de resolución y el de video lo suficiente como para que la línea sea esencialmente recta, sin fluctuaciones. También suele definirse la *sensibilidad* de un analizador de espectros como la mínima potencia que ha de tener una señal sinusoidal para poder ser detectada. Como criterio, suele considerarse que la señal se puede detectar cuando su potencia se encuentra a 3 dB por encima del *DANL*.

El ruido interno generado por el analizador es fundamentalmente térmico, y por tanto tiene una densidad espectral de potencia independiente de la frecuencia. Al aumentar el ancho de banda de resolución el factor *DANL* aumenta también proporcionalmente. Un buen analizador de espectros puede medir niveles de potencia del orden de -145 dBm a mínima resolución.

Rango dinámico

El rango dinámico es un factor que indica el rango de amplitudes que puede visualizarse. El rango dinámico está limitado por la sensibilidad del analizador en la zona de bajas potencias y por la distorsión armónica en la zona de potencias elevadas. En cualquier red de dos puertos no lineal esta distorsión se caracteriza en términos de un factor que recibe el nombre de *punto de compresión de 1 dB*. A medida que se incrementa la potencia de señal a la entrada de la red, la potencia a la salida aumentará linealmente hasta llegar a una situación de saturación, debido fundamentalmente al comportamiento no lineal de los detectores, amplificadores y mezcladores que haya en la red. En estas circunstancias, se define el punto de compresión de 1 dB como la potencia a la cual la salida es 1 dB inferior a la potencia de salida que se obtendría si la red fuera perfectamente lineal. La Figura 2.3 ilustra esta definición. En los analizadores de espectros, la no linealidad es producida fundamentalmente por las etapas de mezclado.

Habitualmente se utilizan dos definiciones distintas de rango dinámico. La primera es el cociente entre la potencia máxima y la mínima que se pueden mostrar simultáneamente en

la pantalla del analizador. Los analizadores de gama media permiten medir simultáneamente señales que se diferencian en 80 dB o más. También se define el rango dinámico como el cociente entre el punto de compresión de 1 dB y la sensibilidad. La mayor parte de los fabricantes de analizadores suelen especificar la definición que utilizan.

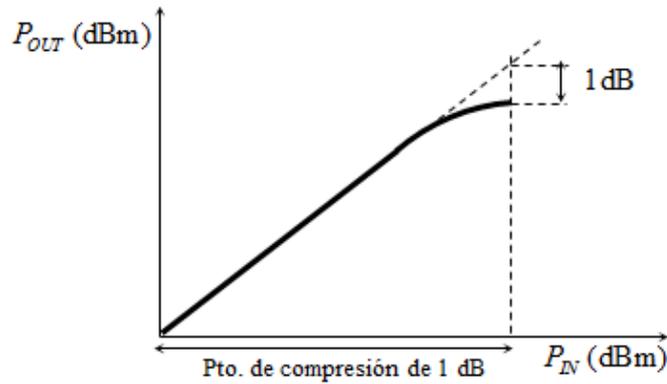


Figura 2.3 - Punto de compresión de 1 dB.

2.2. Analizador Escalar de Redes

En muchas aplicaciones la medida de la fase de los parámetros S es de segunda importancia o simplemente las fases no se especifican en las condiciones de diseño del dispositivo a medir. En esas condiciones se puede utilizar un analizador escalar que permite obtener un valor del módulo de la transmisión y reflexión en función de la frecuencia. Un ejemplo claro de este tipo de circuitos es el amplificador de microondas, del que en muchos casos sólo se precisa conocer la ganancia y el nivel de reflexión en sus puertos. El esquema del analizador escalar se basa fundamentalmente en un reflectómetro y sendos detectores de potencia en las puertos de medida. Normalmente se añade un detector para la medida de la señal de generador. Esta señal, denominada de referencia (R), permite compensar posibles variaciones de la potencia del generador al variar la frecuencia. En la Figura 2.4 se muestra el diagrama de bloques del analizador.

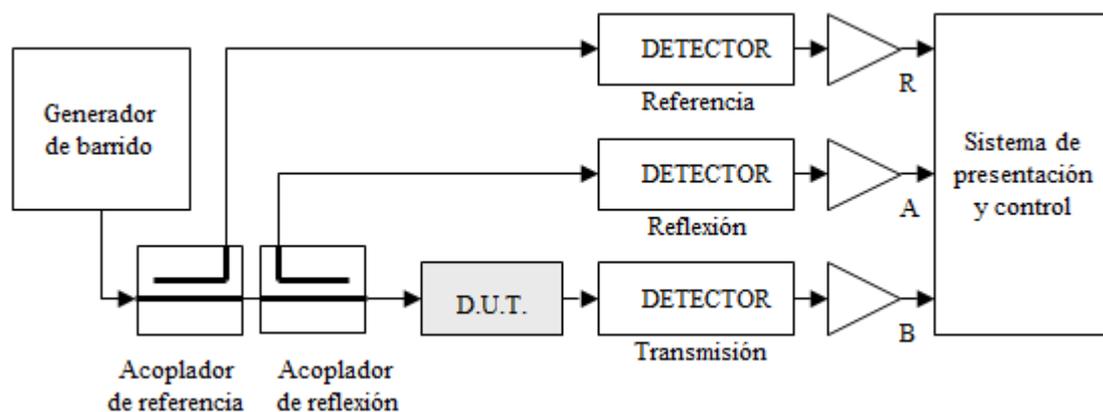


Figura 2.4 - Diagrama de bloques de un analizador escalar.

Al igual que en los analizadores de espectros, en los analizadores de redes los detectores mayoritariamente son receptores superheterodinos. Como sabemos, éstos utilizan una conversión de frecuencia hacia una frecuencia intermedia para mejorar la sensibilidad del proceso de detección y aumentar con ello el margen dinámico del sistema. Esta forma de proceder permite realizar un filtrado selectivo después del proceso de detección eliminando el ruido de baja frecuencia y mejorando la sensibilidad. Además se consigue aislar la respuesta del circuito de señales interferentes procedentes de otros sistemas o de oscilaciones en el dispositivo a medir.

2.3. Rango de medida del Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox

Potencia, $P = [-148 \text{ dBm}, 27 \text{ dBm}]$

Reflexión, $|S_{11}| = [-100 \text{ dB}, 15 \text{ dB}]$

Transmisión, $|S_{21}| = [-100 \text{ dB}, 50 \text{ dB}]$

Capítulo 3

Equipo de prácticas ME1000

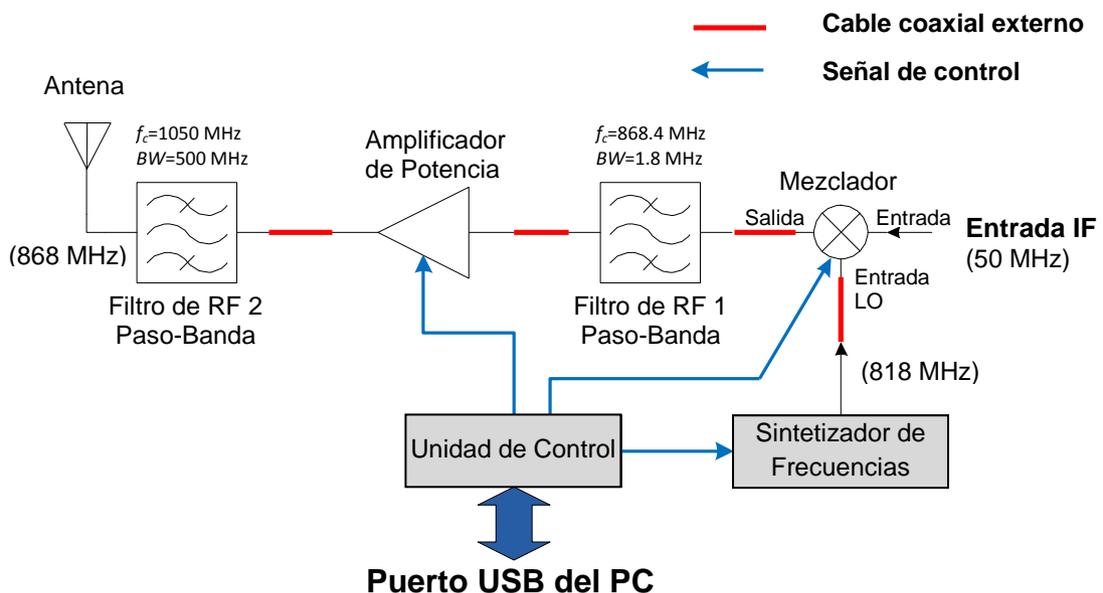
El entrenador ME1000 es un equipo idóneo para hacer prácticas en las áreas de radio frecuencia (RF) y comunicaciones inalámbricas. El objetivo de este proyecto de fin de carrera es ofrecer un conjunto de prácticas para dicho entrenador que puedan realizar alumnos de último curso de grado o post-graduados. Los módulos del entrenador pueden ser usados como dispositivos independientes para demostrar conceptos básicos de RF y principios de diseño. El acceso independiente a los distintos módulos facilita la caracterización de sus antenas, filtros, amplificadores de bajo ruido (LNA), amplificadores de potencia (PA), mezcladores y sintetizadores de frecuencia basados en lazos de seguimiento de fase (PLL). Además los módulos pueden conectarse entre ellos para formar un transceptor de RF de principio a fin y completamente funcional. Los ejercicios y los trabajos de laboratorio aportan a los estudiantes una mejor comprensión y aumentan sus conocimientos de RF y comunicaciones inalámbricas. [5]

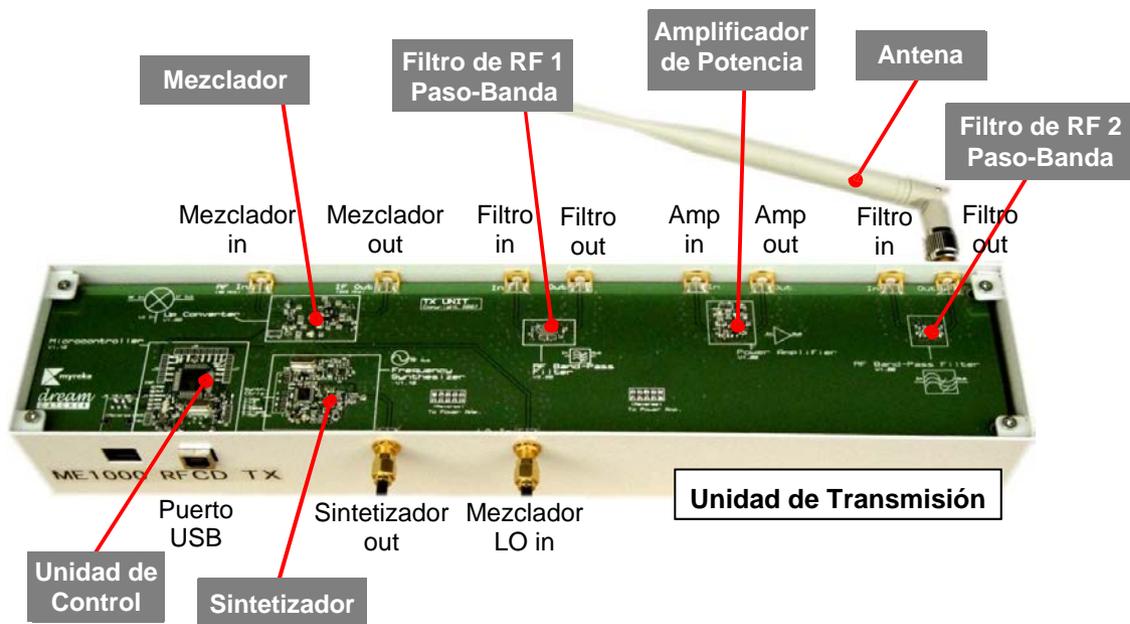
3.1. Unidad de Transmisión ME1000

La Unidad de Transmisión (TX) contiene los bloques básicos de un sistema front-end de RF típico. Es decir, la Unidad TX está formada por los siguientes bloques:

- Sintetizador de Frecuencias de RF
- Filtros Paso-Banda
- Conversor elevador de frecuencia
- Amplificador de Potencia

Más abajo se muestra el diagrama de bloques del TX. El TX acepta señales que hayan sido moduladas con una frecuencia de portadora de 50 MHz y no ocupen más de 1 MHz de ancho de banda. En el TX, la señal modulada de entrada se eleva a 868 MHz mediante el Mezclador elevador de frecuencia. Los Filtros Paso-Banda suprimen las componentes de frecuencia no deseadas mientras el Amplificador de Potencia aumenta la potencia de la señal hasta un máximo de 1 mW (sobre una carga de 50 Ω) para alimentar la antena. El Amplificador de Potencia, el Convertidor elevador de frecuencia y el Sintetizador de Frecuencias, al ser circuitos activos, pueden ser controlados por la Unidad de Control. Las aplicaciones que se ejecutan en el PC toman las instrucciones del usuario y envían los comandos apropiados a la Unidad de Control del TX a través del puerto USB. La Unidad de Control por su parte proporciona a los circuitos activos la potencia necesaria y las señales de control.





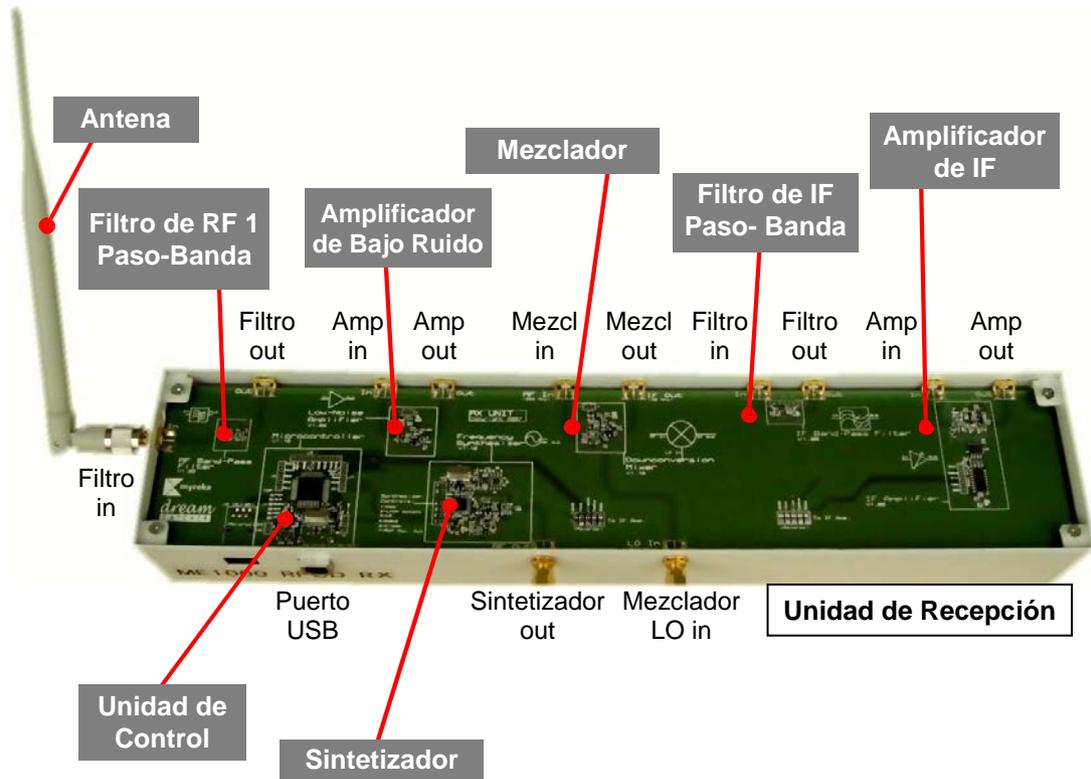
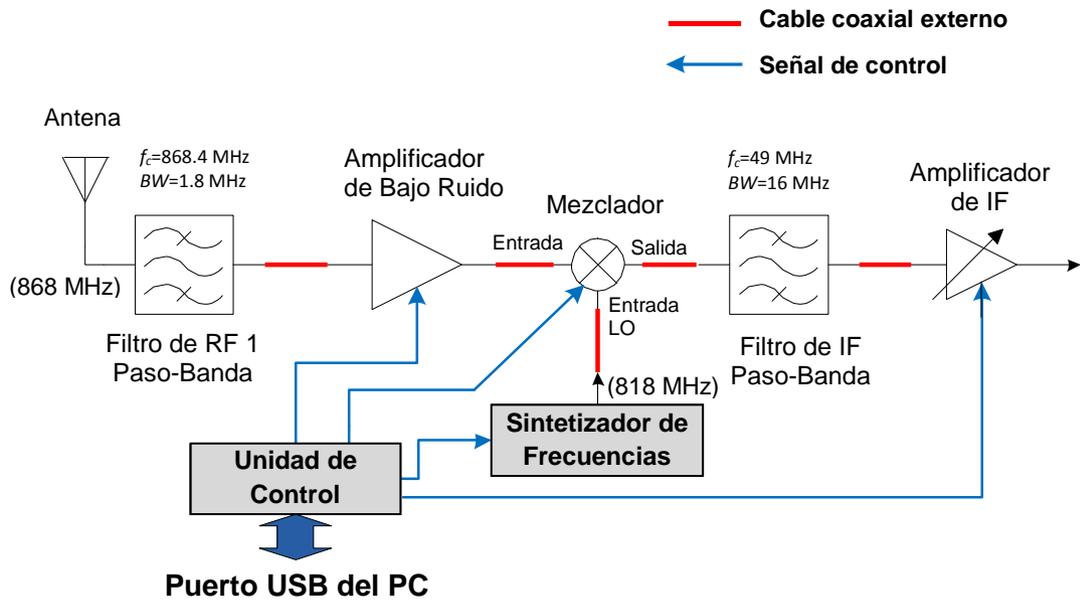
3.2. Unidad de Recepción ME1000

La Unidad de Recepción (RX) contiene los bloques básicos de un sistema front-end de RF típico. Es decir, la Unidad RX está formada por los siguientes bloques:

- Sintetizador de Frecuencias de RF
- Filtros Paso-Banda
- Convertor de frecuencia
- Amplificador de Bajo Ruido
- Amplificador de Frecuencia Intermedia (IF)

Más abajo se muestra el diagrama de bloques del RX. La antena del RX acepta señales que hayan sido moduladas con una frecuencia de portadora de 868 MHz y no ocupen más de 1 MHz de ancho de banda. En el RX, la señal recibida se amplifica con el Amplificador de Bajo Ruido y posteriormente se demodula hasta una IF de 50 MHz mediante el Mezclador disminuidor de frecuencia. El Amplificador de IF de ganancia variable amplifica la señal de IF hasta un máximo de 3 mW (sobre una carga de 50 Ω). Los Filtros Paso-Banda de RF e IF suprimen las componentes de frecuencia no deseadas. El Amplificador de Bajo-Ruido, el Convertidor disminuidor de frecuencia, el Sintetizador de Frecuencias y el Amplificador de IF, al ser circuitos activos, pueden ser controlados por la Unidad de Control. Las aplicaciones que se ejecutan en el PC toman las instrucciones del usuario y envían los comandos apropiados a

la Unidad de Control del RX a través del puerto USB. La Unidad de Control por su parte proporciona a los circuitos activos la potencia necesaria y las señales de control.



3.3. Equipamiento Básico de Laboratorio

El equipo de prácticas ME1000 viene provisto de los siguientes accesorios y material didáctico:

Tabla 1.- Artículos que se proveen con el entrenador

Artículo	Cant.	Descripción
CD	1	<ul style="list-style-type: none"> ○ Transparencias de clase (Formato Microsoft® PowerPoint®) ○ Plantillas de las prácticas (Formato Microsoft® Word) ○ Prácticas basadas en problemas (Formato Microsoft® Word) ○ Archivos de diseño CAE (Formato Agilent ADS y Genesys) ○ Programa de Automatización de Medidas(Formato Agilent VEE) ○ Software Panel de Control del Entrenador de RF para Windows ○ Respuestas modelo y soluciones (Para Usuarios Registrados)
Kit de entrenamiento ME1000 de Diseño de Circuitos de RF	1	Unidad de transmisión y unidad de recepción
Antenas	2	Una para la unidad de transmisión y otra para la de recepción
Kit de calibración	1	Kit de calibración estándar Thru-Reflect-Match (TRM)
Combinador de Potencia de RF	1	Combinador de potencia para medir el OIP3
Extensiones de cable	9	Cables coaxiales SMA (macho-macho) (0.18 m)
Cables coaxiales	2	Cables coaxiales SMA (macho-macho) (1 m)
Cables USB	3	Cables USB
Conectores de RF	2	Adaptador de N a SMA (macho-hembra)
Cables de tierra	2	Para puestas a tierra (1 m)

NOTA:

El equipo de aprendizaje ME1000 cumple con el apartado 15 de las normas de la FCC. Para que el equipo funcione correctamente han de respetarse las dos condiciones siguientes:

- (1) *Que el dispositivo no cause interferencias dañinas a otros aparatos.*
- (2) *Que las interferencias recibidas sean toleradas por el equipo sin ocasionar una mala operación.*

Este equipo ha sido probado y ha demostrado cumplir con los límites estipulados en el apartado 15 de las normas de la FCC para los dispositivos digitales de clase B. Estos límites están diseñados para garantizar una protección razonable contra interferencias dañinas en instalaciones residenciales. Este equipo genera, usa y puede radiar energía de radio frecuencia; y si no se instala y usa de acuerdo con las instrucciones, puede ocasionar interferencias en las comunicaciones de radio.

Sin embargo, no se garantiza que no surjan interferencias en instalaciones particulares. Si este equipo causa interferencias dañinas en la recepción de radio o televisión, éstas pueden ser detectadas apagando y encendiendo el equipo. Sugerimos a los usuarios que corrijan las interferencias mediante cualquiera de los siguientes procedimientos:

- *Reoriente o reubique la unidad de recepción.*
- *Incremente la separación entre los equipos y la unidad de recepción.*
- *Conecte los equipos a una toma de circuito eléctrico diferente de la que tenga el receptor.*
- *Consulte al vendedor y/o un técnico experto en radio/TV para solucionar las interferencias.*

ATENCIÓN:

LA REALIZACIÓN DE CAMBIOS O MODIFICACIONES EN EL EQUIPO NO APROBADAS EXPRESAMENTE POR LA PARTE RESPONSABLE DEL CUMPLIMIENTO DE LAS NORMAS DE LA FCC (LA 'FCC GRANTEE') PUEDE SUPONER AL USUARIO LA PÉRDIDA DEL DERECHO A OPERAR CON EL EQUIPO.

Para este proyecto fin de carrera hemos usado además los instrumentos y el software de la tabla 2 pero si usted dispone de otros aparatos con funciones y capacidades similares puede reemplazarlos sin ningún inconveniente. Es importante tener presente que los artículos de la tabla 2 no se suministran junto con el entrenador ME1000 pero son necesarios o recomendables para hacer las prácticas.

Tabla 2.- Artículos que no se encuentran incluidos en el pack

Ordenador Personal con sistema operativo Windows
1 x PC con al menos 512 MB de RAM y sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista®
Generador de Señales de RF y Analizador de Espectros de RF
1 x Generador de Señales de RF Agilent N4438C, 250 kHz a 6 GHz ¹
1 x Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox, 100 kHz a 6 GHz (opciones 106, 231, 235, 302)
Analizador de RF
1 x Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox, 2 MHz a 4 GHz (opciones 104, 110, 111, 303) ²
Analizador de Figura de Ruido
1 x Analizador de Espectros Agilent E4440A PSA Series Spectrum Analyzer, 3Hz – 26.5 GHz (con las opciones Analizador de Figura de Ruido y Analizador de Ruido de Fase)
1 x Fuente de Ruido Agilent 346C SNS Series, 10 MHz to 26.5 GHz (ENR 15 dB)
Software EDA de Agilent Technologies
1 x Agilent W1418L Genesys Integrated ó E8975L Advanced Design System ³

¹ En la práctica de Caracterización del Amplificador de Potencia se necesita un generador de señales adicional para medir la intermodulación de tercer-orden.

² Este instrumento sólo realiza medidas escalares de S_{12}/S_{21} . Las prácticas diseñadas para VNA incluyen tareas adicionales que precisan de un analizador de redes con capacidad para realizar medidas vectoriales completas.

³ Este software no es necesario para realizar las prácticas del presente proyecto. El fabricante nos proporciona los esquemas de los componentes sólo para que podamos hacer nuestros propios diseños sobre placas de circuito impreso.

En la siguiente tabla se muestra el uso del kit de entrenamiento y los instrumentos recomendados en cada práctica.

Prácticas	Kit de Entrenamiento	Instrumentos		
	Kit de Entrenamiento ME1000	Opción 1: Generador de Señales de RF y Analizador de Espectros	Opción 2: Analizador de RF	Opción 3: Generador de Señales de RF, Analizador de Espectros y Analizador de RF
Calibración con Analizador de Espectros		✓		✓
Calibración con Analizador de RF			✓	✓
Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de Espectros	✓	✓		✓
Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de RF	✓		✓	✓
Caracterización de un Amplificador de Bajo-Ruido usando el Analizador de Espectros	✓	✓		✓
Caracterización de un Amplificador de Bajo-Ruido usando el Analizador de RF	✓		✓	✓
Caracterización de un Amplificador de Bajo-Ruido usando el Analizador de Figura de Ruido	✓			
Caracterización de un Filtro usando el Analizador de Espectros	✓	✓		✓
Caracterización de un Filtro usando el Analizador de RF	✓		✓	✓

Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de Espectros	✓	✓		✓
Caracterización de un Mezclador Usando el Analizador de RF	✓		✓	✓
Caracterización de un Sintetizador de Frecuencias usando el Analizador de Espectros	✓	✓		✓
Medida de la Reflexión de una Antena con el Analizador de RF			✓	✓
Medida de la Ganancia de una Antena con el Analizador de Espectros		✓		✓
Medida del Transceptor de RF Completo	✓	✓		✓

3.4. Configuración y Verificación Rápidas

Complete los pasos de esta sección para empezar a usar las unidades de transmisión (TX) y recepción (RX) ME1000 y poner en práctica sus conocimientos de Diseño de Circuitos de RF.



Se usan separadores o alargaderas SMA en todos los conectores SMA del kit de entrenamiento para prevenir el desgaste de los conectores SMA debido a las conexiones y desconexiones regulares de los cables SMA. Si los separadores sufren un desgaste excesivo, pueden ser fácilmente reemplazados por otros nuevos. Se toma esta medida para simplificar el reemplazo de los componentes ya que los conectores SMA del kit de entrenamiento están soldados a la placa PCB.

4.1 La configuración y verificación de todo el sistema se lleva a cabo en los siguientes pasos:

Paso 1: Instalación del software 'Panel de Control del Entrenador de RF'

Paso 2: Encendido de la Unidad de Transmisión y de la Unidad de Recepción

Paso 3: Verificación de la Unidad de Transmisión

Paso 4: Verificación de la Unidad de Recepción

Paso 5: Verificación Completa del Sistema de Comunicación

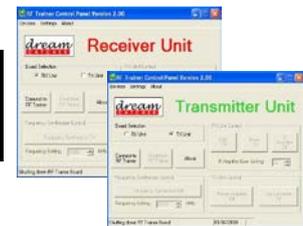
IMPORTANTE

- *El nivel de potencia de los instrumentos, si es excesivo, puede dañar las unidades de transmisión y recepción. Por favor, atégase estrictamente a los niveles de potencia recomendados en las instrucciones.*
- *Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado.*
- *Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa esté colocada antes de encender el dispositivo.*

Paso 1 : Instalación del Software Panel de Control del Entrenador de RF

1 Ejecute el **Panel de Control del Entrenador de RF** que viene en el CD de instalación ME1000. Instale el Microsoft .Net Framework cuando se le pida.

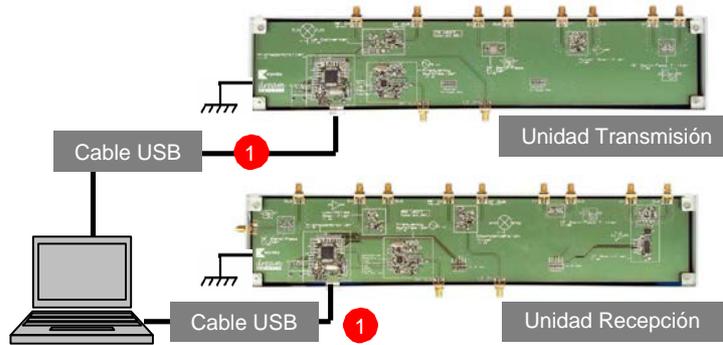
2 Haga clic dos veces en el icono **RF-Trainer** de su escritorio para abrir un Panel de Control y repita la acción para abrir un segundo Panel. Un Panel de Control controlará la unidad de transmisión mientras que el otro controlará la unidad de recepción.



Dos Paneles de Control

Paso 2 : Encendido de la Unidad de Transmisión

- 1 Conecte la unidad de transmisión y la unidad de recepción al PC usando los cables USB.

Encendido de la Unidad de Transmisión

- 2 Seleccione **TX Unit** en el Panel de Control 1.
- 3 Haga clic en **Connect to RF Trainer**.
- 4 El LED verde parpadeará una vez en la unidad de control del transmisor, para indicar que la conexión se ha llevado a cabo con éxito.

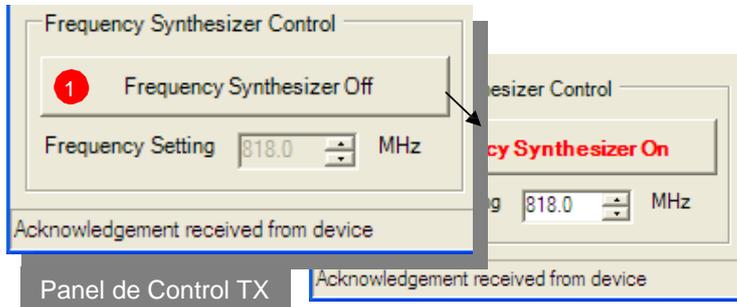
Encendido de la Unidad de Recepción

- 5 Seleccione **RX Unit** en el Panel de Control 2.
- 6 Haga clic en **Connect to RF Trainer**.
- 7 El LED verde parpadeará una vez en la unidad de control del receptor, para indicar que la conexión se ha llevado a cabo con éxito.



Paso 3 : Verificación de la Unidad de Transmisión

- Haga clic en **Frequency Synthesizer Off** para encender el sintetizador. Fije la frecuencia en **818 MHz**.

Verificación del Sintetizador

- Conecte el analizador de espectros al puerto de salida del Sintetizador de la unidad de transmisión.
- Compruebe que la señal de salida del sintetizador es correcta.



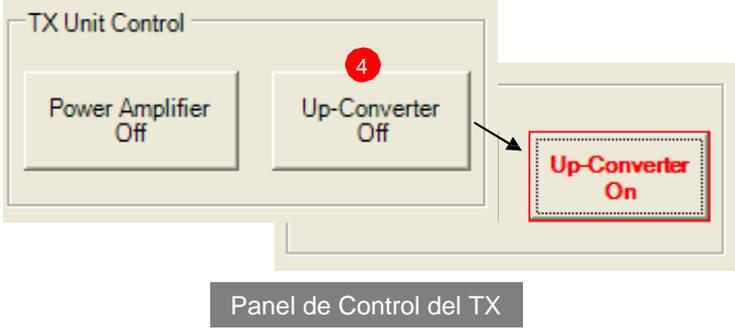
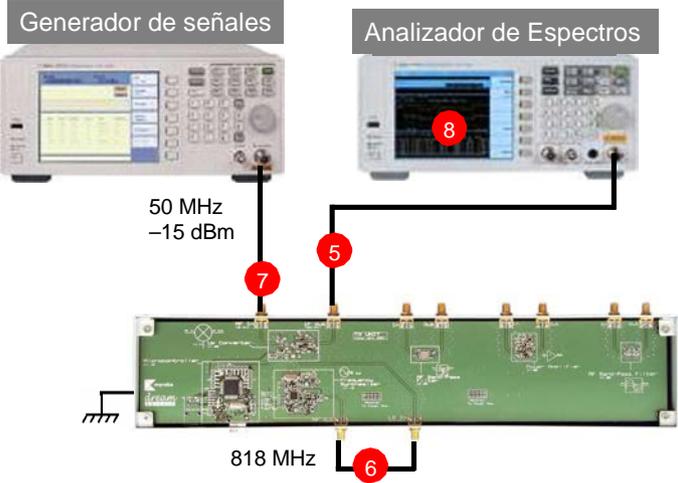
Config. Analizador de Espectros N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia Central: 818 MHz

[Freq/Dist] > {Center} > [818] > {MHZ}

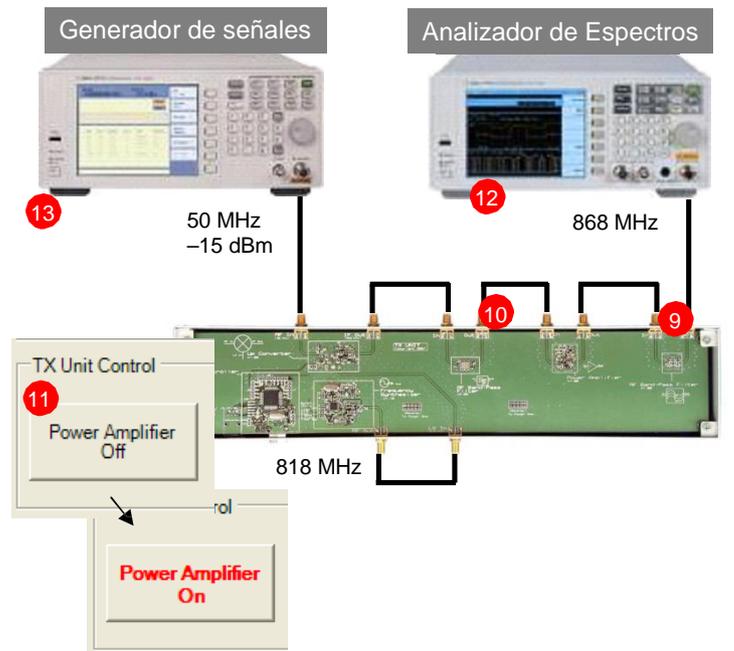
Intervalo de Frecuencias: 10 MHz

[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}

<p><u>Verificación del mezclador</u></p> <p>4 Haga clic en Up-Converter Off para encender el mezclador.</p>	 <p>Panel de Control del TX</p>
<p>Configuración Generador Señal E4438C:</p> <p>Frecuencia: 50 MHz [Frequency] > [50] > {MHZ}</p> <p>Amplitud: -15 dBm [Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}</p> <p>Apagar Mod.: [MOD On/Off]</p> <p>Activar Salida RF: [RF On/Off]</p>	<p>Configuración Analizador Espectros N9912A:</p> <p>Frecuencia central: 818 MHz [Freq/Dist] > {Center} > [818] > {MHZ}</p> <p>Intervalo de frecuencias: 500 MHz [Freq/Dist] > {Freq Span} > [500] > {MHZ}</p> <p>Nota: Reduzca el valor del SPAN para conseguir una medida más precisa de la frecuencia.</p>
<p>5 Conecte el analizador de espectros al puerto IF de salida.</p> <p>6 Use un cable jumper para conectar el puerto de salida del Sintetizador al puerto RF de entrada del Mezclador.</p> <p>7 Conecte el generador de señales (50 MHz, -15 dBm) al puerto RF de entrada al Mezclador.</p> <p>8 Compruebe con el analizador de espectros si el mezclador genera productos de intermodulación en las frecuencias ($\pm n \cdot 818 \pm m \cdot 50$) MHz.</p>	 <p>Configuración Analizador de Espectros N9912A:</p> <p>Localizar la señal con un Marcador: [Marker] > {Peak}</p> <p>Búsqueda del Pico Siguiente: [Mkr=>/Tools] > {Next Peak}</p>

Verificación del Transmisor de Principio a Fin

- 9 Conecte el analizador de espectros al puerto de salida del Filtro Paso Banda.
- 10 En la figura de la derecha se muestra cómo conectar todos los puertos usando las extensiones de cable SMA.
- 11 Haga clic en **Power Amplifier Off** para encender el amplificador de potencia.
- 12 Compruebe con el analizador de espectros si la salida del generador de señales ha sido convertida de **50 MHz a 868 MHz**.
- 13 Apague el generador de señales.



Paso 4 : Verificación de la Unidad de Recepción

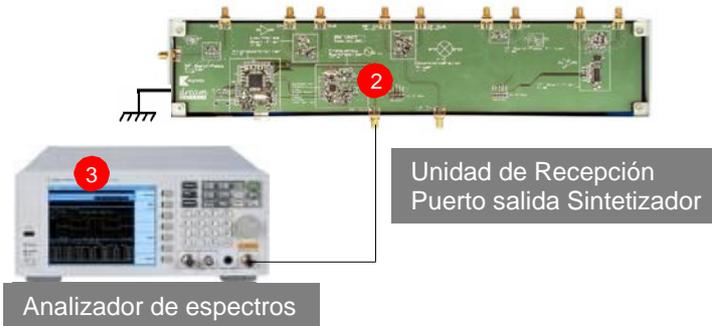
1 Haga clic en **Frequency Synthesizer Off** para encender el sintetizador. Fije la frecuencia en **818 MHz**.



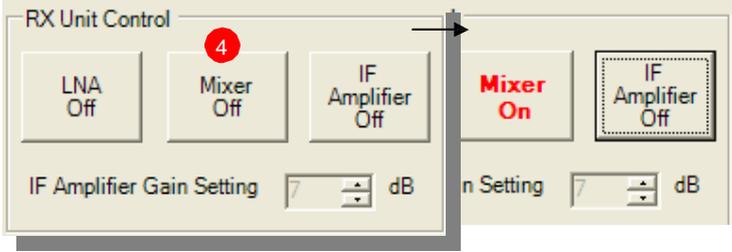
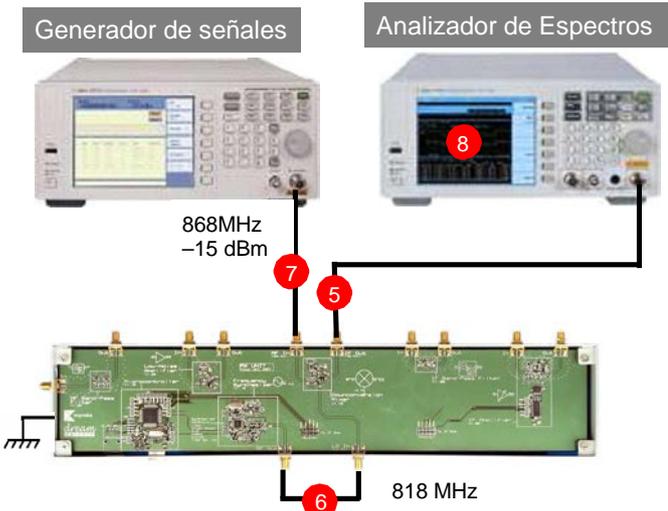
Verificación del Sintetizador

2 Conecte el analizador de espectros al puerto de salida del Sintetizador de la unidad de recepción.

3 Compruebe que la señal de salida del sintetizador es correcta.

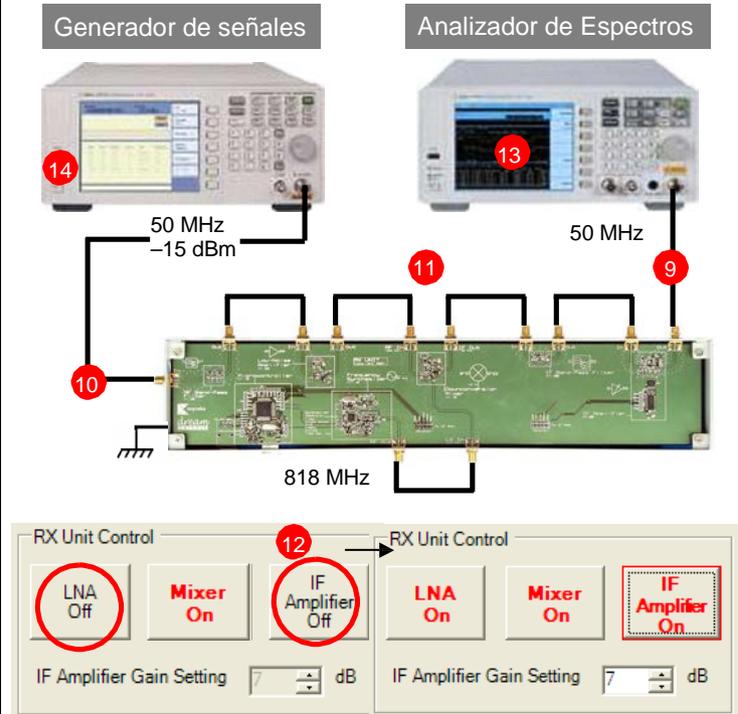


Config. Analizador de Espectros N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia Central: 818 MHz
[Freq/Dist] > {Center} > [818] > {MHZ}
 Intervalo de Frecuencias: 10 MHz
[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}

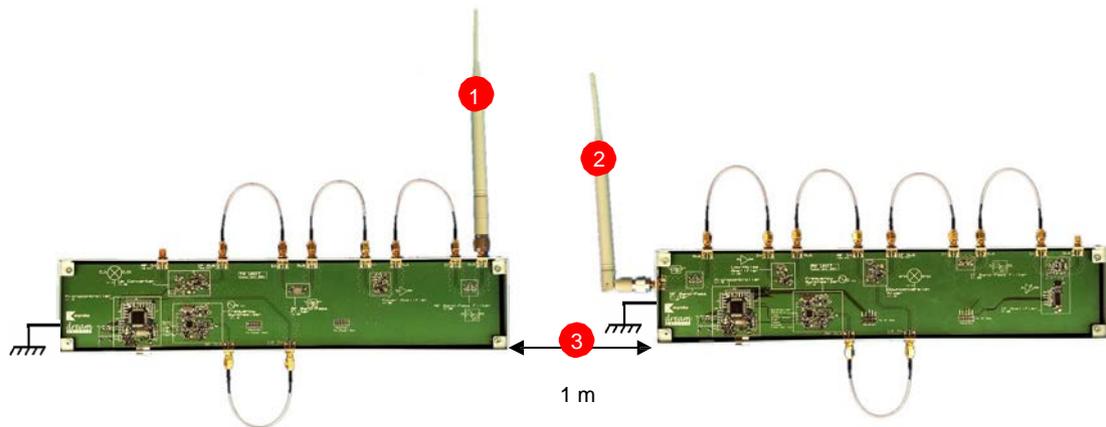
<p><u>Verificación del mezclador</u></p> <p>4 Haga clic en Mixer Off para encender el mezclador.</p>	 <p style="text-align: center;">Panel de Control del RX</p>
<p>Configuración Generador Señal E4438C:</p> <p>Frecuencia: 868 MHz [Frequency] > [868] > {MHZ}</p> <p>Amplitud: -15 dBm [Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}</p> <p>Apagar Mod.: [MOD On/Off]</p> <p>Activar Salida RF: [RF On/Off]</p>	<p>Configuración Analizador Espectros N9912A:</p> <p>Frecuencia Inicial: 818 MHz [Freq/Dist] > {Start Freq} > [0] > {MHZ}</p> <p>Frecuencia final: 3 GHz {Stop Freq} > [3] > {GHZ}</p> <p>Nota: Reduzca la frecuencia final a 100 MHz para conseguir una medida más precisa a 50 MHz.</p>
<p>5 Conecte el analizador de espectros al puerto IF de salida.</p> <p>6 Use un cable jumper para conectar el puerto de salida del Sintetizador al puerto RF de entrada del Mezclador.</p> <p>7 Conecte el generador de señales (868 MHz, -15 dBm) al puerto RF de entrada al Mezclador.</p> <p>8 Compruebe con el analizador de espectros si el mezclador genera productos de intermodulación en las frecuencias ($\pm n \cdot 818 \pm m \cdot 868$) MHz.</p>	 <p style="text-align: center;">Generador de señales Analizador de Espectros</p>

Verificación del Receptor dePrincipio a Fin

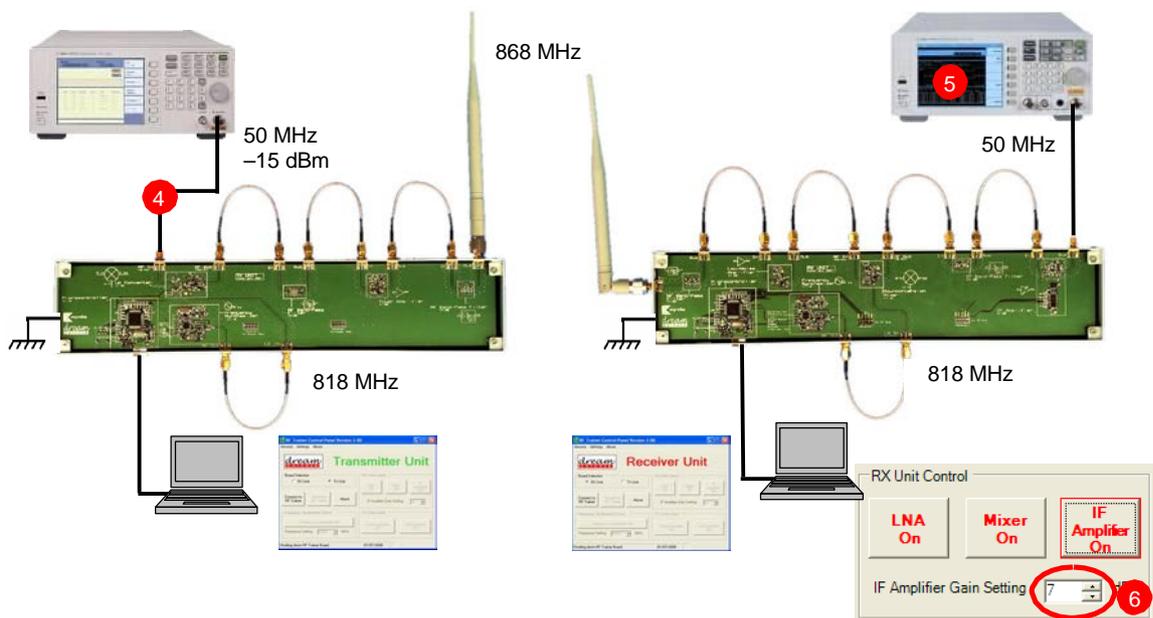
- 9 Conecte el analizador de espectros al puerto de salida del Filtro Paso Banda.
- 10 Conecte el generador de señales al puerto de entrada del Filtro Paso Banda.
- 11 En la figura de la derecha se muestra cómo conectar todos los puertos usando las extensiones de cable SMA.
- 12 Haga clic en **LNA Off** y **IF Amplifier Off** para encender el LNA y el amplificador de IF.
- 13 Compruebe con el analizador de espectros si la salida del generador de señales ha sido convertida de **50 MHz** a **868 MHz**.
- 14 Apague el generador de señales.



Paso 5 : Verificación del Sistema Final Completo



- 1 Conecte la antena a la unidad de transmisión.
- 2 Conecte la antena a la unidad de recepción.
- 3 Separe las unidades 1 metro aproximadamente una de otra.



- 4 Conecte y encienda el generador de señales como se muestra en el dibujo anterior.
- 5 Compruebe con el analizador de espectros que la unidad de recepción reciba la señal de salida del generador de la unidad de transmisión.
- 6 La señal recibida debe estar en torno a -50 dBm. Asegúrese de que el suelo de ruido de su analizador de espectros esté por debajo de este nivel. Si la señal recibida es demasiado débil o el suelo de ruido de su analizador de espectros es demasiado alto, debe cambiar **la ganancia del Amplificador de IF** (a nivel 13, por ejemplo).

Capítulo 4

Calibración de los Cables, Conectores y Pistas de PCB

El planteamiento general del problema de la calibración se ilustra en la figura 4.1, donde se busca medir los parámetros-S de un dispositivo de dos-puertos en los planos de referencia indicados. Como sabemos, un analizador de redes mide los parámetros-S como cocientes de tensiones complejas. El plano de referencia primario para tales medidas generalmente está en algún punto del interior del propio analizador, así que la medida incluiría las pérdidas y retrasos de fase ocasionados por los conectores, cables y transiciones que estemos usando para conectar el dispositivo bajo test (DUT) al analizador. En el diagrama de bloques de la Figura 4.1 estas imprecisiones se concentran todas juntas en una <<caja de error>> de dos puertos. En cada puerto se ha colocado una caja de error entre el plano de referencia real de

la medida y los terminales del DUT, donde nos gustaría que se hiciese la medida. El proceso de calibración se usa para caracterizar esas cajas de error que surgen en los extremos del DUT. Una vez tengamos las matrices de error entonces podríamos hacer los cálculos para eliminar dichos errores en los parámetros S del DUT medido. La medida de una red de un puerto puede realizarse usando la calibración hecha para una red de dos puertos. [6]

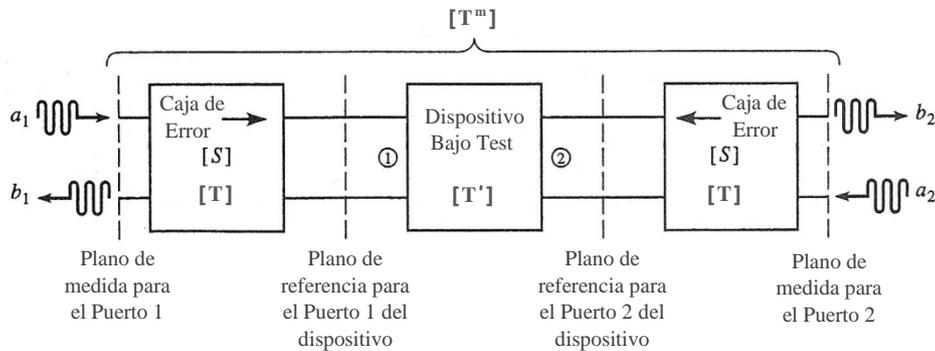


Figura 4.1 – Diagrama de bloques de una medida hecha con analizador de redes de un dispositivo de 2 puertos

4.1. Calibración y corrección de medidas

La manera más simple de calibrar un analizador de redes es usando tres o más cargas conocidas, tales como cortocircuitos, circuitos abiertos y cargas adaptadas. El problema de este método es que esos estándares son siempre imperfectos en cierto grado y, por tanto, introducen errores en la medida. Estos errores resultan más significativos a alta frecuencia y cuando se pretende mejorar la calidad de la medida de un sistema. El esquema de la calibración TRL no se basa en cargas estándar conocidas, sino que usa tres conexiones simples para caracterizar las cajas de error por completo.

La conexión <<Thru>> se hace conectando directamente el puerto 1 al puerto 2, en los planos de referencia que nos gustaría que se tomara la medida.

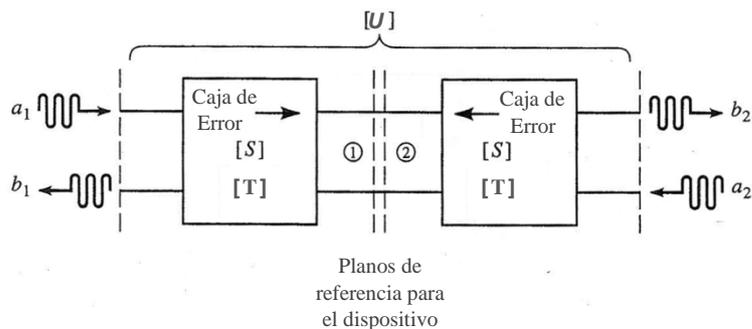


Figura 4.2 – Diagrama de bloques para la conexión *Thru*

La conexión <<*Reflect*>> usa una carga con un coeficiente de reflexión muy grande, Γ_L , tal como un cortocircuito nominal o un circuito prácticamente abierto. No es necesario conocer el valor exacto de Γ_L ya que el procedimiento de calibración TRL puede deducirlo.

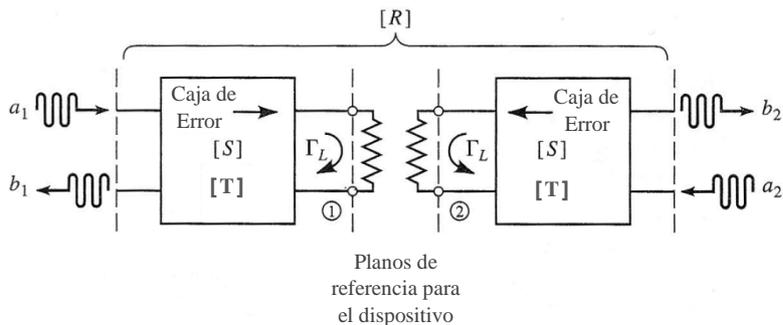


Figura 4.3 – Diagrama de bloques para la conexión *Reflect*

La conexión <<*Line*>> requiere conectar el puerto 1 con el puerto 2 a través de un tramo de línea de transmisión adaptada. No es necesario conocer la longitud de la línea y tampoco que la línea sea sin pérdidas; estos parámetros los determina el procedimiento TRL.

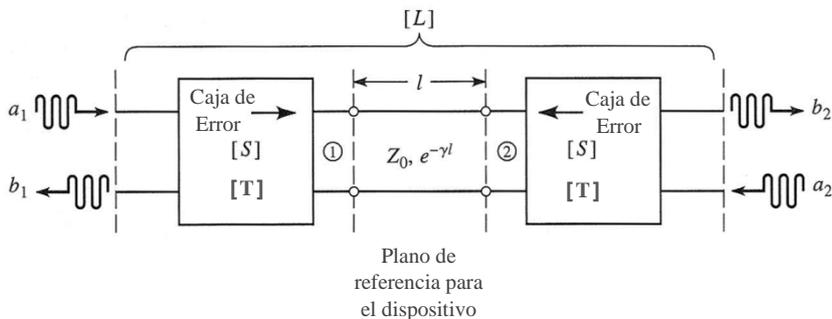


Figura 4.4 – Diagrama de bloques para la conexión *Line*

Para evitar confusiones, hemos denotado los parámetros S medidos en configuración Thru, Reflect y Line con las matrices [U], [R] y [L] respectivamente. Los cálculos para hallar los parámetros S de las cajas de error a partir de los valores [U], [R] y [L] pueden consultarse en libros como el David M. Pozar [6] y no tiene sentido incluirlos en este proyecto, ya que son muy largos.

Con respecto a la Figura 4.1, nosotros realizaríamos las conexiones Thru, Reflect y Line en el plano de referencia del DUT aunque el analizador de redes mediría los parámetros S a partir del plano de referencia de medida. Para simplificar, supondremos que los puertos 1 y 2 tienen la misma impedancia característica y que las cajas de error son recíprocas e idénticas para ambos puertos. Las cajas de error se caracterizan por la matriz de parámetros de dispersión [S] y alternativamente por la matriz de parámetros de transmisión [T]. En ambas cajas de error se da que $S_{21} = S_{12}$ y dado que dichas cajas están simétricamente conectadas, como se aprecia en la Figura 4.1, la matriz de la caja de error del puerto 2 puede expresarse como una transformación de la matriz de la caja del puerto 1.

$$\begin{array}{ccc}
 \text{Si } [S^{(1)}] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix} & \text{y} & [S^{(2)}] = \begin{pmatrix} S_{22} & S_{12} \\ S_{12} & S_{11} \end{pmatrix} \\
 \downarrow & \text{Usando tablas} & \downarrow \\
 & \text{de conversión} & \\
 & \text{(Ref. [7])} & \\
 [T^{(1)}] = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} & \text{y} & [T^{(2)}] = \begin{pmatrix} T_{11} & -T_{21} \\ -T_{12} & T_{22} \end{pmatrix}
 \end{array}$$

Una vez calculadas la matrices de las cajas de error mediante el procedimiento de calibración, las pasaríamos a parámetros de transmisión, $[T^{(1)}]$ y $[T^{(2)}]$. Del mismo modo, los parámetros S medidos los convertiríamos en parámetros de transmisión $[T^m]$ y para recuperar la matriz del DUT [T] sólo tendríamos que despejarla de la siguiente ecuación:

$$[T^m] = [T^{(1)}] \cdot [T'] \cdot [T^{(2)}]; \quad \text{siendo } [T^m] \text{ los parámetros medidos. [8]}$$

En algunos analizadores de redes, cuando hacemos una medida lo que obtenemos es sólo uno de los parámetros S^m . Para que el aparato pueda mostrar dicha medida sin los efectos de las cajas de error lo que se hace es suponer que el resto de los parámetros S^m medidos han sido cero y resolver el circuito con parámetros S directamente.

4.2. Práctica 1: Calibración con Analizador de Espectros (SA)

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 1

Calibración con Analizador de Espectros

Objetivos

- i) Realizar una calibración escalar del offset con un analizador de espectros (SA)
- ii) Verificar la pureza de las señales de un generador de señales (SG)
- iii) Determinar las pérdidas ocasionadas por los cables, conectores y las pistas de la PCB

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Generador de Señales de RF Agilent E4438C

Accesorios requeridos

- i) 1 x Kit TRM de Calibración estándar
- ii) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 2 x Adaptadores de N a SMA (macho-hembra)
- iv) 1 x Conector SMA-SMA (hembra-hembra)

1. Introducción

1.1 Necesidad de las Calibraciones Escalares del Offset

En la Figura 1 se muestra una medida típica en el dominio de la frecuencia de un dispositivo bajo test (DUT). Para conocer la respuesta en frecuencia de un DUT, medimos la potencia transferida desde un generador (SG) hasta un analizador de espectros (SA) a través del DUT. Para asegurarnos de que la potencia medida representa una respuesta real del DUT solo —y no es debida a los cables, conectores y las pérdidas dentro del equipo de medida mismo— es necesario medir todas las pérdidas en el trayecto desde el equipo de medida hasta los terminales de entrada y salida del DUT.

En principio, la respuesta del DUT es el valor medido menos las pérdidas debidas a las interconexiones en ambos extremos del DUT. El proceso mediante el cual ponderamos el efecto de las interconexiones en la propia medida es llamado la calibración. Dado que nosotros estamos interesados en medir las cantidades en valor cuadrático medio (Potencia), es decir, estamos interesados en la amplitud de las ondas y no en su fase, el proceso de calibración descrito aquí se conoce como Calibración Escalar del Offset, y se ejecuta en todas aquellas frecuencias que nos resulten de interés.

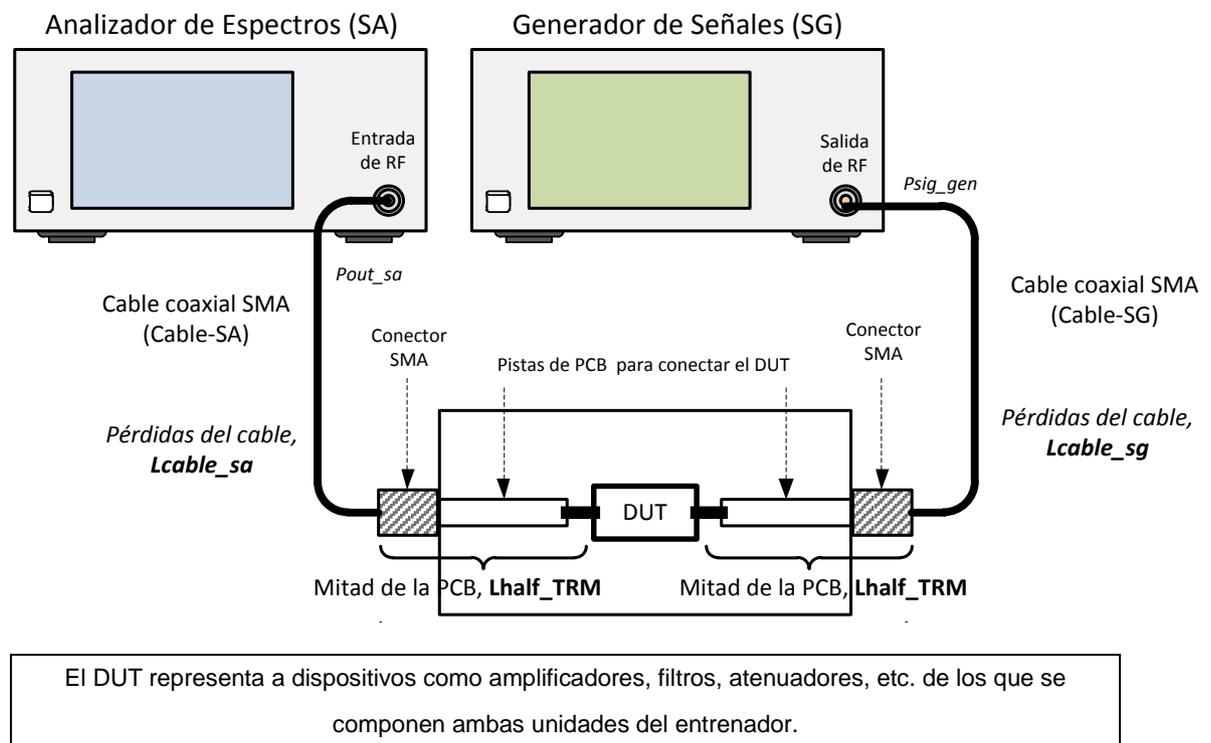


Figura 1 – Necesidad de Calibrar las Pérdidas en los Cables, Conectores y Pistas de PCB para Compensar los Valores de Offset

2. Verificación del SG y Calibración de Pérdidas Debidas al Cable

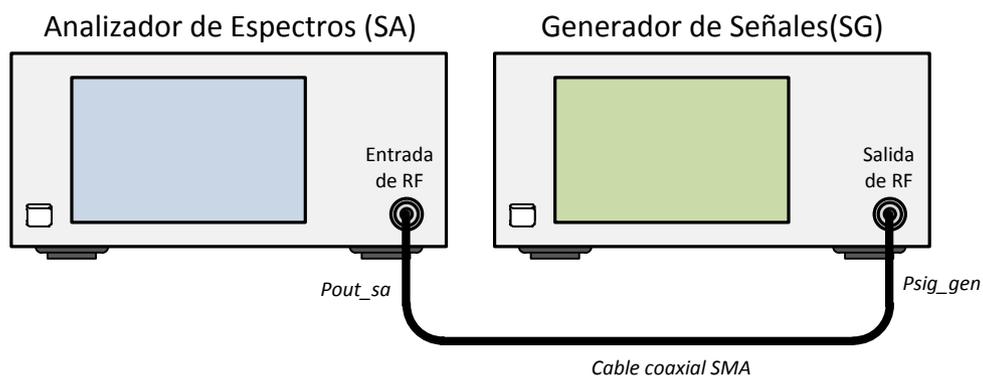


Figura 2 – Verificación del SG y Calibración de pérdidas del cable coaxial SMA

Importante:

Los niveles de potencia de entrada excesivos pueden dañar el SA. El umbral para ocasionar daños es diferente según los modelos. Las especificaciones de entrada pueden ser tan restrictivas como para no permitirnos más de 20 dBm (0.1 W o 3.2 V* en una carga de 50 Ω). Observe la advertencia de precaución en el panel frontal del equipo. En el caso del Analizador FieldFox la potencia máxima admitida es:

Nivel máximo de RF: +27 dBm

Nivel máximo de DC: ±50 Vdc

* Este valor de tensión se deduce de la expresión de la potencia promedio, $P = \frac{|V|^2}{2R}$, donde $R = 50 \Omega$.

En primer lugar, debemos investigar si el SG que nosotros usamos es un dispositivo perfectamente lineal y para ello conectaremos el SG directamente al SA como se muestra en figura 2.

1. Use las siguientes especificaciones para el SG:

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Nivel de potencia: -40 dBm (para incrementarse en pasos de 10 dB hasta 0 dBm)

Configuración E4438C:	“[]” – Teclado (Las teclas rotuladas del instrumento) “{ }” – Pantalla (Las teclas situadas inmediatamente al lado de la pantalla)
Cargar valores iniciales:	[Preset]
Frecuencia:	[Frequency] > [868] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [40] > {dBm}
Apagar Modulador:	[Mod On/Off]
Activar salida de RF:	[RF On/Off]

2. Use las especificaciones siguientes para el SA:

Reseteo el SA a sus valores iniciales.

Ancho de banda de resolución: 100 kHz

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

Configuración N9912A:	“[]” – Teclado (Las teclas rotuladas del instrumento) “{ }” – Pantalla (Las teclas situadas inmediatamente debajo de la pantalla)
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {More} > {Full Span}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}

Ejercicios

- a) ¿Cuáles son las frecuencias que aparecen en el SA cuando la potencia de la señal es -40 dBm?

Frecuencia = 868 MHz, _____ MHz y _____ MHz

Nota:

Use el conjunto de funciones que nos proporciona la tecla **[Mkr =>/ Tools]** para buscar los valores de Pico si es necesario.

- b) Aumente el nivel de potencia en pasos de 10 dB hasta 0 dBm y preste atención a las distintas frecuencias que se muestran. ¿Existen otras frecuencias que surjan a raíz de este aumento de potencia?

Sí, son _____ MHz y _____ MHz ó

NO, no han aparecido otras frecuencias.

- c) Explique por qué existe más de una componente de frecuencia en la señal de salida medida.

La razón de que la señal presente armónicos espurios, a frecuencias múltiplo de la frecuencia fundamental, es que la fuente se encuentra constituida por dispositivos poco lineales cuyas funciones de transferencia podemos aproximar mediante series de Taylor como $V_o = \alpha_0 + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + \dots$

Si introducimos a uno de estos dispositivos una señal de tensión $V_i = \cos(\omega_0 t)$ obtendremos a la salida sumandos del tipo $\cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{1}{2}$; por tanto, frecuencias múltiplos enteros de la fundamental y la señal a la salida mantendrá el mismo período pero no la forma sinusoidal.

En general, si $V_i(t) = A \cos \omega t$ entonces

$$\begin{aligned} V_o(t) &\cong \alpha_0 + \alpha_1 A \cos(\omega t) + \alpha_2 A^2 \cos^2(\omega t) + \alpha_3 A^3 \cos^3(\omega t) \\ &= \alpha_0 + \alpha_1 A \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 [1 + \cos(2\omega t)] + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 [3\cos(\omega t) + \cos(3\omega t)] \\ &= \alpha_0 + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 \right) A \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \cos(3\omega t) \end{aligned}$$

Sin embargo, a nosotros no nos han aparecido frecuencias espurias porque nuestra fuente es muy lineal.

- d) Explique por qué el nivel de potencia medido difiere del nivel de potencia de salida esperado cuando el nivel de potencia de entrada está a 0 dBm.

En la señal de tensión que hemos visto en el ejercicio anterior, la potencia eficaz del armónico de frecuencia fundamental sobre una impedancia Z_0 es:

$$\frac{1}{2Z_0} \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 \right)^2 A^2$$

En la práctica, la mayoría de los amplificadores presentan una α_3 negativa de tal forma que la ganancia de potencia a la frecuencia fundamental tiende a disminuir para valores grandes de A.

Sin embargo, nuestro SG permite manejar grandes potencias de salida ya que se caracteriza por tener un valor de α_3 muy reducido. En este caso, que no hay armónicos, la atenuación de la potencia de salida se debe, en exclusiva, a las pérdidas de inserción del cable coaxial y los conectores.

- e) Rellene la siguiente tabla:

Potencia de entrada suministrada por el SG, P _{sig_gen} (dBm)	Potencia Fundamental (dBm)	2º Armónico de Potencia (dBm)	3º Armónico de Potencia (dBm)
-40	-41,50		
-30	-31,59		
-20	-21,51		
-10	-11,54		
0	-1,63		

Antes de medir cualquier DUT, debemos calibrar las pérdidas en el cable como se muestra en la Figura 2.

3. Use las siguientes configuraciones para determinar la pérdida de potencia en el cable:

Configuración SG

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -25 dBm

Configuración E4438C: “[]” - Teclado; “{ }” - Pantalla
 Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**
 Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [25] > {dBm}**

Configuración SA

Frecuencia central: 868 MHz

Intervalo de frecuencias: 10 MHz (aproximadamente 1% de la frecuencia central)

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

RBW: 100 KHz (o auto)

Promediado: Activo

Configuración N9912A: “[]” - Teclado; “{ }” - Pantalla
 Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}**
 Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**
 Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}**
 RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**
 Promediado: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia aparecen en el SA cuando el nivel de potencia de entrada es -25 dBm?

Frecuencia = 868 MHz

Nivel de potencia = -26,42 dBm

Nota:

Use las funciones que nos proporciona la tecla **[Marker]** si es necesario.

- b) Rellene la tabla siguiente para determinar las pérdidas en el cable al aplicarle las señales de prueba. En el SG, debe cambiar la frecuencia y el nivel de potencia, mientras que en el SA debe ajustar la frecuencia central así como el intervalo de frecuencias a visualizar. Use un intervalo de frecuencias de aproximadamente un 1% de la frecuencia central.

Frecuencia SG, fsig_gen (MHz)	Nivel Potencia SG, Psig_gen (dBm)	Frecuencia de Pico Medida con SA, fsa (MHz)	Potencia de Salida Medida con SA, Psa (dBm)	Pérdidas Debidas al Cable, Lcable = Psig_gen – Psa (dB)
50	-25	50	-25,53	0,52
50	-20	50	-20,53	0,52
50	-15	50	-15,53	0,53
50	-10	50	-10,53	0,53
50	-5	50	-5,53	0,53
100	-25	100	-25,53	0,53
100	-10	100	-10,54	0,54
500	-15	500	-16,09	1,09
500	-10	500	-11,08	1,08
818	-25	818	-26,20	1,20
818	-20	818	-21,18	1,18
818	-15	818	-16,22	1,22
818	-10	818	-11,21	1,21
818	-5	818	-6,22	1,22
818	0	818	-1,23	1,23
868	-25	868	-26,42	1,42
868	-20	868	-21,39	1,39
868	-18	868	-19,38	1,38
868	-15	868	-16,39	1,39
868	-13	868	-14,40	1,40
868	-10	868	-11,38	1,38

868	-8	868	-9,39	1,39
868	-5	868	-6,41	1,41
868	0	868	-1,45	1,45
1000	-15	1000	-16,51	1,51
1736	-15	1736,33	-16,81	1,81
1736	-5	1736,33	-6,77	1,77
2604	-15	2604	-17,39	2,39
2604	-5	2604	-7,34	2,34

- c) ¿Resta el cable la misma pérdida de potencia para diferentes frecuencias de entrada?

Si observamos la tabla vemos que cuanto mayor es la frecuencia de entrada mayores son las pérdidas de inserción debidas al cable y los conectores. Esto es debido a que las líneas de transmisión presentan discontinuidades o empates y éstos constituyen filtros paso bajo.

- d) Cuando el nivel de potencia del SG se reduce en 10 dB, ¿por cuánto se atenúa el nivel de potencia medido en el SA a 50 MHz y a 868 MHz?

Se atenúa también 10 dB.

3. Calibración de Pérdidas en los Medios de Transmisión

Para medir la respuesta en frecuencia de un sistema hemos de colocar tanto cables a la entrada como sondas a la salida del DUT. Los puertos de entrada y salida del DUT sufren así pérdidas de potencia debidas en parte al cable coaxial, en parte a los conectores y en parte a las pistas de circuito impreso que llegan a los terminales del DUT. Podemos medir la pérdida en los medios de transmisión con la ayuda de una estructura de calibración llamada placa TRM (Through-Reflect-Match).

- Pérdida en la ruta de entrada: Pérdida del Cable-SG y la mitad de la pérdida de la placa TRM (pistas de PCB y conectores).
- Pérdida en la ruta de salida: Pérdida del Cable-SA y la mitad de la pérdida de la placa TRM.

Hipótesis: El trayecto de entrada y el trayecto de salida en la placa TRM, ambos, son idénticos.

Dado que las pérdidas de entrada y las pérdidas de salida constan, ambas, de dos partes, estas dos partes pueden ser determinadas por procedimientos independientes. Después, sumadas nos darán el total de pérdidas del trayecto.

3.1. Procedimientos

1. Medir la pérdida en los cables: Cable-SG ($L_{\text{cable_sg}}$) y Cable-SA ($L_{\text{cable_sa}}$).
2. Medir la pérdida en la placa TRM (pistas de la PCB).

3.2. Instalación de los Equipos

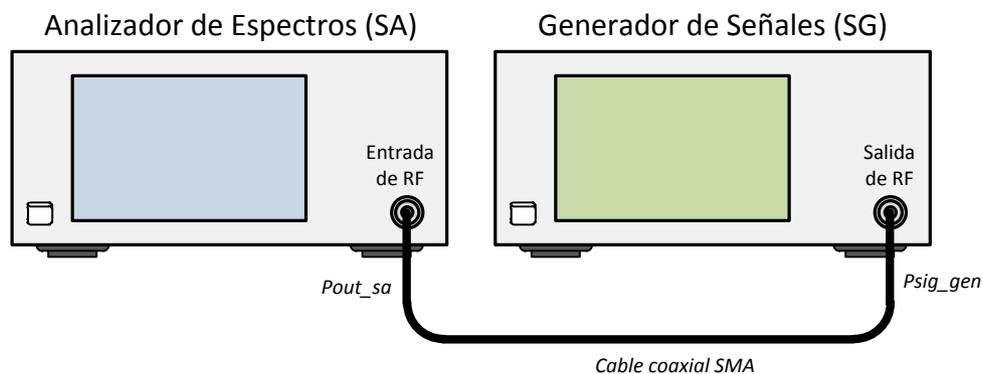


Figura 3 – Medida de las pérdidas en cables coaxiales SMA

En la Figura 3 se muestra la configuración que usaremos para medir las pérdidas de un cable.

1. Conecte el cable que vaya a usar para conectar el SG como se muestra en la Figura 3. Este cable lo denominaremos Cable-SG. Rotule este cable para su posterior identificación. Los adaptadores N a SMA no es necesario rotularlos pero sí es importante que ambos adaptadores tengan aproximadamente las mismas pérdidas de inserción. Una vez calibrados, no use otros adaptadores para evitar introducir pérdidas en los circuitos involuntariamente.
2. Use las siguientes configuraciones para el SG y el SA:

Configuración del SG

Frecuencia de la CW: Frecuencia de interés
Potencia: -25 dBm

Configuración E4438C: “[]” - Teclado; “{ }” - Pantalla
Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**
Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [25] > {dBm}**

Configuración del SA

Frecuencia central: Frecuencia de interés
Intervalo de frecuencias: 10 MHz
Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)
Resolución: 100 KHz (o auto)
Promediado: Activo

Configuración N9912A: “[]” - Teclado; “{ }” - Pantalla
Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}**
Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**
Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}**
RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**
Promedio: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

Nota:

Es necesario conocer con precisión las pérdidas a 50 MHz y a 868 MHz, ya que en las prácticas posteriores trabajaremos a esas frecuencias y tendremos que compensar las pérdidas.

3. Haga las medidas y apunte las pérdidas para estos componentes en la tabla

a. $L_1 = \text{Pérdidas del Cable SG} + 2 \text{ Adaptadores N a SMA}$

= Potencia fijada en el SG – Lectura del SA

Las Pérdidas de Inserción vienen definidas por $L = -20 \log |S_{21}|$. En redes pasivas se cumple que la ganancia $|S_{21}| < 1$ por lo que las pérdidas siempre tienen signo positivo.

Tabla 1 – Datos de la Calibración de Pérdidas en los Medios de Transmisión

Frecuencia (MHz)	L_1 = $L_{\text{cable_sg}}$ + $2 * L_{\text{adapter}}$ (dB)	L_2 = $L_{\text{cable_sa}}$ + $2 * L_{\text{adapter}}$ (dB)	L_3 = $L_{\text{cable_sg}}$ + $L_{\text{cable_sa}}$ + $2 * L_{\text{adapter}}$ (dB)	$L_{\text{cable_sg}}$ (dB)	$L_{\text{cable_sa}}$ (dB)	$2 * L_{\text{adapter}}$ (dB)
50	0,60	0,55	0,75	0,20	0,15	0,40
818	1,30	1,34	2,10	0,76	0,8	0,54
868	1,35	1,40	2,25	0,85	0,9	0,50
750	1,25	1,25	2,04	0,79	0,79	0,46
800	1,27	1,32	2,12	0,80	0,85	0,47
850	1,31	1,32	2,19	0,87	0,88	0,44
900	1,36	1,41	2,24	0,83	0,88	0,53
950	1,39	1,45	2,29	0,84	0,9	0,55
1000	1,43	1,48	2,38	0,90	0,95	0,53
1050	1,50	1,52	2,48	0,96	0,98	0,54
1100	1,53	1,58	2,56	0,98	1,03	0,55
1150	1,54	1,58	2,64	1,06	1,1	0,48
1200	1,57	1,59	2,65	1,06	1,08	0,51
1250	1,62	1,62	2,72	1,10	1,1	0,52
1300	1,60	1,63	2,78	1,15	1,18	0,45
1350	1,64	1,65	2,81	1,16	1,17	0,48
1400	1,72	1,71	2,95	1,24	1,23	0,48

4. Conecte el cable coaxial SMA que vaya a usar como sonda del SA como se muestra en la Figura 3. Este cable lo denominaremos Cable-SA. Rotule este cable para su posterior identificación.

5. Haga las medidas y apunte las pérdidas para estos componentes en la tabla

$$\begin{aligned} \text{a.} \quad L_2 &= \text{Pérdidas del Cable SA} + 2 \text{ Adaptadores N a SMA} \\ &= \text{Potencia fijada en el SG} - \text{Lectura del SA} \end{aligned}$$

Las pérdidas de Inserción vienen definidas por $L = -20 \log |S_{21}|$. En redes pasivas se cumple que la ganancia $|S_{21}| < 1$ por lo que las pérdidas siempre tienen signo positivo.

6. Ahora uniremos los cables: Cable-SG y Cable-SA para conocer las pérdidas de ambos cuando están en serie. Para conectar los cables es preciso un adaptador cuyas pérdidas consideraremos despreciables. Realice nuevamente un montaje como el de la Figura 3.

7. Haga las medidas y apunte las pérdidas para estos componentes en la tabla

$$\begin{aligned} \text{a.} \quad L_3 &= \text{Pérdidas del Cable SG} + \text{Pérdidas Cable SA} + 2 \text{ Adaptadores N} \\ &\quad \text{a SMA} \\ &= \text{Potencia fijada en el SG} - \text{Lectura del SA} \end{aligned}$$

Las pérdidas de Inserción vienen definidas por $L = -20 \log |S_{21}|$. En redes pasivas se cumple que la ganancia $|S_{21}| < 1$ por lo que las pérdidas siempre tienen signo positivo.

8. Llegados a este punto, podemos calcular las columnas restantes de la Tabla1. Las pérdidas correspondientes a cada medio se obtienen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{a.} \quad L_{\text{cable_sg}} &= L_3 - L_2 \\ \text{b.} \quad L_{\text{cable_sa}} &= L_3 - L_1 \\ \text{c.} \quad 2 * L_{\text{adapter}} &= L_1 + L_2 - L_3 \end{aligned}$$

4. Pérdidas debidas a los Conectores y a las pistas de la PCB

Para medir las pérdidas hasta los mismos terminales del DUT, debemos considerar el efecto de las pistas de cobre en la placa del entrenador. Para representar las pistas de cobre usaremos una placa TRM.

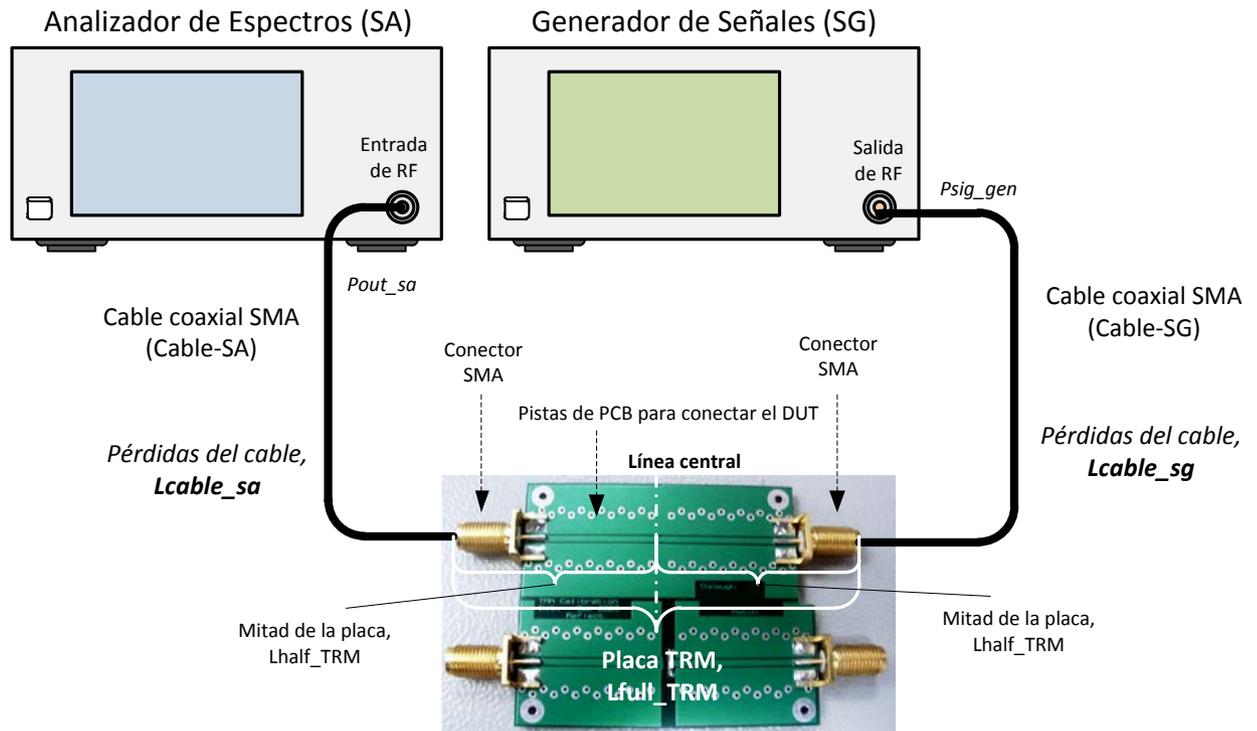


Figura 4 – Calibración de Pérdidas en Conectores SMA y Pistas de PCB

1. Haga las conexiones que se muestran en la Figura 4.
2. Con este circuito obtendremos en el SA las pérdidas totales. Éstas son debidas al Cable-SG, al Cable-SA, a los dos adaptadores N-SMA y a las pistas dentro de la placa TRM.
 - a. $L_4 = L_{\text{cable_sg}} + L_{\text{cable_sa}} + 2 * L_{\text{adapter}} + L_{\text{full_TRM}}$
 $= \text{Amplitud fijada en el SG} - \text{Amplitud de señal medida}$
 - b. $L_{\text{full_TRM}} = L_4 - (L_{\text{cable_sa}} + L_{\text{cable_sg}} + 2 * L_{\text{adapter}})$

Nota:

Al igual que en la tabla 1, las pérdidas en el cable y en los adaptadores N-SMA son valores positivos.

$$c. L_{\text{half_TRM}} = 0.5 * L_{\text{full_TRM}}$$

Hipótesis: El trayecto de entrada y el trayecto de salida en la placa TRM, ambos, son idénticos.

3. Haga las medidas a través de la placa TRM y apunte los valores de las pérdidas en la Tabla 2, bajo la columna "L₄".
4. Calcule L_{full_TRM} y L_{half_TRM} y complete la Tabla 2.

5. Calcule las pérdidas totales en el trayecto de entrada y de salida como se muestra a continuación:

a. Pérdidas totales en el trayecto de entrada,

$$L_{input_path} = L_{cable_sg} + L_{adapter} + L_{half_TRM}$$

b. Pérdidas totales en el trayecto de salida,

$$L_{output_path} = L_{cable_sa} + L_{adapter} + L_{half_TRM}$$

Tabla 2 – Datos de la Calibración de las Pérdidas en los Trayectos de Entrada y Salida

Frecuencia (MHz)	L_{cable_sg} (dB)	L_{cable_sa} (dB)	$L_{adapter}$ (dB)	L_4 $=2*L_{half_TRM}$ $+ L_{cable_sg}$ $+ L_{cable_sa}$ $+ 2*L_{adapter}$ (dB)	L_{half_TRM} (dB)	L_{input_path} (dB)	L_{output_path} (dB)
50	0,20	0,15	0,20	0,78	0,015	0,415	0,365
818	0,76	0,80	0,27	2,32	0,11	1,14	1,18
868	0,85	0,90	0,25	2,43	0,09	1,19	1,24
750	0,79	0,79	0,23	2,22	0,09	1,11	1,11
800	0,80	0,85	0,235	2,32	0,1	1,135	1,185
850	0,87	0,88	0,22	2,36	0,085	1,175	1,185
900	0,83	0,88	0,265	2,47	0,115	1,21	1,26
950	0,84	0,90	0,275	2,53	0,12	1,235	1,295
1000	0,90	0,95	0,265	2,65	0,135	1,3	1,35
1050	0,96	0,98	0,27	2,71	0,115	1,345	1,365
1100	0,98	1,03	0,275	2,79	0,115	1,37	1,42
1150	1,06	1,10	0,24	2,87	0,115	1,415	1,455
1200	1,06	1,08	0,255	2,90	0,125	1,44	1,46
1250	1,10	1,10	0,26	2,99	0,135	1,495	1,495
1300	1,15	1,18	0,225	3,04	0,13	1,505	1,535
1350	1,16	1,17	0,24	3,12	0,155	1,555	1,565
1400	1,24	1,23	0,24	3,23	0,14	1,62	1,61

4.3. Práctica 2: Calibración con Analizador de RF (RFA)

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 2

Calibración con Analizador de RF

Objetivos

- i) Realizar una calibración escalar del offset con un analizador de RF (RFA)
- ii) Determinar las pérdidas ocasionadas por los cables, conectores y las pistas de la PCB

Equipo necesario

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA)

Accesorios requeridos

- i) 1 x Kit estándar de Calibración TRM
- ii) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 2 x Adaptadores de N a SMA (macho-hembra)

1. Introducción

1.1 Necesidad de las Calibraciones Escalares del Offset

En la figura de abajo se muestra una medida típica en el dominio de la frecuencia de un dispositivo. A este dispositivo se le conoce comúnmente como Dispositivo-Bajo-Test (DUT). Para conocer la respuesta en frecuencia de un DUT, medimos la potencia transferida desde el generador de señales incorporado en el RFA hasta el receptor interno del RFA, a través del dispositivo. Para asegurarnos de que la potencia medida representa la respuesta real del DUT solo —y no es debida a los cables, conectores y las pérdidas dentro del equipo de medida mismo— es necesario medir todas las pérdidas en el trayecto desde el equipo de medida hasta los terminales de entrada y salida del DUT.

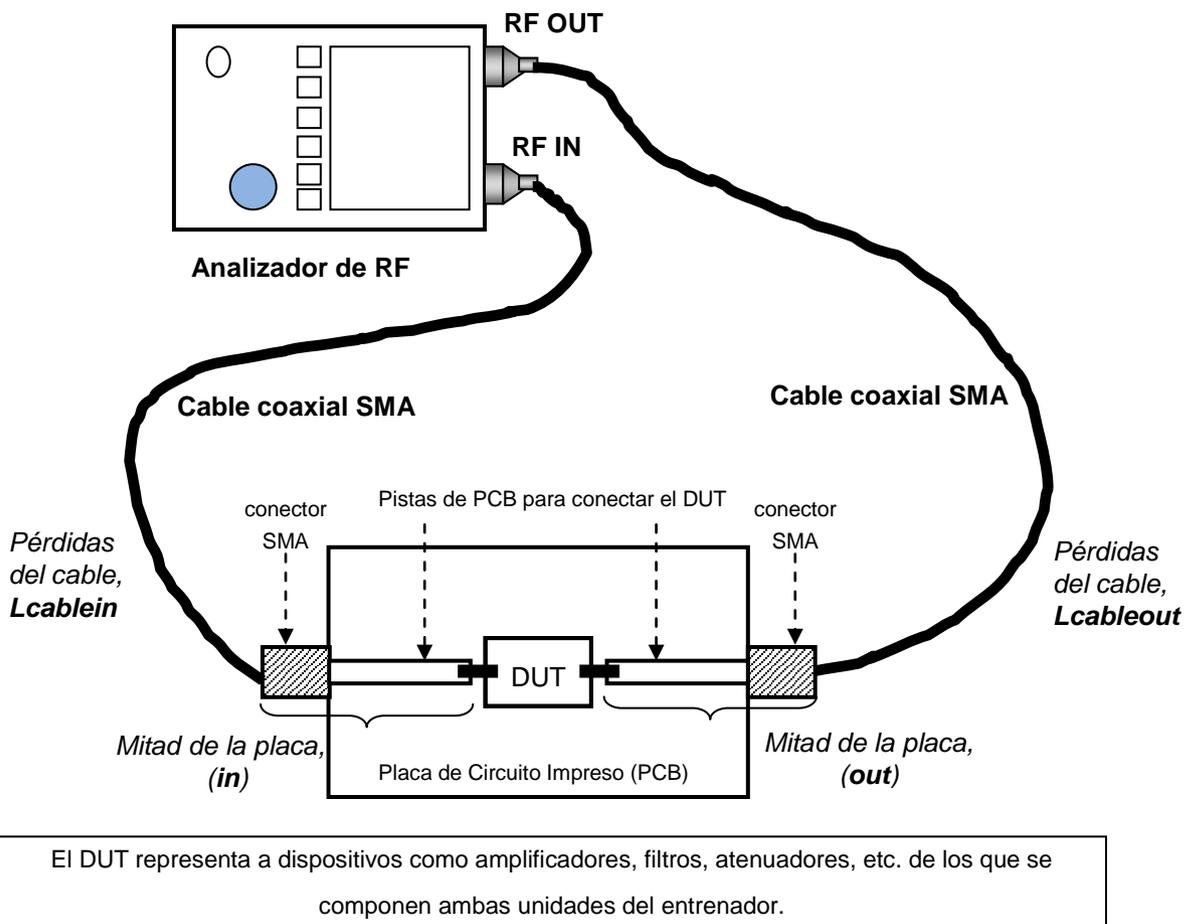


Figura 1 – Calibración Escalar del Offset Debido a Pérdidas en los Cables, Conectores y Pistas de PCB

En principio, la respuesta del DUT es el valor medido menos las pérdidas debidas a las interconexiones en ambos extremos del DUT. El proceso mediante el cual ponderamos el efecto de las interconexiones en la propia medida es llamado la calibración. Dado que nosotros estamos interesados en medir las cantidades en valor cuadrático medio (Potencia), es decir, estamos interesados en la amplitud de las ondas y no en su fase, el proceso de calibración descrito aquí se conoce como Calibración Escalar del Offset, y se ejecuta en todas aquellas frecuencias que nos resulten de interés.

2. Calibración del Valor de las Pérdidas de Interconexión

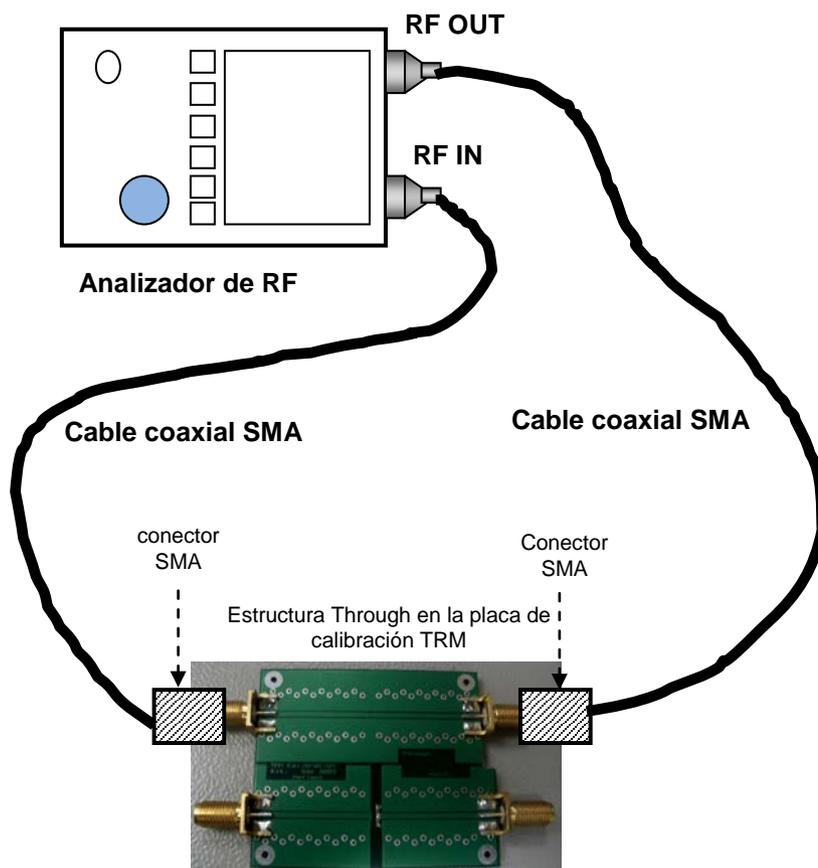


Figura 2 – Analizador de RF y Circuito de Calibración de Pérdidas en Cables Coaxiales SMA

IMPORTANTE:

Los niveles de potencia de entrada excesivos pueden dañar el RFA. El umbral para ocasionar daños es diferente según los modelos. Las especificaciones de entrada pueden ser tan restrictivas como para no permitirnos más de 20 dBm (0.1 W o 3.2 V* en una carga de 50 Ω). Observe la advertencia de precaución en el panel frontal del equipo.

* Este valor de tensión se deduce de la expresión de la potencia promedio, $P = \frac{|V|^2}{2R}$, donde $R = 50 \Omega$.

Conecte el RFA (N9912A) a la placa de calibración TRM como se muestra en la Figura 2. Use los Cables Coaxiales SMA de 1 metro de longitud para que pueda realizar las conexiones más fácilmente.

1. Encienda el N9912A y póngalo en modo **NA** (Analizador de Redes), después seleccione medida de **S21**. En la Figura 3 se muestra la pantalla del N9912A.
2. Considere que estamos interesados en el rango de frecuencias de 2 MHz a 3 GHz.

Configuración N9912A:	“[]” – Teclado (Las teclas rotuladas del instrumento)
	“{ }” – Pantalla (Las teclas situadas inmediatamente debajo de la pantalla)
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [3] > {GHZ}
Potencia de salida:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {LOW}

Nota:

Si establecemos el nivel de potencia de salida alto en el puerto RF OUT, los circuitos activos como el amplificador o el mezclador se saturan. El nivel de potencia bajo es suficiente para la mayoría de las medidas.

Agilent Technologies: N9912A

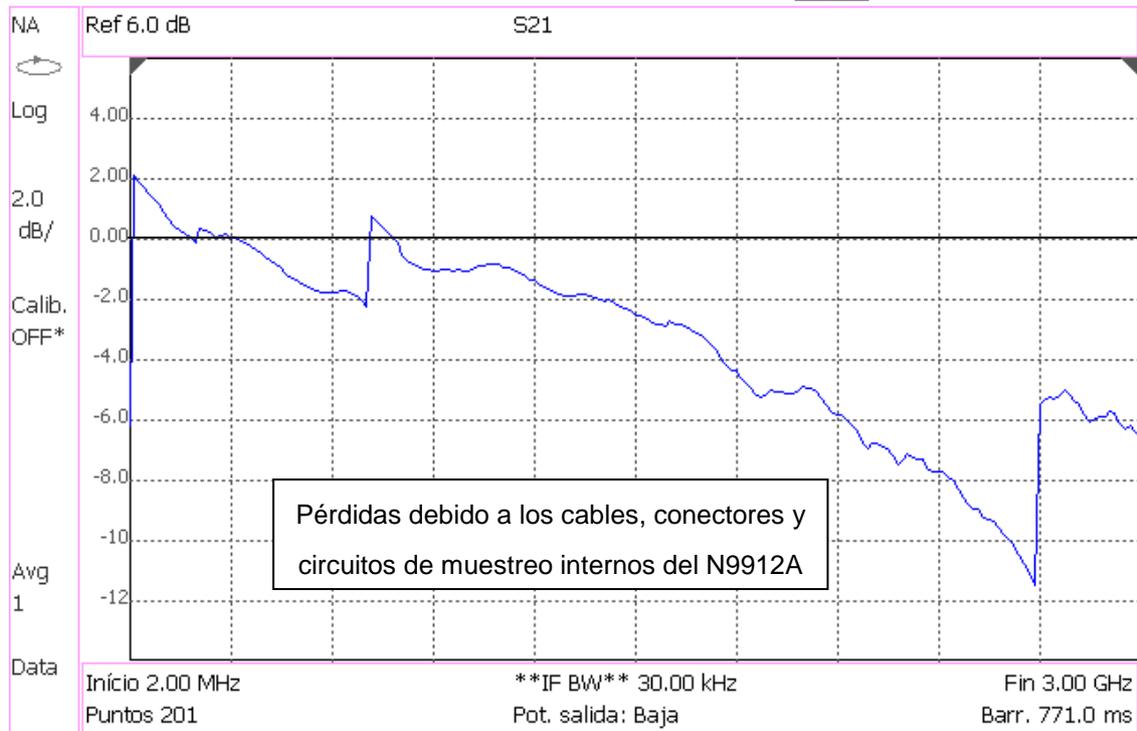
53%  Fri, 28 Jan 2011 12:28:11

Figura 3 – Magnitud de S₂₁ Sin Calibrar vs. Frecuencia en el N9912A

3. Existen DOS formas de calcular las pérdidas de potencia en los medios de transmisión: (1) manualmente usando las funciones matemáticas de modelado de onda para realizar las calibraciones escalares simples, o (2) usando la función de **Normalizar** en el Menú Calibración. Expondremos primero el método uno.
4. Empiece por almacenar los datos sin calibrar en la memoria interna del RFA, después emplee la función matemática de modelado de onda para ponderar las pérdidas de los cables y conectores. En la Figura 4 se muestra la magnitud de S₂₁ después de ser calibrada la medida. Este procedimiento es útil para equipos que no cuenten con la función de calibración implementada internamente.

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado, “{ }”: Pantalla
Guardar los datos iniciales en memoria:	[Trace 6] > {Data > Mem}
Modelo de onda Normalizado:	{Data Math} > {Data / Mem}

Agilent Technologies: N9912A

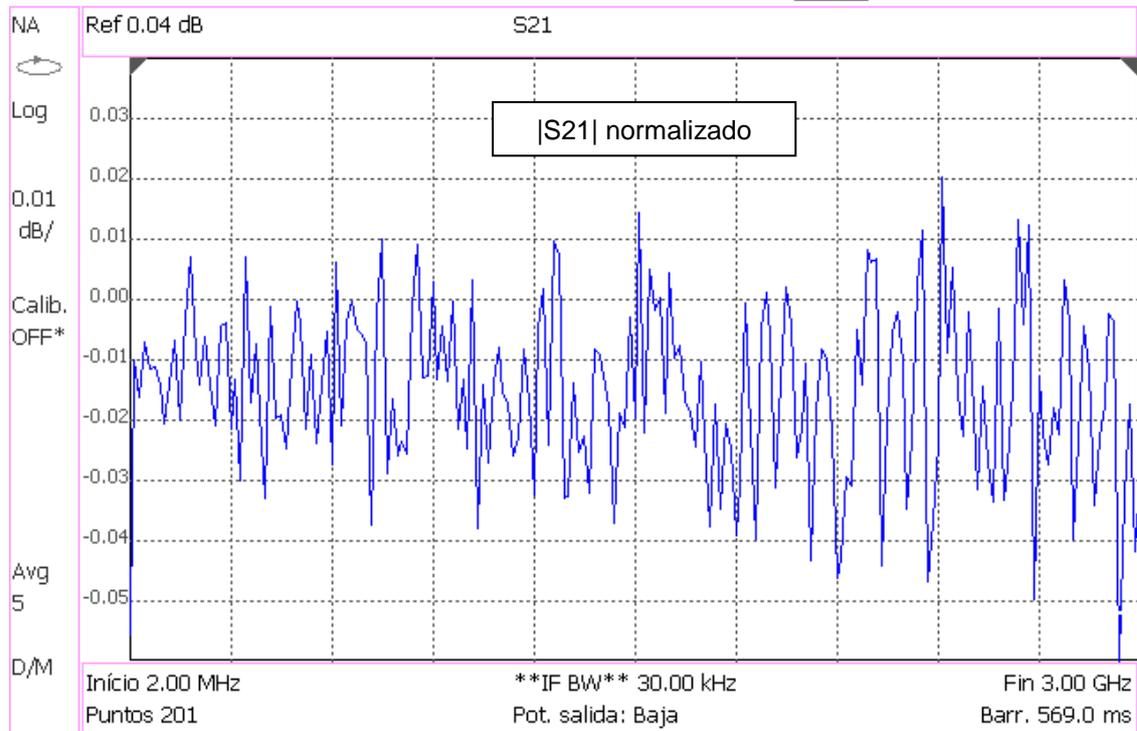
49%  Fri, 28 Jan 2011 12:37:05

Figura 4 – Magnitud de S_{21} Calibrada vs. Frecuencia en el N9912A (Calibración Manual Usando Modelado de Onda Matemático)

Nota:

Para quitar la función matemática de modelado de onda sólo tenemos que desactivarla de la siguiente manera: **[Trace 6] > {Data Math} > {Math Off}**

- Desde el Menú Calibración también se puede ejecutar la función Normalizar. El mecanismo es similar al anterior y requiere la realización previa del paso 2. En la Figura 5 se muestra la magnitud del S_{21} calibrado. Observe el icono **Cal ON U** en la captura de pantalla.

Configuración N9912A:	[] : Teclado, { } : Pantalla
Tipo de calibración:	[Cal 5] > {Calibration Type} > {Normalize}
Iniciar calibración:	{Start Cal} > {Thru} > {Measure} > {Finish}

Agilent Technologies: N9912A

78% Thu, 24 Feb 2011 12:51:38 PM

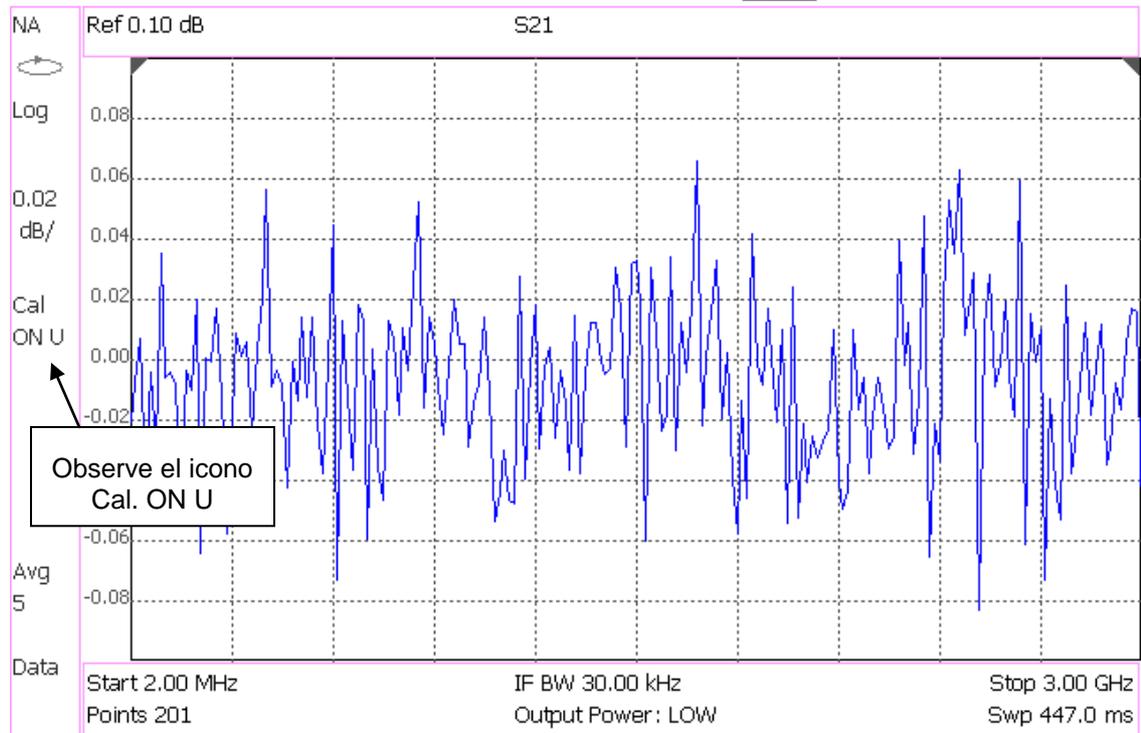


Figura 5 – Magnitud de S_{21} Calibrada vs. Frecuencia en el N9912A (Usando la Función Normalizar)

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

3. Calibración de las Pérdidas de Retorno de los Medios de Transmisión

Si queremos medir la reflexión de entrada de un DUT pero éste no dispone de un conector N (macho) o si por motivos de espacio, no podemos conectar el N9912A directamente al conector del DUT, tendremos que valernos de cables y adaptadores para llevar a cabo la interconexión. A frecuencias de RF estos componentes introducen reflexiones tanto en condiciones de adaptación como en circuito abierto. En la Figura 6 se observan las pérdidas de retorno de un pequeño cable extensor con conectores SMA. En la Figura 7 se observan las pérdidas del mismo cable terminado con una carga adaptada de 50 Ω .

1. Encienda el N9912A y póngalo en modo **NA** (Analizador de Redes), después seleccione medida de **S11**.
2. Considere que estamos interesados en el rango de frecuencias de 2 MHz a 3 GHz.

Configuración N9912A:	“[]” – Teclado, “{ }” – Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Seleccionar el modo NA:	[Mode] > {NA} > {S11}
Rango de frecuencias:	[Freq/Dist] > {Stop} > [3] > {GHZ}
Nivel de potencia de salida bajo:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {LOW}

Esta configuración nos permite realizar las siguientes capturas, donde hemos usado niveles de potencia de salida Altos para ver las curvas más definidas:

Agilent Technologies: N9912A

Tue, 01 Feb 2011 10:33:18

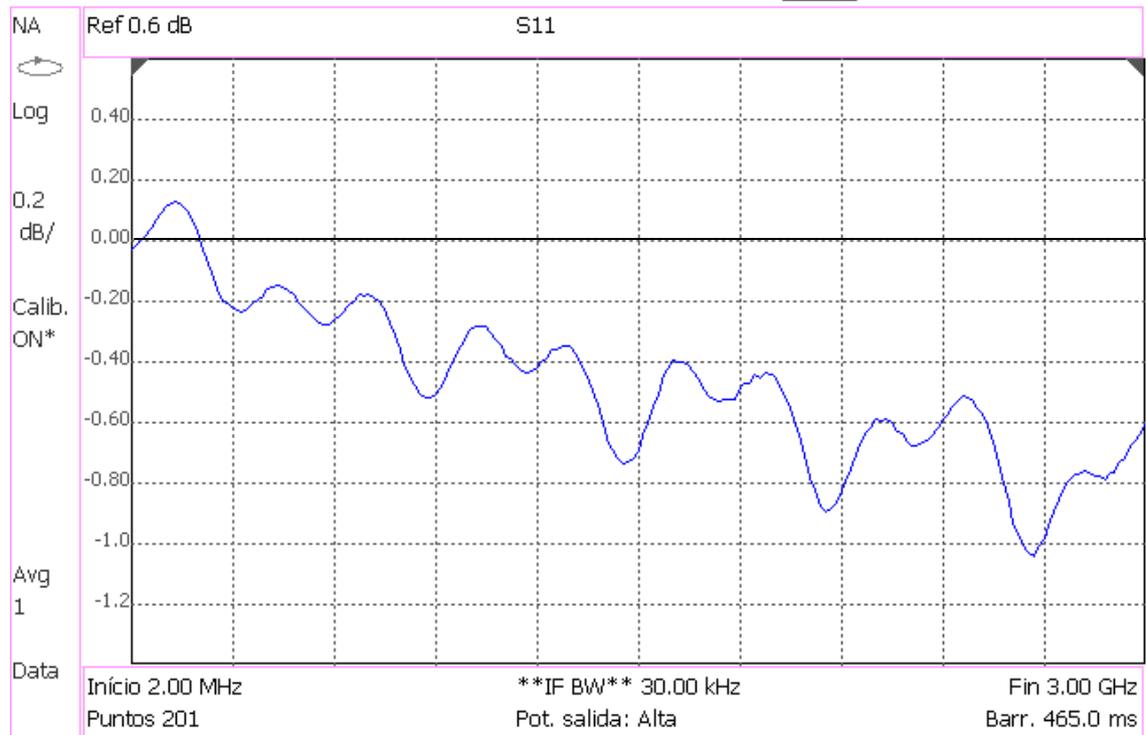


Figura 6 – Magnitud de la Reflexión de un Cable de 18 cm con Adaptador N–SMA

Agilent Technologies: N9912A

29% Fri, 28 Jan 2011 17:38:09

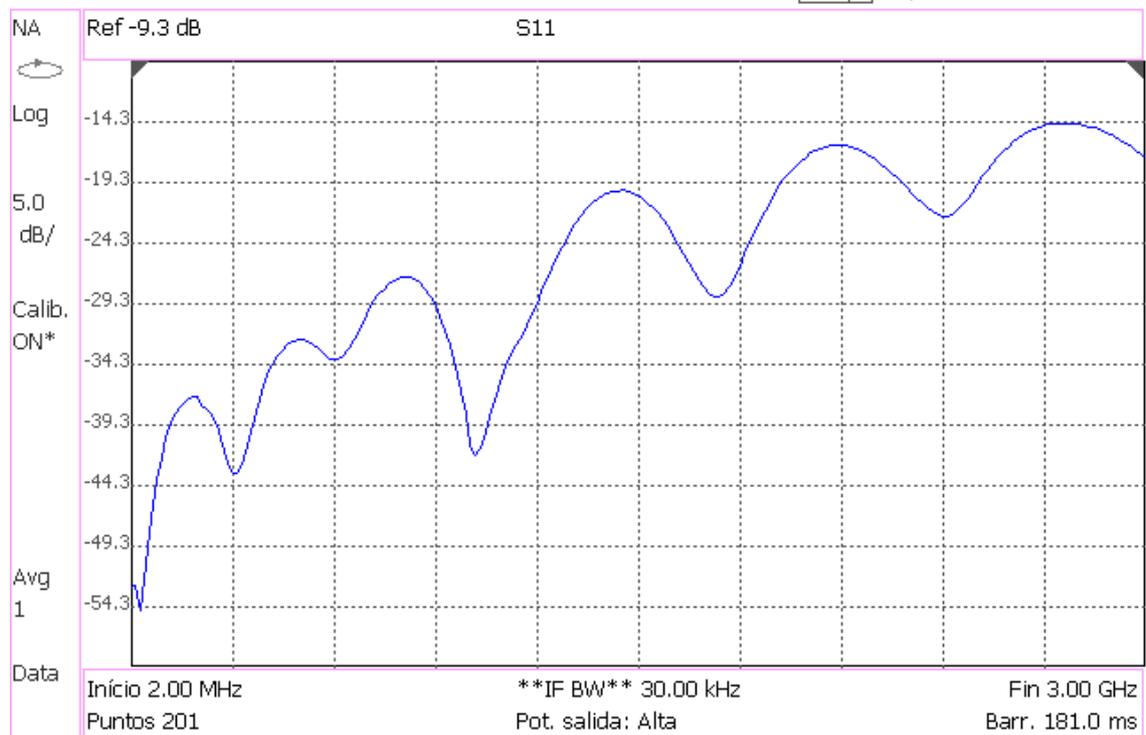
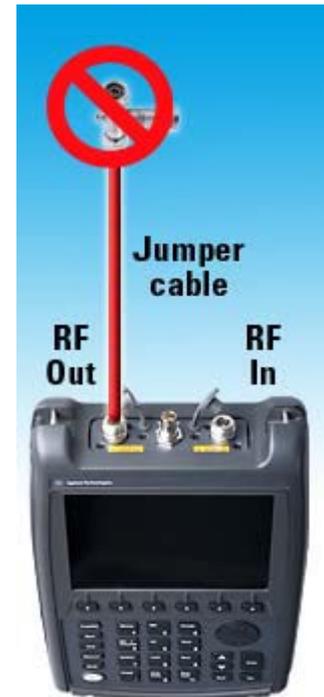


Figura 7 – Magnitud de la Reflexión de un Cable de 18 cm con Adaptador N–SMA y terminado con 50Ω

Si su RFA viene con la Opción 111 ('QuickCal'), debe realizar una calibración externa del puerto RF OUT. Esta 'Calibración Rápida' es ideal en medidas DTF (distancia hasta los defectos) y medidas de la Pérdida de un Cable desde un Puerto. QuickCal corrige las desviaciones de fase, los retardos de tiempo y las pérdidas debidas a los pequeños cables y adaptadores que usamos para hacer las medidas. [14]

3. Seleccione el **Modo NA** y el parámetro **S11**. Presione la tecla **Cal**.
Luego presione en **Calibration Type** hasta que se vea **QuickCal**.
Ahora ponga **Start Cal**.
4. Desconecte el DUT del RFA
5. Si es necesaria una extensión de cable o un adaptador para conectar el DUT al N9912A, conecte **esos** componentes al conector RF OUT del analizador ahora. El efecto de esos componentes se mide y se elimina durante la calibración y sólo los efectos del DUT se muestran en los resultados de la medida. Use siempre componentes de alta calidad como los suministrados junto al entrenador ME1000 Diseño de Circuitos de RF.
6. No conecte nada en el punto donde va a ir conectado el DUT.
7. A continuación presione **QuickCal** y espere.

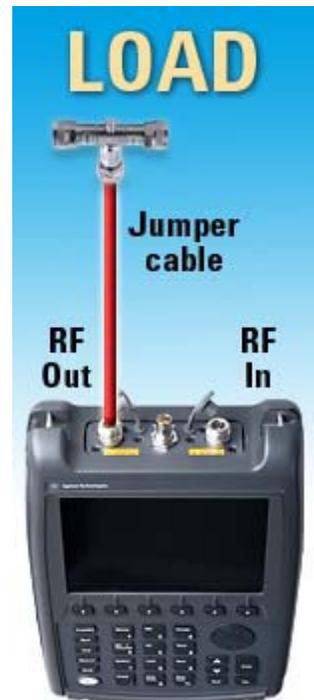


8. En caso de usar un cable extensor o un adaptador conectele una CARGA estándar en el punto donde va a ir conectado el DUT. Esta carga mejora la precisión de la medida al permitir quitar las reflexiones de la extensión de cable o el adaptador añadidos. Luego presione **Measure Load**.

No prescinda de la Carga cuando mida un DUT con buena adaptación (pérdida de retorno > 15 dB).

9. Presione **Finish**.

Cuando una QuickCal está corrigiendo la medida se muestra **Cal ON Q** en la pantalla.



Configuración N9912A:	“[]”: Teclado, “{ }”: Pantalla
Seleccionar calibración:	[Cal 5] > {Calibration Type} > {QuickCal} > {Start Cal}
Calibrar componentes:	{QuickCal}
Calibrar componentes+carga:	{Measure Load} > {Finish}

En las siguientes pantallas del N9912A repetimos las medidas de las Figuras 6 y 7 para observar el efecto de la calibración QuickCal.

Agilent Technologies: N9912A

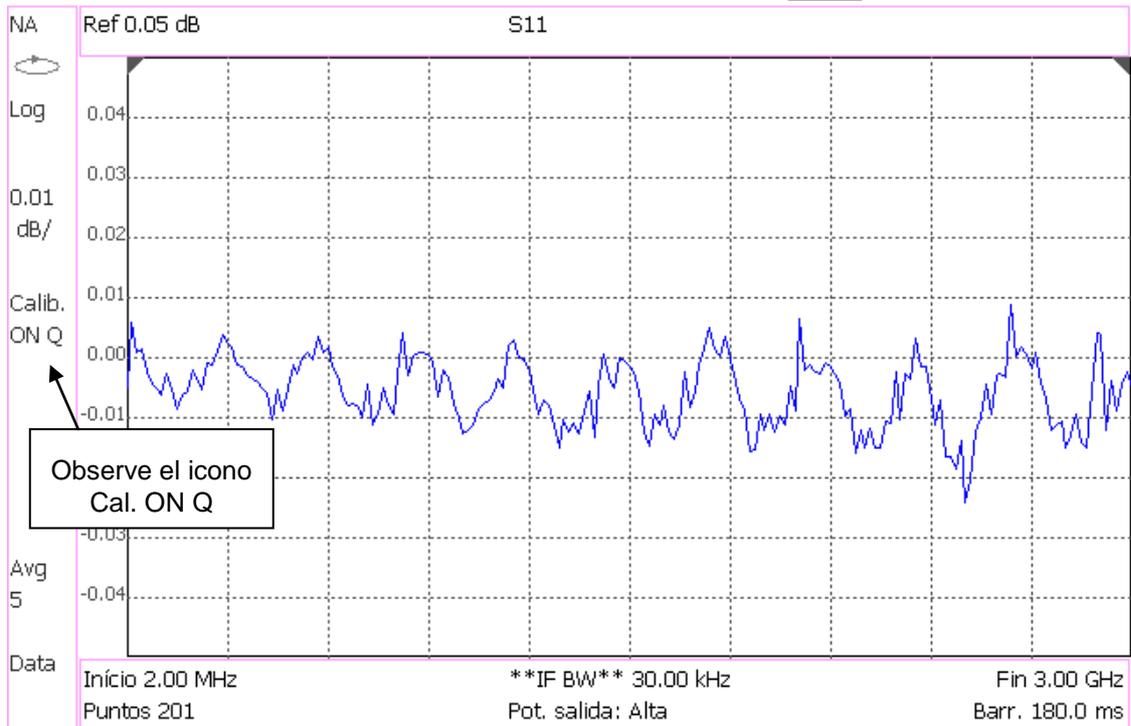
25%  Fri, 28 Jan 2011 17:48:59

Figura 8 – Magnitud de la Reflexión de un Cable de 18 cm con Adaptador N-SMA

Agilent Technologies: N9912A

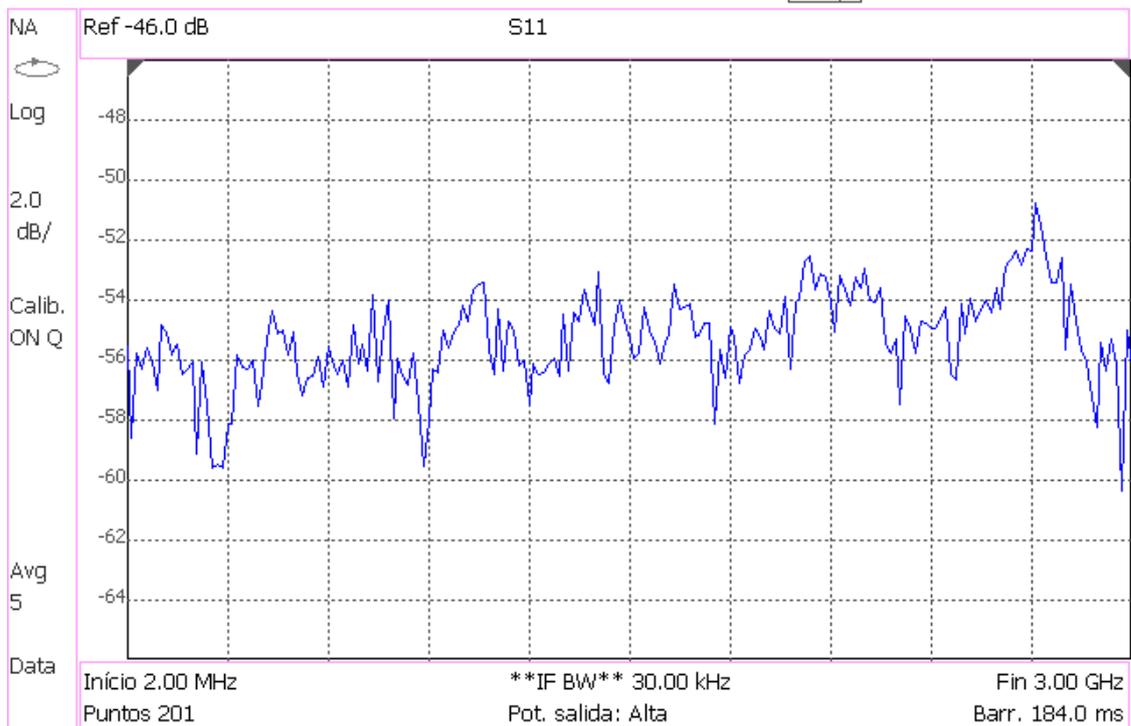
26%  Fri, 28 Jan 2011 17:46:29

Figura 9 – Magnitud de la Reflexión de un Cable de 18 cm con Adaptador N-SMA y terminado con 50Ω

Capítulo 5

El Amplificador de Potencia

En circuitos de RF los amplificadores incrementan la potencia de la señal de RF convirtiendo potencia de DC en potencia de AC. Los amplificadores pueden ser optimizados para bajo ruido, para ganancia moderada o alta o para salida de potencia. Comúnmente los aspectos críticos de un amplificador son minimizar el ruido, maximizar la eficiencia de conversión a RF de la potencia y minimizar las pérdidas de inserción. [8]

Los amplificadores de potencia se usan en las etapas finales de los transmisores de radar y radio para incrementar el nivel de potencia radiada. Las potencias de salida típicas suelen ser del orden de 1W a 100W para radar o sistemas de radio desde un punto fijo. En los amplificadores de potencia de RF y microondas es importante considerar la eficiencia, la ganancia, los productos de intermodulación y los efectos térmicos. Un simple transistor puede suministrar potencias de salida de 10 a 100W a frecuencias de UHF, mientras que a frecuencias más altas los dispositivos están limitados, por lo general, a potencias inferiores a

1W. Si se requieren potencias de salida superiores, podemos usar varias técnicas de combinación de potencia junto con múltiples transistores.

Un transistor se comporta linealmente si las señales que maneja son de potencia inferior al punto de compresión 1 dB (P1dB). De este modo los parámetros-S de pequeña señal del transistor no deberían depender ni del nivel de potencia de entrada ni de la impedancia de terminación de salida. Sin embargo, para niveles de potencia comparables o superiores a P1dB, donde la no linealidad del transistor comienza a ponerse de manifiesto, los parámetros S medidos dependerán del nivel de potencia de entrada y de la impedancia de terminación de salida (además de la frecuencia, condiciones de polarización y temperatura). Por tanto, los parámetros S de gran señal no están definidos de forma única y al no satisfacer las condiciones de linealidad no pueden ser reemplazados por los parámetros de pequeña señal. (Para hacer los cálculos de estabilidad del dispositivo, sin embargo, los parámetros S de pequeña señal generalmente pueden ser usados con buenos resultados).

Diseño de amplificadores de potencia de clase A

Los amplificadores de clase A son inherentemente circuitos lineales, donde el transistor es polarizado para conducir sobre el rango completo del ciclo de la señal de entrada. La mayoría de los amplificadores de pequeña señal y bajo ruido operan como circuitos de clase A, llegando a alcanzar una eficiencia máxima teórica del 50%.

5.1. Esquema del Amplificador de Potencia

El esquema que nos suministra el fabricante acerca del amplificador de potencia posee componentes personalizados que no se encuentran en las librerías de ADS. En concreto, el esquema incluye unas bobinas de 100 nH modificadas. El hecho de no usar componentes originales en la simulación y que los esquemas no estén completos hace que los resultados de la simulación no se correspondan con los medidos. En ese sentido, hemos de tener en cuenta que los esquemas sólo tienen valor orientativo y la razón por la que se incluyen en el proyecto es simplemente para conocer la estructura de los dispositivos. [16]

El amplificador que usaremos para las prácticas se muestra en la página el siguiente:

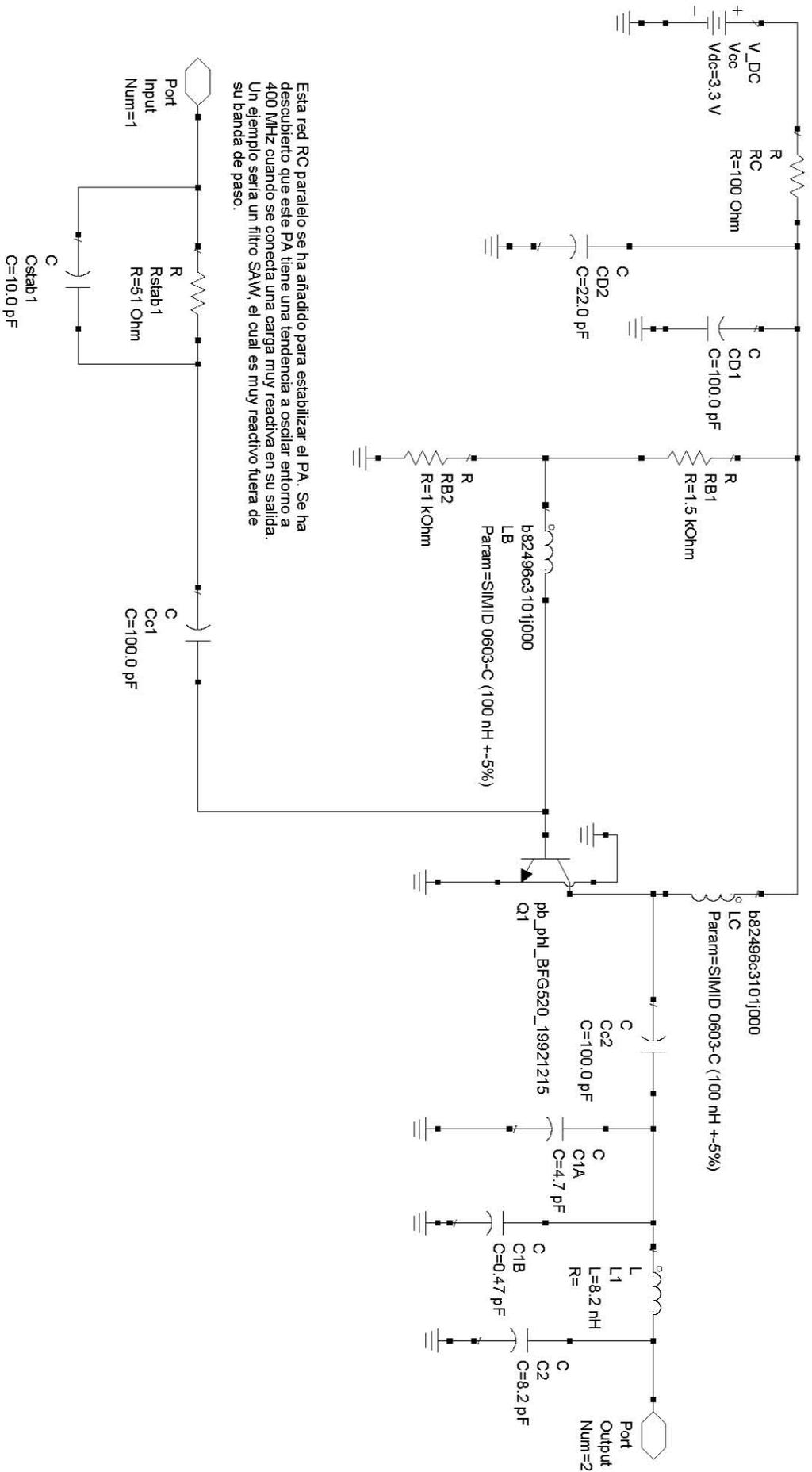


Figura 5.1 – Esquema del amplificador de potencia

5.2. Práctica 3: Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 3

Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de Espectros

Objetivo

- i) Medir la ganancia, la compresión de la ganancia, la distorsión armónica, el punto de intersección de tercer orden y el aislamiento de un amplificador de potencia (PA) por medio de un analizador de espectros (SA)

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) 2 x Generadores de Señal de RF Agilent E4438C
- iii) Equipo Transceptor de RF ME1000 (Unidad de Recepción)

Accesorios requeridos

- i) 1 x Combinador de potencia de RF
- ii) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 2 x Cables extensores de 18 cm con conectores (macho-macho) SMA
- iv) 1 x Cable USB
- v) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado. (Consulte el procedimiento de instalación en la Guía de Inicio Rápido ME1000)

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

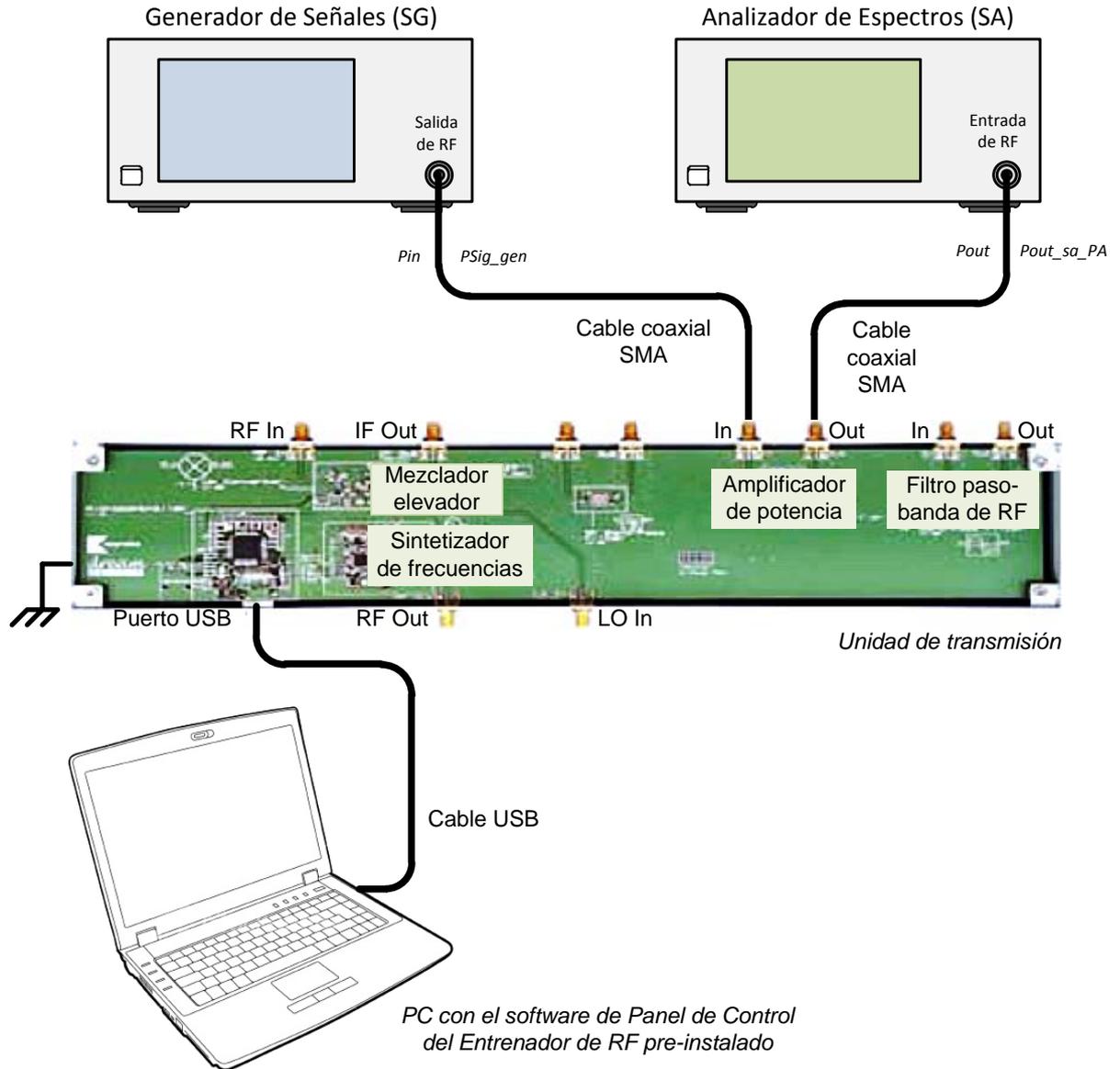


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el PA con un Analizador de Espectros

Instalación del Software Panel de Control del Entrenador de RF

1. Si todavía no ha instalado el software Panel de Control del Entrenador de RF, ejecute el archivo "RF Control Panel.exe" que viene en el CD-ROM de instalación.
2. Haciendo clic en el icono RF_Trainer que tenemos en el escritorio del PC, abriremos una ventana de configuración para la unidad de recepción y si volvemos a ejecutar otra instancia del mismo programa dispondremos de dos ventanas. Seleccione periféricos diferentes en ambas ventanas y así podremos controlar desde un mismo PC tanto el transmisor como el receptor.



2. Medida de la Ganancia, de la Compresión de la Ganancia y de la Distorsión Armónica con un Analizador de Señal

Haga las conexiones que se muestran en la Figura 1 para determinar la ganancia, la compresión de la ganancia, y la distorsión armónica del PA. Debe usar los valores que hemos medido en las prácticas anteriores para compensar las pérdidas en los cables, conectores y Pistas de PCB.

1. Use las siguientes especificaciones para el generador de señales (SG):

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -25 dBm

Configuración E4438C:	"[]": Teclado; "{ }": Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset]
Frecuencia:	[Frequency] > [868] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [25] > {dBm}

2. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia central:	868 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
Atenuación de entrada:	10 dB (o auto)
RBW:	100 kHz (o auto)
Promediado:	Activo

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

3. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la unidad TX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control de la unidad TX, haga clic sobre **Power Amplifier Off/On** para conectar el PA. A continuación, verá el LED PA de la PCB encenderse en el entrenador.

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del Pico Fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia de salida, Pout_sa_PA = -11,06 dBm

- b) Cuando aplicamos una potencia de -25 dBm a la entrada del PA, ¿qué ganancia presenta realmente el PA?

Ganancia @868 MHz

$$\begin{aligned}
 &= \text{Potencia de salida compensada del PA, } P_{out} \\
 &\quad - \text{Potencia de entrada compensada del PA, } P_{in} \\
 &= (P_{out_sa_PA} + L_{output_path}) - (P_{sig_gen} - L_{input_path}) \\
 &= (\underline{-11,06} \text{ dBm} + \underline{1,24} \text{ dB}) - (-25 \text{ dBm} - \underline{1,19} \text{ dB}) \\
 &= \underline{16,37} \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Donde,

$$L_{output_path} = L_{cable_sa} + L_{adapter} + L_{half_TRM}$$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

$$L_{input_path} = L_{cable_sg} + L_{adapter} + L_{half_TRM}$$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

- c) ¿Los resultados medidos con el analizador de redes (RFA) coinciden con los que acabamos de calcular?

Cuando fijamos una potencia de -25 dBm en el SG la ganancia de potencia que se mide con el SA es 16,37 dB.

Cuando el RFA suministra una potencia de -20 dBm al PA la ganancia de potencia que mide el RFA es 16,27 dB.

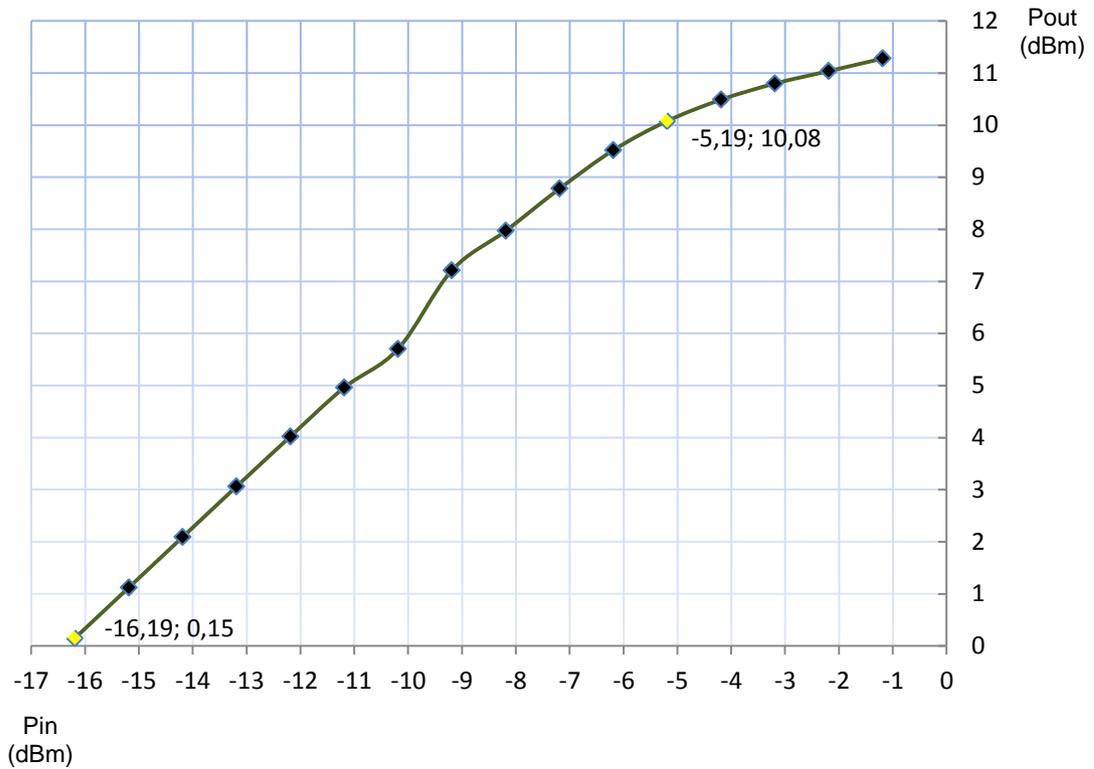
4. Mida el nivel de potencia de salida del PA a diferentes niveles de potencia de entrada.

Ejercicios

- a) Rellene la tabla siguiente. Use las pérdidas de cable/PCB/conector, L (en dB), de la sección anterior.

Potencia del SG de entrada, Psig_gen (dBm)	Entrada Real al PA, Pin = Psig_gen - Linput_path (dBm)	Potencia de Salida Medida en el SA, Pout_sa_PA (dBm)	Salida Real del PA, Pout = Pout_sa_PA + Loutput_path (dBm)	Ganancia, G = Pout - Pin (dB)
-15	-16,19	-1,09	0,15	16,34
-14	-15,19	-0,12	1,12	16,31
-13	-14,19	0,85	2,09	16,28
-12	-13,19	1,82	3,06	16,25
-11	-12,19	2,78	4,02	16,21
-10	-11,19	3,72	4,96	16,15
-9	-10,19	4,46	5,7	15,89
-8	-9,19	5,97	7,21	16,40
-7	-8,19	6,73	7,97	16,16
-6	-7,19	7,54	8,78	15,97
-5	-6,19	8,28	9,52	15,71
-4	-5,19	8,84	10,08	15,27
-3	-4,19	9,25	10,49	14,68
-2	-3,19	9,56	10,8	13,99
-1	-2,19	9,8	11,04	13,23
0	-1,19	10,04	11,28	12,47

b) Represente Pout en función de Pin en el gráfico siguiente.



c) ¿A qué nivel de potencia de salida la ganancia se reduce 1 dB, respecto a la ganancia con niveles de entrada muy bajos?

$$\text{Salida P1dB} = \underline{10,08} \text{ dBm}$$

$$\text{Entrada P1dB} = \underline{-5,19} \text{ dBm}$$

d) ¿Los resultados anteriores se corresponden con las medidas del RFA?

Cuando fijamos una potencia de -3 dBm en el SG la ganancia de potencia que se mide con el SA es 14,68 dB.

Cuando suministramos una potencia de -3 dBm al PA la ganancia de potencia que se mide con el RFA es 14,18 dB.

5. Use las siguientes especificaciones para medir las distorsiones armónicas.

Configuración SG

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -20 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**
 Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [20] > {dBm}**

Configuración SA

Reseteo el SA a sus valores iniciales.

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Cargar valores iniciales: **[Preset] > {Preset}**
 Modo: **[Mode] > {SA}**

Nota:
 Esto cambia el Intervalo de Frecuencias a visualizar a Full Span. La Atenuación y el Ancho de Banda de Resolución a Auto.

Ejercicios

- a) Especifique qué frecuencias aparecen en el SA con niveles de potencia considerables.

Frecuencia fundamental = 868 MHz, Nivel de potencia = -6,08 dBm

2ª frecuencia armónica = 1736 MHz, Nivel de potencia = -56 dBm

3ª frecuencia armónica = 2604 MHz, Nivel de potencia = -60 dBm

Si las frecuencias armónicas son demasiado pequeñas para verlas en el SA, cambie la atenuación a 0 dB.

Configuración N9912A: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [0] > {dB}**

Nota:

Para medir la frecuencia con mayor precisión, cambie la Frecuencia Central a la frecuencia de interés y reduzca el Intervalo de Frecuencias a visualizar a 10 MHz o menos.

- b) Vuelva a poner en el SG el nivel de potencia de entrada necesario para alcanzar el P1dB. ¿Qué le ocurre a las frecuencias armónicas?

Frecuencia fundamental = 868 MHz, Nivel de potencia = 8,95 dBm

2ª frecuencia armónica = 1736 MHz, Nivel de potencia = -22,9 dBm

3ª frecuencia armónica = 2604 MHz, Nivel de potencia = -21 dBm

Hemos aumentado la potencia del SG 16 dB

La frecuencia fundamental aumenta 15,03 dB

El 2º armónico de frecuencia aumenta 33,1 dB

Y el 3º armónico de frecuencia aumenta 39 dB

3. Medida del Aislamiento

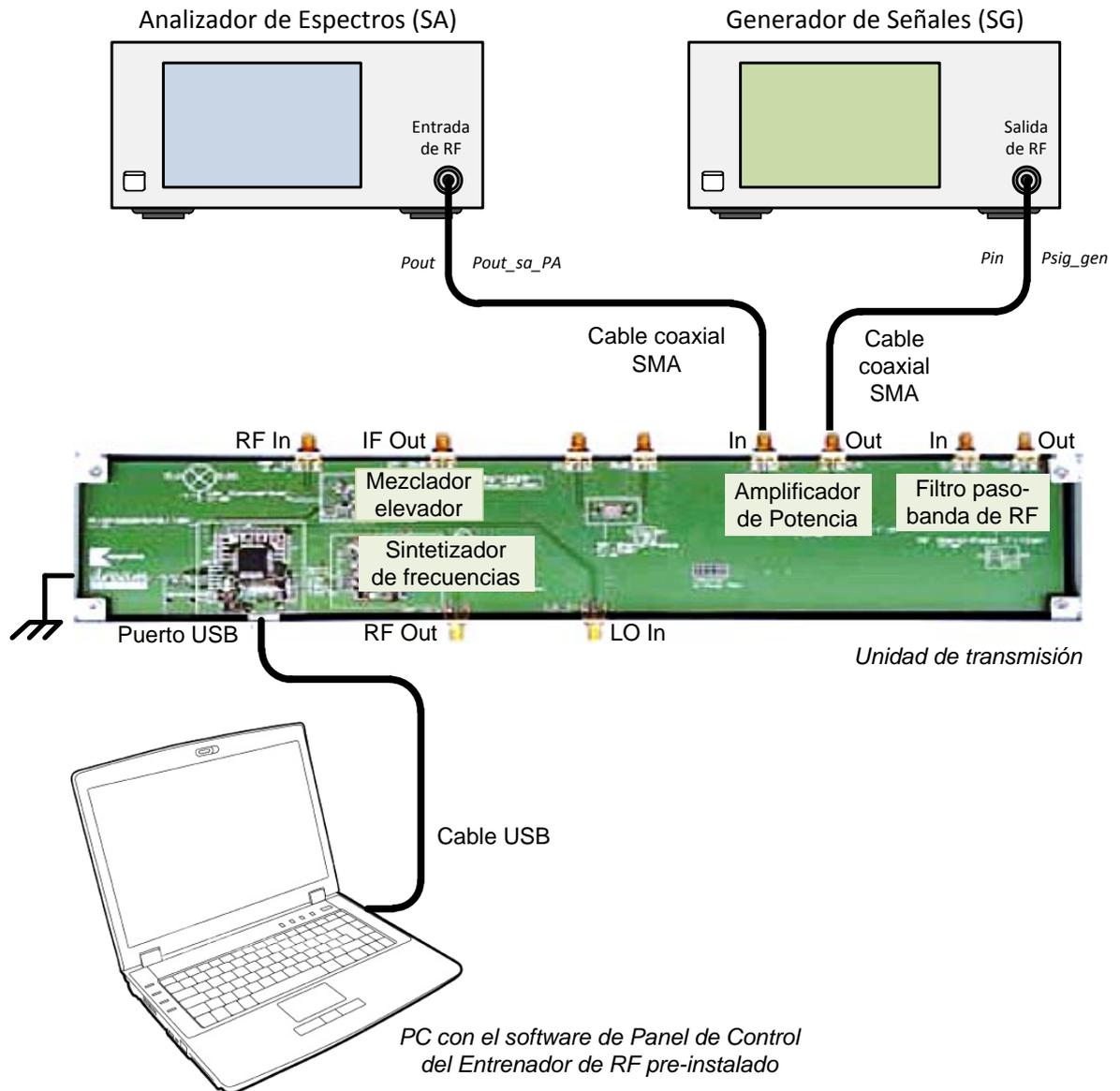


Figura 2 – Disposición de Equipos para Medir el Aislamiento del PA

Para determinar el aislamiento del PA haga las conexiones que se muestran en la Figura 2 intercambiando el SA y el SG. Además, son necesarios los valores de las pérdidas en el cable/conector/Pistas de PCB (L_{cable} y L_{pcb}) de las prácticas anteriores. Asegúrese de que la fuente de DC del PA está apagada antes de quitar las conexiones. Para apagar la fuente de DC del PA haga clic en **Power Amplifier On/Off** en el Panel de Control del Entrenador de RF.

1. Use las siguientes especificaciones para el SG:

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -20 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**
 Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [20] > {dBm}**

2. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia Central: 868 MHz

Intervalo de Frecuencias: 10 MHz

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Promedio: Activo

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}**
 Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**
 Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}**
 RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**
 Promedio: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

3. En el Panel de Control del Entrenador vaya al área de Control de la Unidad TX y haga clic en **Power Amplifier Off/On** para encender el PA. A continuación, verá el LED PA de la PCB encenderse en el Entrenador.

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del Pico Fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia de salida, Pout_sa_PA = -44,05 dBm

- b) ¿Qué aislamiento presenta realmente el PA cuando la potencia de entrada es -25 dBm?

Aislamiento @868 MHz =

= Potencia real aplicada al PA, P_{in} – Potencia real que da el PA, P_{out}

= (P_{sig_gen} – Pérdidas) – ($P_{out_sa_PA}$ + Pérdidas)

= (-25 dBm – 1,19 dB) – ($-49,05$ dBm + 1,24 dB)

= 21,62 dB

Donde,

Pérdidas = $L_{cable} + L_{c_pcb}$ (Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente).

Tenga en cuenta que el Aislamiento se define como $I_{so} = -20 \log|S_{12}|$ y al ser $|S_{12}| < 1$ el aislamiento tendrá signo positivo.

- c) ¿Los resultados medidos con el RFA coinciden con los que acabamos de calcular?

Cuando fijamos una potencia de -20 dBm en el SG el aislamiento que se mide con el SA es 21,62 dB.

Cuando el RFA suministra una potencia de -20 dBm al PA el aislamiento que mide el RFA es 21,5 dB.

4. Medidas del Punto de Intercepción de Tercer Orden (TOI o IP3)

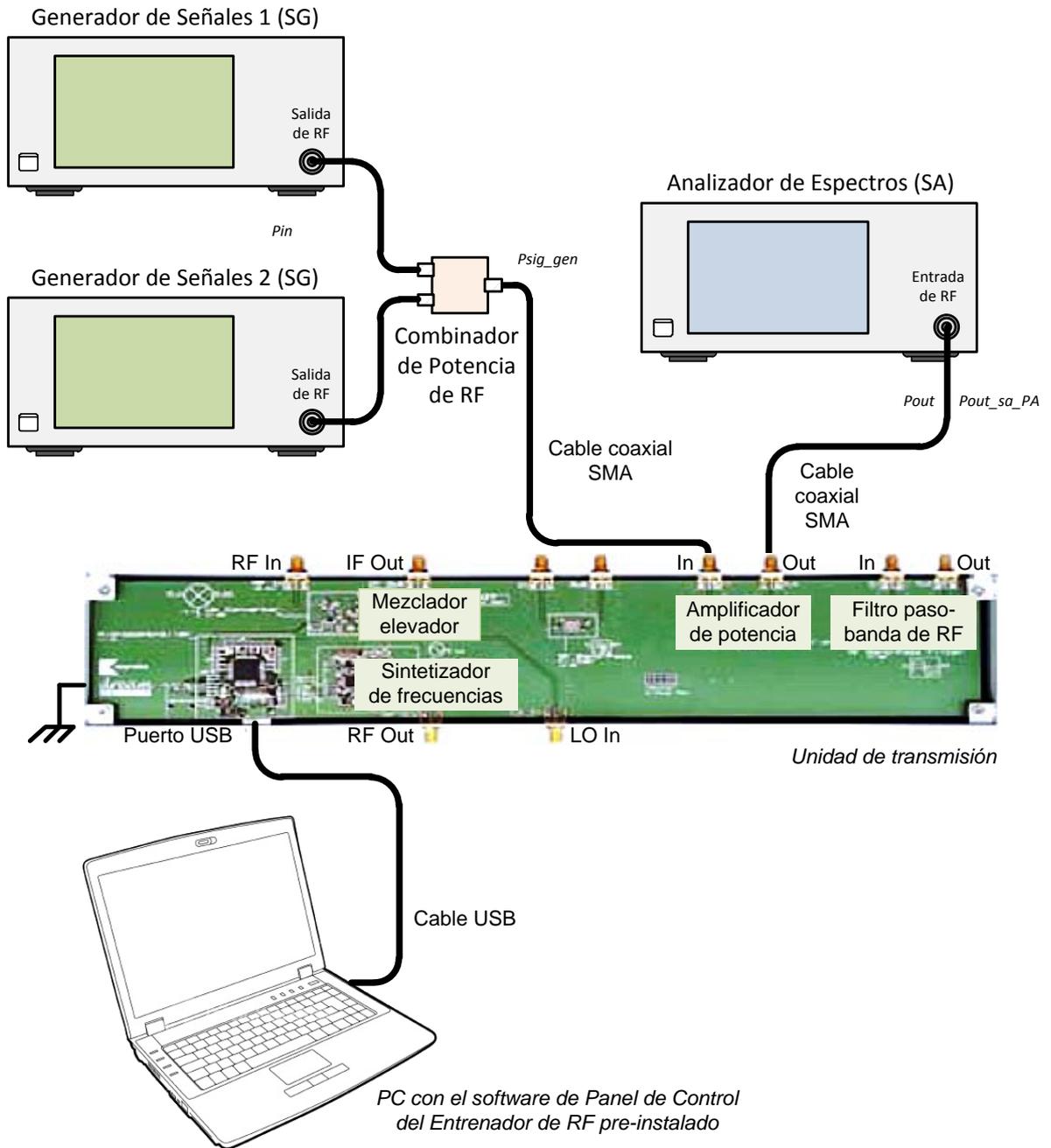


Figura 3 – Configuración para Medir Dos Tonos y Determinar el Punto TOI

Para medir el punto TOI, es necesario realizar un montaje como el de la Figura 3. En medidas como la del punto TOI, donde una señal grande está presente con una señal pequeña, es una buena costumbre ajustar la atenuación a niveles tan altos como sea posible (manteniendo el suelo de ruido suficientemente por debajo de la señal pequeña). Cuando la atenuación es alta, la distorsión debida al SA se reduce y por tanto nos asegura una medida más precisa.

4.1 Ajuste de la Potencia de Salida del Combinador de Potencia de RF

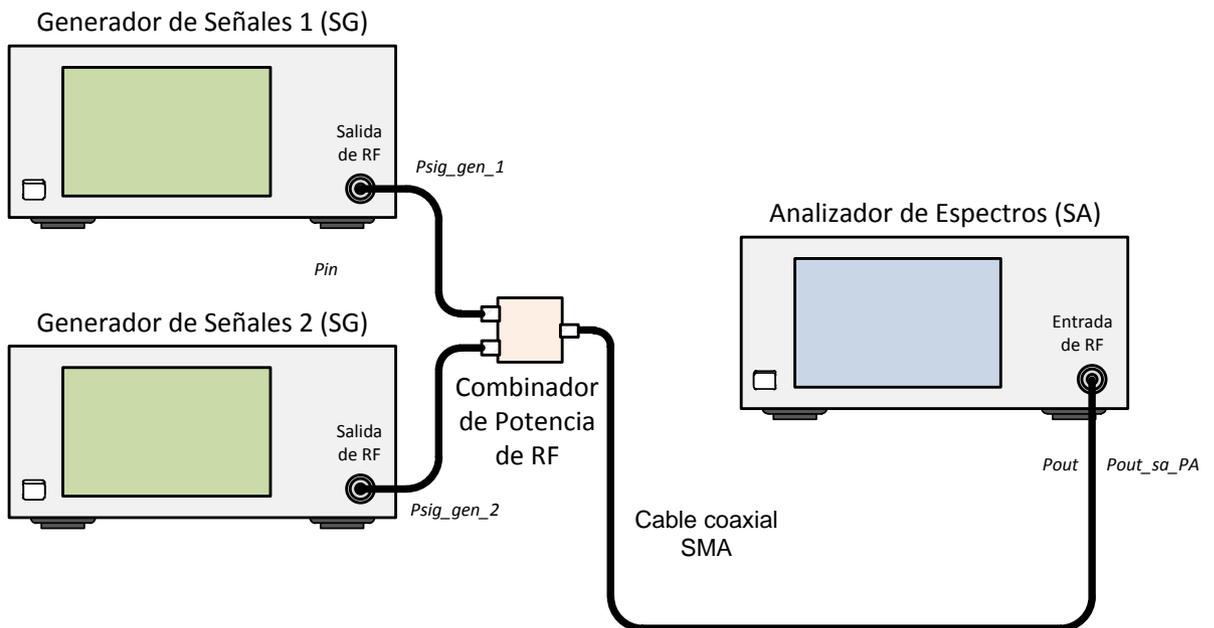


Figura 4 – Ajuste de la Potencia de Salida del Combinador

1. Haga las conexiones que se muestran en la Figura 4.
2. Use los siguientes ajustes en los correspondientes SGs:

Frecuencia de la CW 1: 867.5 MHz
 Frecuencia de la CW 2: 868.5 MHz
 Nivel de potencia (ambos): En torno a -10 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla	
Frecuencia 1:	[Frequency] > [867.5] > {MHZ}
Frecuencia 2:	[Frequency] > [868.5] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [10] > {dBm}
Activar salida:	[RF On/Off]

3. Use las especificaciones siguientes para el SA, pero fije la atenuación interna del SA al máximo:

Frecuencia central:	868 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
Atenuación de entrada:	30 dB
RBW:	100 kHz
Promedio:	Activo

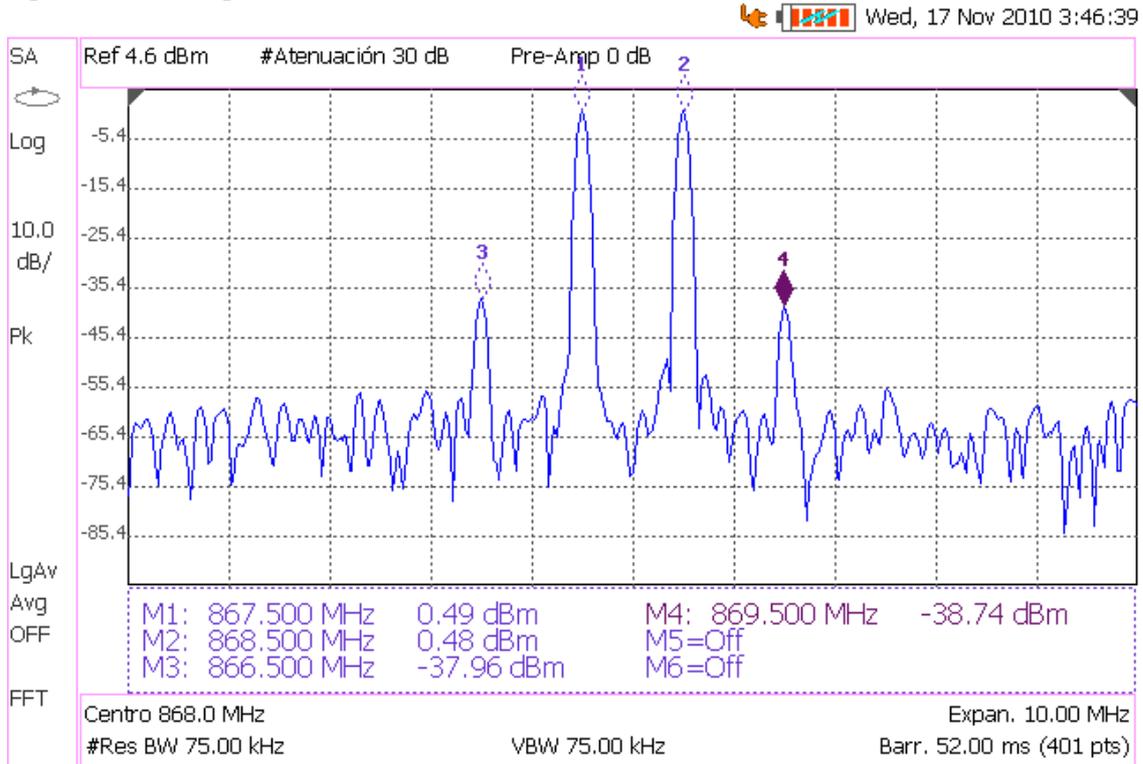
Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla	
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [50] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

4. Si el nivel de señal es distinto para ambas frecuencias en la salida del combinador de potencia de RF, ajuste cualquiera de los controles de amplitud en el SG hasta que consiga la misma potencia de salida del combinador de potencia de RF para ambas señales 867.5 MHz y 868.5 MHz (la potencia de salida debe estar en torno a -17.5 dBm si se usa los cables SMA suministrados).
5. Después, haga las conexiones que se muestran en la Figura 3.
6. En el Panel de Control del Entrenador vaya al área de Control de la Unidad TX y haga clic en **Power Amplifier Off/On** para encender el PA. A continuación, verá el LED PA de la PCB encenderse en el Entrenador.

Ejercicios

- a) Dibuje y apunte las frecuencias y los niveles de potencia de salida mostrados en el SA. Tal vez necesite ajustar el RBW para ver los productos de intermodulación.

Agilent Technologies: N9912A



- b) Rellene la tabla siguiente. Comience con una atenuación de 30 dB y vaya reduciéndola en pasos de 5 dB. Para estimar el punto TOI use la fórmula extrapolada,

$$TOI(dBm) = \frac{1}{2} [3 \cdot P_{f_1}(dBm) - P_{2f_1-f_2}(dBm)] \quad (\text{referencia [17]})$$

con los niveles de potencia correspondientes a cada atenuación.

Atenuación SA (dB)	<i>P_{out}</i> @866.5 MHz (dBm)	<i>P_{out}</i> @867.5 MHz (dBm)	<i>P_{out}</i> @868.5 MHz (dBm)	<i>P_{out}</i> @869.5 MHz (dBm)	Punto TOI <i>f</i> ₁ = 867.5 MHz (dBm)	Punto TOI <i>f</i> ₁ = 868.5 MHz (dBm)
30	-37,96	0,49	0,48	-38,74	19,715	20,09
25	-38,2	0,45	0,45	-38,36	19,775	19,855
20	-38,16	0,31	0,3	-39,03	19,545	19,965
15	-38,17	0,16	0,15	-39,12	19,325	19,785
14	-38,08	0,15	0,15	-38,91	19,265	19,68

- c) ¿Qué atenuación nos da con mayor precisión el punto TOI del PA?

Sabemos que el PA y el mezclador del SA introducen distorsión en la transmisión de la señal y que ambos dispositivos están conectados en cascada. Si la potencia de entrada al mezclador es demasiado alta el mezclador puede saturarse. En tal caso, el TOI medido no será exactamente el TOI del PA ya que también se generan respuestas no lineales a la salida del mezclador.

El TOI del PA más el Mezclador sería:

$$TOI(mW) = \frac{1}{\frac{1}{TOI_1(mW) \cdot G_2} + \frac{1}{TOI_2(mW)}} \quad (\text{ref. [6]})$$

Siendo TOI_1 , el TOI del PA

TOI_2 , el TOI del mezclador

$G_2 \approx 1$, la ganancia de potencia de conversión del mezclador.

Precisamente, para evitar que el mezclador se sature, el SA dispone de un atenuador para la señal de entrada. Cuanto más atenúe el atenuador de entrada más difícil será que la intermodulación de 3^{er} orden del mezclador aparezca sobre el suelo de ruido.

5. Verificación del Punto de Intersección de Tercer Orden (TOI o IP3)

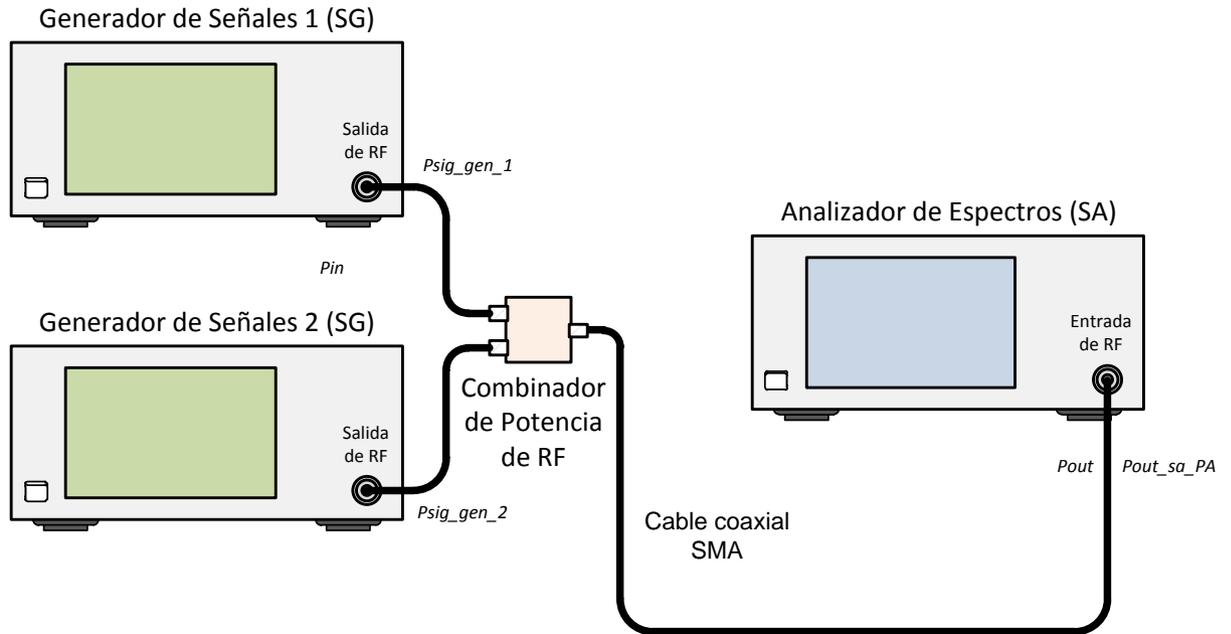


Figura 5 – Instalación para Verificar que el TOI Medido es Debido al PA y No al SA

Ahora debemos verificar que el punto TOI medido es debido a los productos de intermodulación del PA y no debido a los productos de intermodulación del SA. Quite el PA y conecte la salida del combinador directamente al SA como muestra la Figura 5.

1. Use las siguientes especificaciones en los SG para obtener señales de entrada de 1 MHz de separación:

Frecuencia de la CW 1: 867.5 MHz

Frecuencia de la CW 2: 868.5 MHz

Nivel de Potencia (ambos): Mismo nivel de potencia que en el montaje anterior, alrededor de -10 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia 1: **[Frequency] > [867.5] > {MHZ}**

Frecuencia 2: **[Frequency] > [868.5] > {MHZ}**

Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [10] > {dBm}**

Activar salida: **[RF On/Off]**

2. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia central:	868 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
Atenuación de entrada:	30 dB (o auto)
RBW:	100 kHz (o auto)
Promedio:	Activo

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia central: [Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}

Intervalo frecuencias: [Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}

Atenuación: [Scale/Amptd] > {RF Atten} > [50] > {dB}

RBW: [BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}

Promedio: [Trace 6] > {State} > {Average}

3. Ajuste el nivel de potencia de los dos SGs hasta que veamos en el SA las mismas salidas Pout @867.5 MHz y Pout @868.5 MHz que en la tabla de la prueba anterior para medir el punto TOI.
4. Reduzca la atenuación hasta que se vean los productos de intermodulación debidos al mezclador del SA.

Ejercicios

- a) ¿A qué nivel de atenuación comienzan a aparecer los productos de intermodulación debidos al SA?

El TOI debido al SA comienza a aparecer cuando el atenuador interno =

15 dB

- b) ¿Aparecen antes los productos de intermodulación de tercer orden del mezclador o los productos de intermodulación de tercer orden del PA?

Productos de intermodulación de tercer orden del PA aparecen con atenuación = 30 dB.

Productos de intermodulación de tercer orden del mezclador aparecen con atenuación = 15 dB.

- c) Explique por qué aparecen los productos de intermodulación en el SA.

El mezclador de frecuencias se comporta en el dominio del tiempo como un multiplicador de señales. Si colocamos a la entrada del mezclador las señales $V_a = \cos\omega_a t$ y $V_b = \cos\omega_b t$ la salida del mezclador será

$$V_a \cdot V_b = \cos\omega_a t \cdot \cos\omega_b t = \frac{1}{2} \cos(\omega_a + \omega_b)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_a - \omega_b)t$$

Como sabemos, el mezclador se encuentra formado por circuitos que no son del todo lineales y cuya función de transferencia podemos aproximar por Taylor como $V_o = \alpha_0 + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + \dots$

Si la salida del mezclador ideal hemos visto que era la suma de dos tonos,

$$A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t$$

al pasar por los circuitos poco lineales queda aproximadamente como:

$$\begin{aligned} V_o(t) \cong & \alpha_0 + \frac{1}{2} \alpha_2 (A_1 + A_2) + \\ & \left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos\omega_1 t + \\ & \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2 \right) \cos\omega_2 t + \\ & \frac{1}{2} \alpha_2 A_1^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} \alpha_2 A_2^2 \cos 2\omega_2 t + \\ & \alpha_2 A_1 A_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] + \\ & \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \\ & \frac{3\alpha_3 A_2^2 A_1}{4} [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\ & \frac{1}{4} \alpha_3 A_1^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} \alpha_3 A_2^3 \cos 3\omega_2 t \end{aligned}$$

- d) ¿Qué atenuación nos da con mayor precisión el punto TOI del mezclador del SA?

Cuando medíamos el TOI del PA, evitábamos la distorsión del mezclador del analizador de espectros suministrándole señales lo más pequeñas posibles por lo que asignábamos al atenuador de entrada la máxima atenuación posible. Si habíamos atenuado la entrada por un valor constante K , el SA sólo tiene que mostrar la señal multiplicada por K para recuperar la señal original.

Por tanto, el sistema que poníamos a continuación del PA no era un simple mezclador sino un atenuador, un mezclador y un amplificador.

- Con la atenuación $K = 1$ (0 dB) lo que mediremos será el TOI del mezclador solo ($V_o = \alpha_0 + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + \dots$).
- Sin embargo, si aplicamos una atenuación $K > 1$, el sistema formado por el atenuador, el mezclador y el amplificador adquiere la siguiente expresión

$$V_o = K\alpha_0 + \alpha_1 V_i + \frac{\alpha_2}{K} V_i^2 + \frac{\alpha_3}{K^2} V_i^3 + \dots$$

Como vemos, los términos de orden superior a 1 del mezclador quedan divididos por K . Por tanto, cuanto más atenuación apliquemos a la entrada del mezclador del SA más lineal será el sistema de conversión de frecuencia. O lo que es lo mismo, el punto TOI tenderá a ser mayor.

- e) Aumente la atenuación hasta que vea desaparecer los productos de intermodulación en el SA. ¿Cuáles son las frecuencias y los niveles de potencia que se muestran en el SA ahora?

Frecuencia = 867,5 MHz, Nivel de potencia = 0,14 dBm

Frecuencia = 868,5 MHz, Nivel de potencia = 0,14 dBm

- f) Determine las pérdidas de los cables y el combinador de potencia de RF.

$$\begin{aligned}\text{Pérdidas (L)} &= \text{Potencia de entrada del SG} - \text{Nivel de potencia de salida del SA} \\ &= P_{sig_gen1} \text{ (dBm)} - P_{out} \text{ (dBm)} \\ &= \underline{4,02} \text{ dBm} - \underline{0,29} \text{ dBm} \\ &= \underline{3,73} \text{ dB}\end{aligned}$$

Nota:

Tome sólo uno de los dos tonos de frecuencia.

5.3. Práctica 4: Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de RF

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 4

Caracterización de un Amplificador de Potencia usando el Analizador de RF

Objetivos

- i) Caracterizar un amplificador de potencia (PA) usando un analizador de RF (RFA) mediante la medida de la reflexión y la transmisión
- ii) Observar la compresión de la ganancia en un PA usando el RFA

Equipos necesarios

- i) Unidad de Transmisión ME1000
- ii) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- ii) 1 x Cable extensor de 18 cm con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 1 x Bifurcador de potencia de RF
- iv) 1 x Carga adaptada de 50 Ω con conector SMA (macho)
- v) 1 x Kit estándar de calibración TRM
- vi) 1 x Cable USB
- vii) Un PC con un mínimo de 512 MB de RAM, sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del Entrenador de RF pre-instalado (Consulte el procedimiento de instalación en la Guía de Inicio Rápido ME1000)

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

Instalación Básica de los Equipos

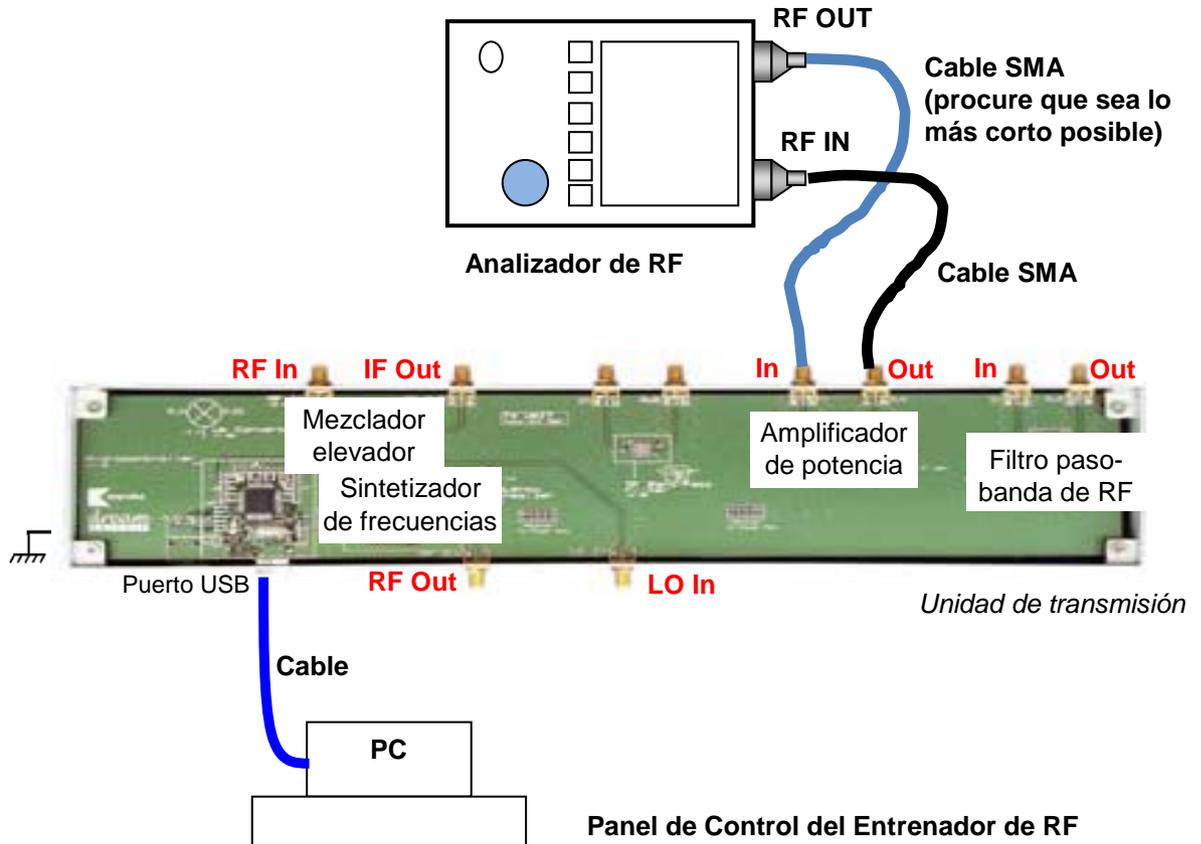


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el PA con un RFA

Al medir un amplificador con una ganancia elevada, es posible sobrecargar la entrada del amplificador. Cuando esto sucede, la unidad se satura y provoca una significativa no-linealidad en la señal de salida, pudiendo ocasionar daños a la unidad. Sobrecargar la entrada del amplificador también puede dañar el equipo de pruebas debido a la elevada amplificación de potencia. En estos casos, añada más atenuación a la entrada o a la salida del amplificador o bien reduzca la potencia de RF del generador de señales antes de repetir la medida.

El puerto RF OUT del RFA genera una onda sinusoidal. La onda interactúa con el dispositivo-bajo-test (DUT) y el puerto RF IN del RFA captura el resultado. Por tanto, RF OUT se conecta siempre con la entrada del DUT y RF IN se conecta con la salida del DUT.

En esta práctica, necesitamos seleccionar el modo Analizador de Redes (**NA**) en el RFA. Antes de proceder a realizar una medida de la transmisión, S_{21} , llevaremos a cabo los

procesos de calibración descritos en la práctica 2 con los cables de ambos puertos RF OUT y RF IN del RFA. En el puerto RF OUT del RFA, tanto el cable como los conectores deben de ser de alta calidad y tan cortos como sea posible.

Nota:

Si su RFA viene con la opción 111 ('QuickCal'), antes de medir la reflexión, S_{11} , debería realizar una calibración externa del puerto RF OUT. El proceso de calibración 'QuickCal' lo vimos en detalle en la práctica 2.

En el RFA, la correcta visualización de las señales se consigue con las teclas **[Freq/Dist]**, **[Scale/Amptd]**, y **[Marker]**. Entre las opciones de la tecla **[Scale/Amptd]** resulta muy útil la opción **{Autoscale}** aunque a medida que vayamos cogiendo soltura en el manejo de los controles dejaremos de usarla.

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

2. Medidas de Transmisión

1. Asigne al RFA (N9912A) el modo NA para medir S_{21} .
2. Ejecute la calibración 'Normalización' de la práctica 2 entre 700 y 1020 MHz con el ajuste BAJO de la potencia de salida.
3. Conecte el PA al N9912A como se muestra en la Figura 1.
4. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad TX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad TX**, haga clic sobre **Power Amplifier Off** para conectar el PA. A continuación, verá el LED PA de la PCB encenderse en el entrenador y el texto del boton cambiará a **Power Amplifier On**.
5. Use las siguientes especificaciones para determinar la ganancia de pequeña señal del PA en un rango de frecuencias de 700 MHz a 1 GHz, con el nivel de potencia de salida del N9912A puesto en BAJO:

Medida:	S_{21}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	1 GHz
Formato:	Logaritmo de la magnitud
Potencia de salida:	BAJA (corresponde a -20 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	"[]": Teclado; "{ }": Pantalla
Modo NA para medir S_{21} :	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar: Normalización

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. Indique la ganancia máxima y la frecuencia a la que ocurre.

$$G_{\max} = \underline{16,90} \text{ dB a } \underline{700} \text{ MHz}$$

- b. ¿A qué frecuencia la ganancia se reduce 3 dB respecto a la ganancia máxima?

Gmax -3 dB ocurre a 1018,4 MHz

- c. Indique la ganancia a 868 MHz.

Ganancia a 868 MHz = 16,27 dB

6. Invierta las conexiones en el PA para determinar el aislamiento, es decir, conecte el puerto RF OUT al terminal de Salida del PA y el puerto RF IN al terminal de Entrada del PA. Si fuera necesario, use Autoescala para ver la gráfica completa. Esta gráfica representa a S_{12} ya que ahora estamos enviando la onda sinusoidal por la salida del PA y muestreando su respuesta en la entrada del PA.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. Indique el aislamiento a 868 MHz.

Aislamiento a 868 MHz = 21,52 dB

[Nota: Use promediado, smoothing y smoothing aperture si es necesario]

- b. Explique la importancia del aislamiento en un amplificador.

Si cargamos la salida de un cuadripolo con una impedancia Z_L , en la entrada

veremos una reflexión $\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \Gamma_L S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}}$.

Si por el contrario cargamos la entrada con una impedancia Z_S , en la salida veremos

una reflexión $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} \Gamma_S S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}}$.

Por tanto, cuanto menor sea $|S_{12}|$ menos se desadaptará un puerto al cargar el otro y se conseguirá un mayor aislamiento, $|S_{12}|^{-1}$.

3. Medidas de Reflexión

1. Vuelva a conectar el PA al N9912A como muestra la Figura 1.
2. Ponga el N9912A en modo NA para medir S_{11} . Asegúrese de que el nivel de potencia de salida está fijado en BAJO. En el puerto RF OUT del N9912A, procure que el cable SMA sea lo más corto posible.
3. Use las siguientes especificaciones para determinar las pérdidas de retorno del PA:

Medida:	S_{11}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	1 GHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Potencia de salida:	BAJA (corresponde a -20 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S11}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar: Calibración Rápida

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de entrada alcanzan un valor mínimo?
Indique el valor mínimo.

Pérdida de retorno mínima = 6,76 dB a 1020 MHz

- b. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de entrada alcanzan un valor máximo?
Indique el valor máximo.

Pérdida de retorno máxima = 24,93 dB a 863,2 MHz

- c. Indique la pérdida de retorno de entrada a 868 MHz.

Pérdida de retorno a 868 MHz = 23,80 dB

[Nota: Use la función Marcador para buscar los puntos máximo y mínimo]

4. Invierta las conexiones en el PA para determinar las pérdidas de retorno a la salida, es decir, conecte el puerto RF OUT del N9912A al terminal de Salida del PA y el puerto RF IN del N9912A al terminal de Entrada del PA. La gráfica que obtengamos representará el parámetro S_{22} , ya que ahora estamos enviando la onda sinusoidal por la salida del PA para que se refleje en la entrada terminada del PA.
5. Repita todos los apartados del paso 3 para caracterizar el parámetro S_{22} del PA desde el punto de vista de sus pérdidas de retorno de salida.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de salida alcanzan un valor mínimo?
Indique el valor mínimo.

Pérdida de retorno mínima = 7,03 dB a 1020 MHz

- b. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de salida alcanzan un valor máximo?
Indique el valor máximo.

Pérdida de retorno máxima = 12,37 dB a 853,6 MHz

- c. Indique la pérdida de retorno de salida a 868 MHz.

Pérdida de retorno a 868 MHz = 12,05 dB

[Nota: Use la función Marcador para buscar los puntos máximo y mínimo]

4. Observación de la Compresión de la Ganancia

1. Siga el mismo procedimiento que en la sección 2, Medidas de Transmisión, para medir la ganancia de potencia del PA a 868 MHz. Cuando el nivel de potencia de salida es BAJO en el N9912A, la potencia nominal de salida es aproximadamente -20 dBm sobre una carga de 50Ω .
2. A continuación fije el nivel de potencia de salida del N9912A en ALTO:

Medida:	S_{21}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	1 GHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Nivel de potencia:	ALTO (corresponde a +3 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {High}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar: Normalización

3. Tome nota de la ganancia de potencia del PA a 868 MHz con potencia de entrada alta; esto significa que el puerto RF OUT del N9912A suministra una potencia nominal de +3 dBm al PA.

Con 3 dBm el PA genera una potencia de salida excesiva y con mucha distorsión. Con el SA no podemos medir dicha señal de salida porque excede el rango de entrada del convertidor analógico–digital (ADC) del SA.

4. Finalmente, nos gustaría conocer la ganancia de potencia del PA a 868 MHz con un nivel de potencia de entrada medio. Para conseguir esta potencia, conectaremos un atenuador de 6 dB entre el puerto RF OUT del N9912A y el puerto de entrada del PA como muestra la Figura 2. Podemos improvisar un atenuador de 6 dB usando la PCB bifurcadora de potencia (power splitter) y la PCB con carga adaptada que se nos proporcionan en este kit de aprendizaje.

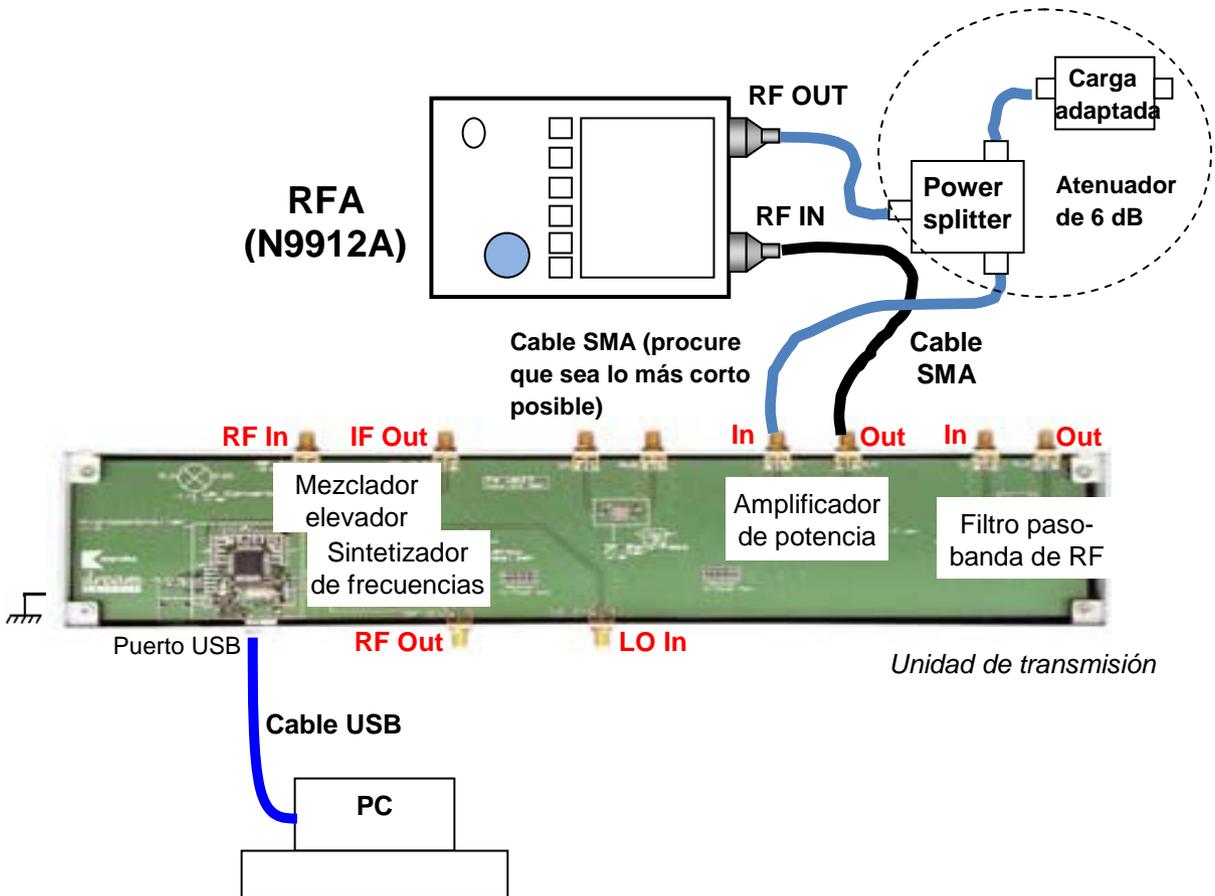


Figura 2 – Adición de un atenuador para reducir la potencia de entrada al PA y así, medir la compresión de la ganancia usando el RFA (N9912A)

EjerciciosObservaciones/registro de datos

- a. Discutir qué influencia tiene la variación de los niveles de potencia de entrada al PA sobre su ganancia de potencia.

Ganancia de potencia con nivel de potencia de entrada BAJO (−20 dBm) =

16,27 dB

Ganancia de potencia con nivel de potencia de entrada medio (−3 dBm) =

14,18 dB

Ganancia de potencia con nivel de potencia de entrada ALTO (+3 dBm) =

Exceso dB

Vemos que a mayor potencia de entrada menor ganancia presenta el PA a 868 MHz. La razón de esta compresión de la ganancia se discute a continuación.

- b. Defina y exponga el significado del punto de compresión de la ganancia. ¿Cuál es la relación entre la compresión de la ganancia y los niveles armónicos a la salida del PA?

En la práctica 1, ejercicio 2.2.C, vimos que si a un sistema no lineal con función característica $V_o = \alpha_0 + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + \dots$ le aplicamos una entrada $V_i(t) = A \cos \omega t$ la salida que obtendremos será:

$$V_o(t) = \alpha_0 + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 \right) A \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \cos(3\omega t)$$

donde se pone de manifiesto una dependencia de la amplitud del primer armónico con la amplitud del tercer armónico.

Este resultado nos permite expresar la ganancia de tensión de la componente de frecuencia fundamental como:

$$G_v = \frac{V_o^{(\omega t)}}{V_i^{(\omega t)}} = \frac{\left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 \right) A}{A} = \alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2$$

Una compresión de la ganancia de 1 dB respecto a la ganancia lineal α_1 tiene lugar cuando

$$G_v = \frac{\alpha_1}{10^{0,05}}$$

$$\Rightarrow \alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A^2 = \frac{\alpha_1}{10^{0,05}}$$

$$\Rightarrow A = \sqrt{-0,145 \frac{\alpha_1}{\alpha_3}}$$

La potencia del armónico fundamental de salida en estas condiciones sería:

$$P_{out}(1dB) = \frac{1}{2Z_0} \left(\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A^2 \right)^2 A^2$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 50} \left(\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 \left(\sqrt{-0,145 \frac{\alpha_1}{\alpha_3}} \right)^2 \right)^2 \left(\sqrt{-0,145 \frac{\alpha_1}{\alpha_3}} \right)^2$$

$$= 1'152 \frac{\alpha_1^3}{-\alpha_3} \quad (mW)$$

- c. A partir de las medidas anteriores, estime la potencia máxima de salida del PA sin distorsión armónica substancial (P1dB).

A partir de la fórmula $G_v = \alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A^2$ podemos despejar α_1 y α_3 con un sistema de ecuaciones, ya que contamos con las ganancias para distintas potencias de entrada.

$$\begin{cases} 10^{\left(\frac{16,27}{20}\right)} = \alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 10^{\left(\frac{-20-30}{10}\right)} 2 Z_0 \\ 10^{\left(\frac{14,18}{20}\right)} = \alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 10^{\left(\frac{-3-30}{10}\right)} 2 Z_0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \alpha_1 = 6,537 \\ \alpha_3 = -37,785 \end{cases}$$

$$P_{out}(1dB) = 1,152 \frac{\alpha_1^3}{-\alpha_3} \quad (mW)$$

$$= 1,152 \frac{6,537^3}{37,785}$$

$$= 8,517 \quad (mW)$$

$$= 9,30 \quad (dBm)$$

Potencia de salida máxima (sobre una carga de 50 Ω) con mínima distorsión armónica

$$= \underline{9,30} \text{ dBm}$$

Capítulo 6

El Amplificador de Bajo Ruido

Además de la estabilidad y la ganancia, otra consideración de diseño importante para un amplificador de RF es su figura de ruido. Especialmente en aplicaciones de recepción, se suelen necesitar preamplificadores con figura de ruido tan baja como sea posible ya que la primera etapa del front-end de un receptor tiene un efecto dominante en el balance de ruido de todo el sistema. [6]

Por lo general, no es posible obtener a la vez figura de ruido mínima y ganancia máxima en un amplificador, así que es necesario llegar a algún tipo de compromiso. Éste puede ser usar círculos de ganancia constante y círculos de figura de ruido constante para seleccionar unos valores útiles de figura de ruido y ganancia.

Teóricamente el factor de ruido de un amplificador se puede expresar como:

$$F = F_{\min} + \frac{R_N}{\operatorname{Re}[Y_S]} \left| Y_S - Y_{opt} \right|^2;$$

Donde se aplican las siguientes definiciones:

$Y_S = G_S + jB_S$ = Admitancia del generador de señales que ve el transistor.

Y_{opt} = Admitancia de fuente óptima, que produce mínima figura de ruido.

F_{\min} = Figura de ruido mínima del transistor, obtenida cuando $Y_S = Y_{opt}$.

R_N = Resistencia equivalente del ruido del transistor.

6.1. Esquema del Amplificador de Bajo Ruido

El esquema que nos suministra el fabricante acerca del amplificador de bajo ruido posee componentes personalizados que no se encuentran en las librerías de ADS. En concreto, los dos diodos que se usan para estabilizar la tensión de alimentación no se reconocen. El hecho de no usar componentes originales en la simulación y que los esquemas no estén completos hace que los resultados de la simulación no se correspondan con los medidos. En ese sentido, hemos de tener en cuenta que los esquemas sólo tienen valor orientativo y la razón por la que se incluyen en el proyecto es simplemente para conocer la estructura de los dispositivos. [16]

El amplificador que usaremos para las prácticas será el siguiente:

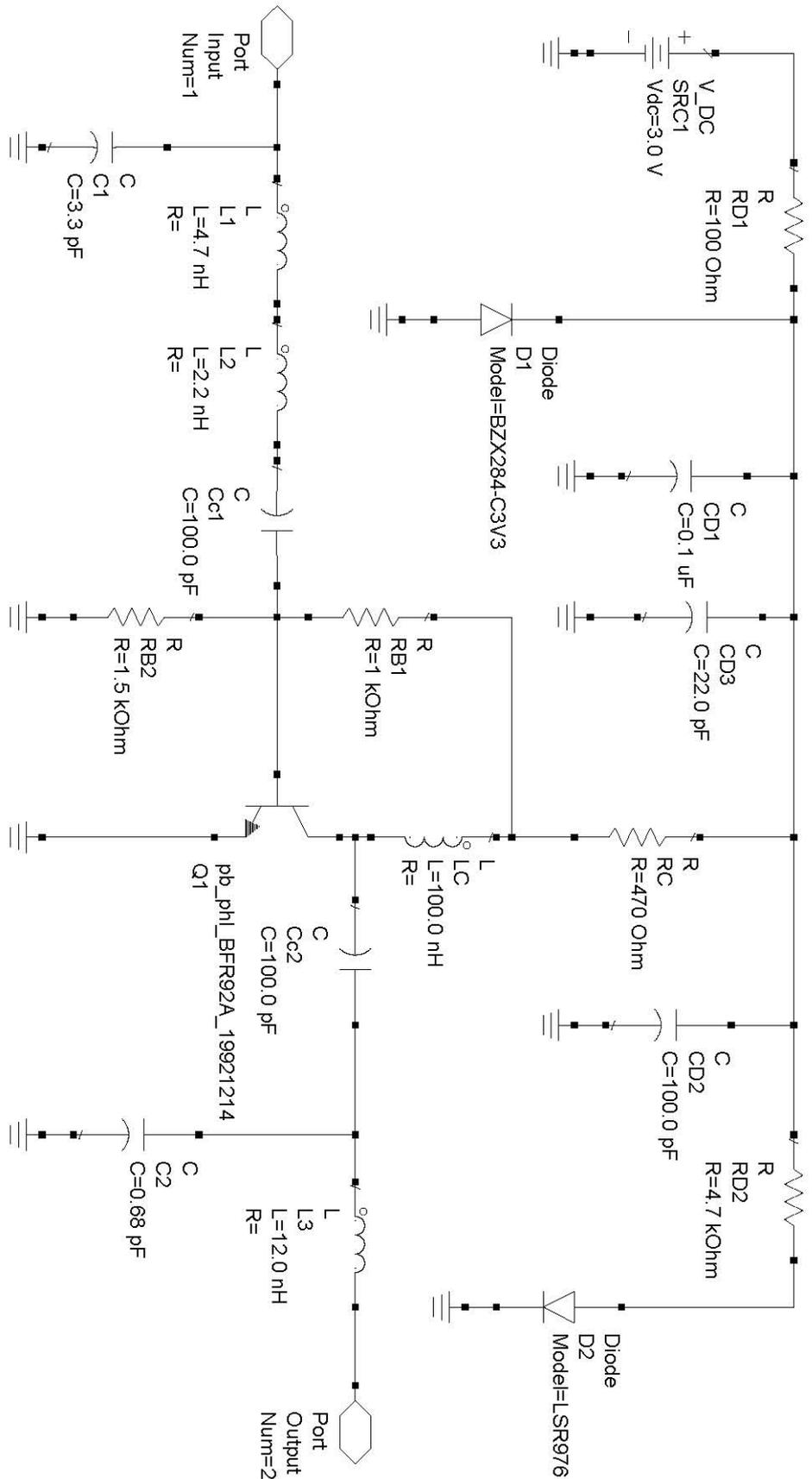


Figura 6.1 – Esquema del amplificador de bajo ruido

6.2. Práctica 5: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 5

Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Espectros

Objetivo

- i) Medir la ganancia y el aislamiento de un amplificador de bajo ruido (LNA) con un analizador de espectros (SA)

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) 2 x Generadores de Señal de RF Agilent E4438C
- iii) Equipo Transceptor de RF ME1000 (Unidad de Transmisión)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- ii) 1 x Cable USB
- iii) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado. (Consulte el procedimiento de instalación en la Guía de Inicio Rápido ME1000)

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación básica de los equipos

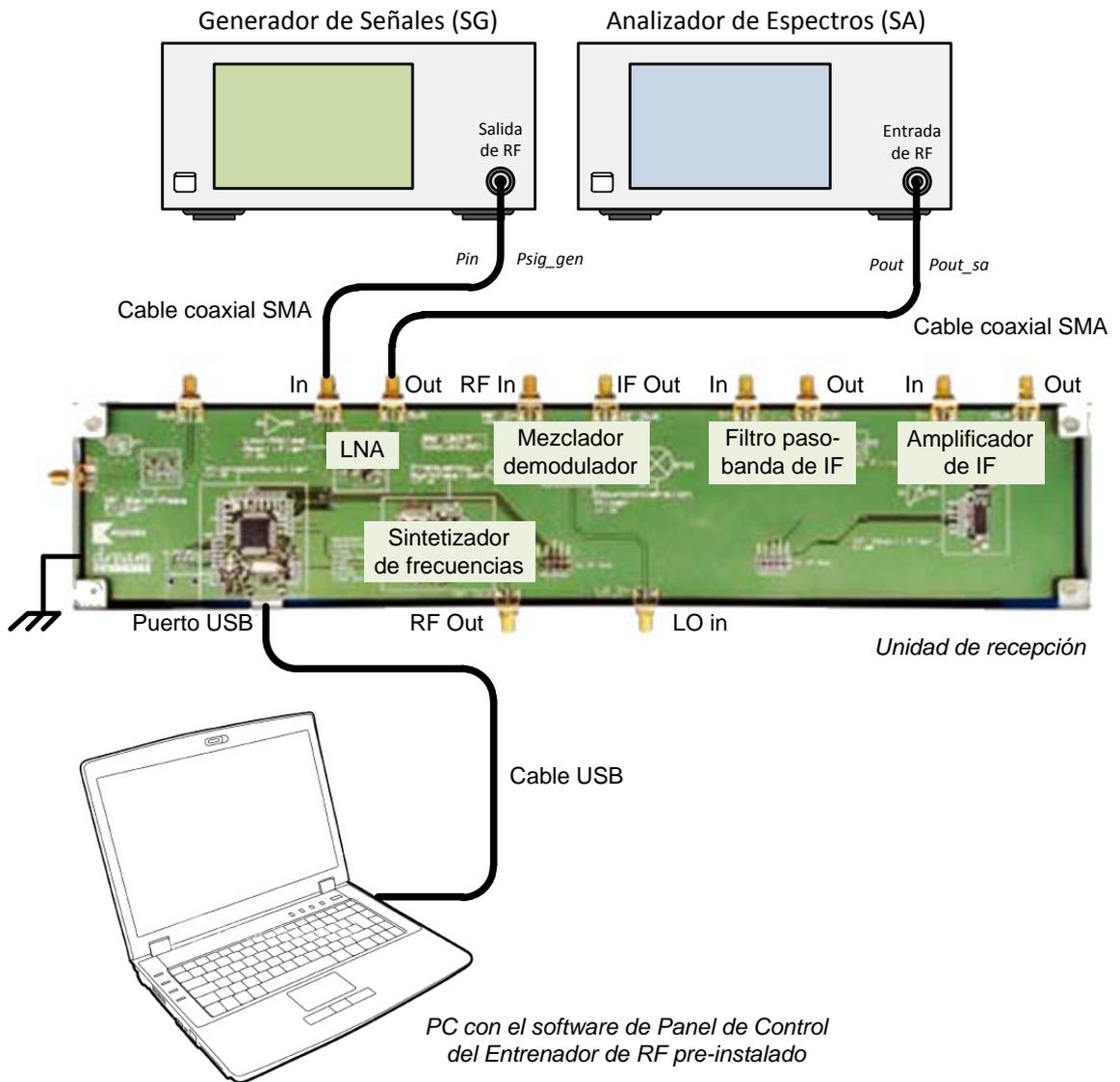


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el LNA con un Analizador de Espectros

2. Medida de la Ganancia con un SA

En la Figura 1 se muestran las conexiones necesarias para determinar la ganancia del LNA. Deberá usar los valores que hemos medido en las prácticas anteriores para compensar las pérdidas en los cables, conectores y Pistas de PCB.

1. Use las especificaciones siguientes para el generador de señales (SG):

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset]
Frecuencia:	[Frequency] > [868] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}
Activar salida:	[RF On/Off]

2. Use las especificaciones siguientes para el SA:

Frecuencia central: 868 MHz

Intervalo de frecuencias: 10 MHz

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Promediado: Activo

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

3. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la unidad RX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control de la unidad RX, haga clic sobre **LNA Off/On** para conectar el LNA. A continuación, verá el LED LNA de la PCB encenderse en el entrenador.

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del Pico Fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia de salida, Pout_sa_LNA = -6,81 dBm

- b) Cuando aplicamos una potencia de -15 dBm a la entrada del LNA, ¿qué ganancia presenta realmente el LNA?

Ganancia @868 MHz

= Potencia de salida real del LNA, Pout – Potencia de entrada real LNA, Pin

= (Pout_sa_LNA + Loutput_path) - (Psig_gen - Linput_path)

= (-6,81 dBm + 1,24 dB) - (-15 dBm - 1,19 dB)

= 10,62 dB

Donde,

$L_{output_path} = L_{cable_sa} + L_{half_path}$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

$L_{input_path} = L_{cable_sg} + L_{half_path}$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

- c) ¿Los resultados medidos con el analizador de redes (RFA) coinciden con los que acabamos de calcular?

La ganancia medida con el SA ha sido 10,62 dB cuando aplicamos una señal de entrada de -15 dBm.

La ganancia medida con el RFA ha sido 10,73 dB cuando el RFA aplicaba una señal de entrada de -20 dBm.

3. Medida del Aislamiento

1.1 Instalación de los Equipos para Medir el Aislamiento

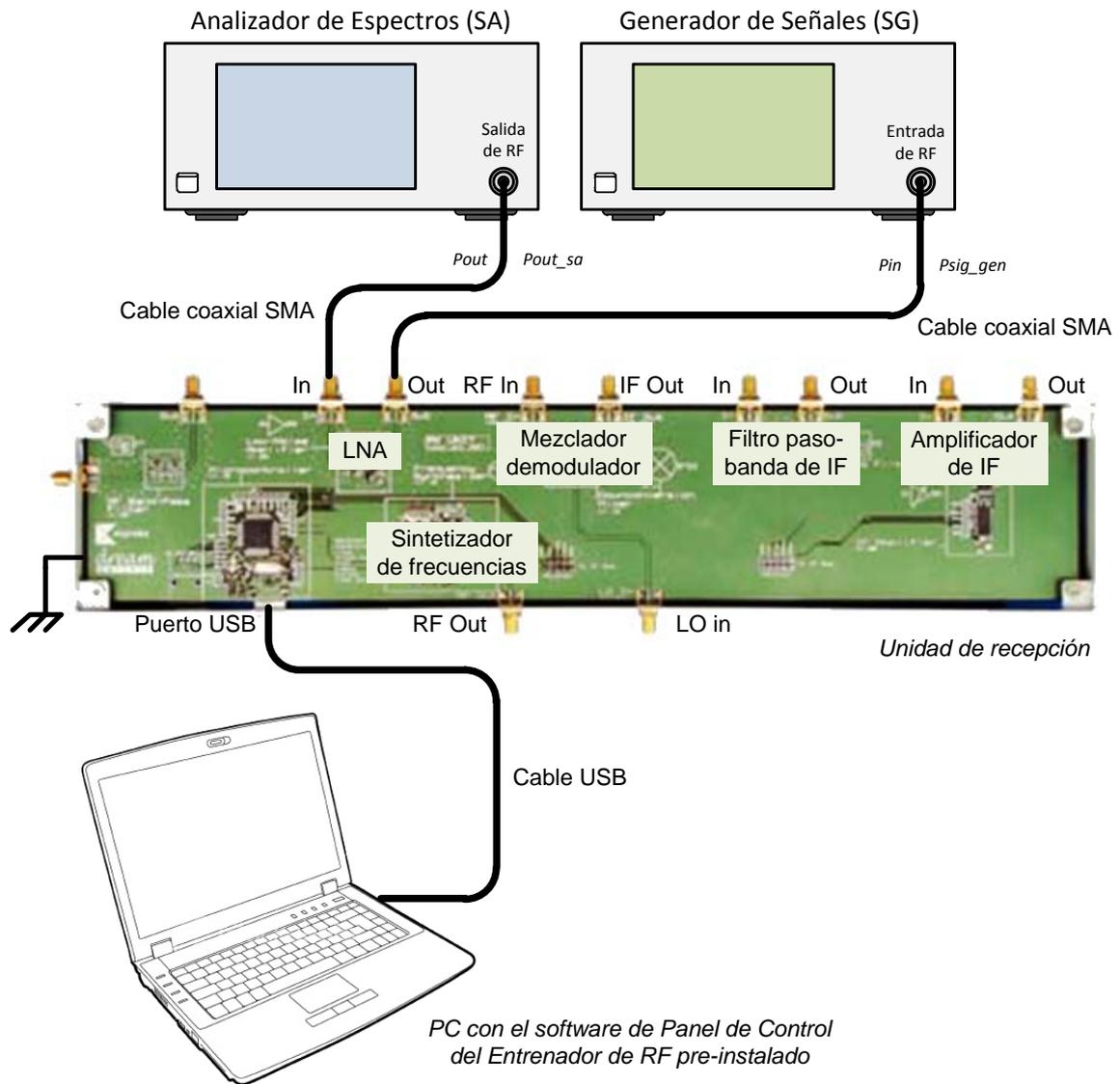


Figura 2 – Disposición de Equipos para Medir el Aislamiento del LNA

Para determinar el aislamiento del LNA haga las conexiones que se muestran en la Figura 2 intercambiando el SA y el SG. Además, son necesarios los valores de las pérdidas en el cable/conector/ Pistas de PCB (Lcable y Lc_pcb) de las prácticas anteriores. Asegúrese de que la fuente de DC del LNA está apagada antes de quitar las conexiones. Para apagar la fuente de DC del LNA haga clic en **LNA On/Off** en el Panel de Control del Entrenador de RF.

1. Use las siguientes especificaciones para el SG:

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**
 Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}**

2. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia Central: 868 MHz

Intervalo de Frecuencias: 10 MHz

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Promedio: Activo

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}**
 Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**
 Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}**
 RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**
 Promedio: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

3. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la unidad RX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control de la unidad RX, haga clic sobre **LNA Off/On** para conectar el LNA. A continuación, verá el LED LNA de la PCB encenderse en el entrenador.

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del Pico Fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia de salida, Pout_sa_LNA = -36,35 dBm

- b) ¿Qué aislamiento medimos en el LNA cuando la potencia de entrada es -15 dBm?

Aislamiento @868 MHz

= Potencia real aplicada al LNA, Pin – Potencia real que da el LNA, Pout

= (Psig_gen – Pérdidas) – (Pout_sa_LNA + Pérdidas)

= (-15 dBm – 1,19 dB) – (-36,35 dBm + 1,24 dB)

= 18,92 dB

- c) ¿Los resultados medidos con el RFA coinciden con los que acabamos de calcular?

El Aislamiento medido con el SA ha sido 18,92 dB cuando aplicábamos una señal de entrada de -15 dBm.

El Aislamiento medido con el RFA ha sido 18,99 dB cuando el RFA aplicaba una señal de entrada de -20 dBm.

6.3. Práctica 6: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de RF

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 6

Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de RF

Objetivo

- i) Caracterizar un amplificador de bajo ruido (LNA) usando un analizador de RF (RFA) mediante la medida de la reflexión y la transmisión.

Equipos necesarios

- i) Unidad de Recepción ME1000
- ii) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- ii) 1 x Cable USB
- iii) Un PC con un mínimo de 512 MB de RAM, sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del Entrenador de RF pre-instalado (Consulte el procedimiento de instalación en la Guía de Inicio Rápido ME1000)

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

Instalación Básica de los Equipos

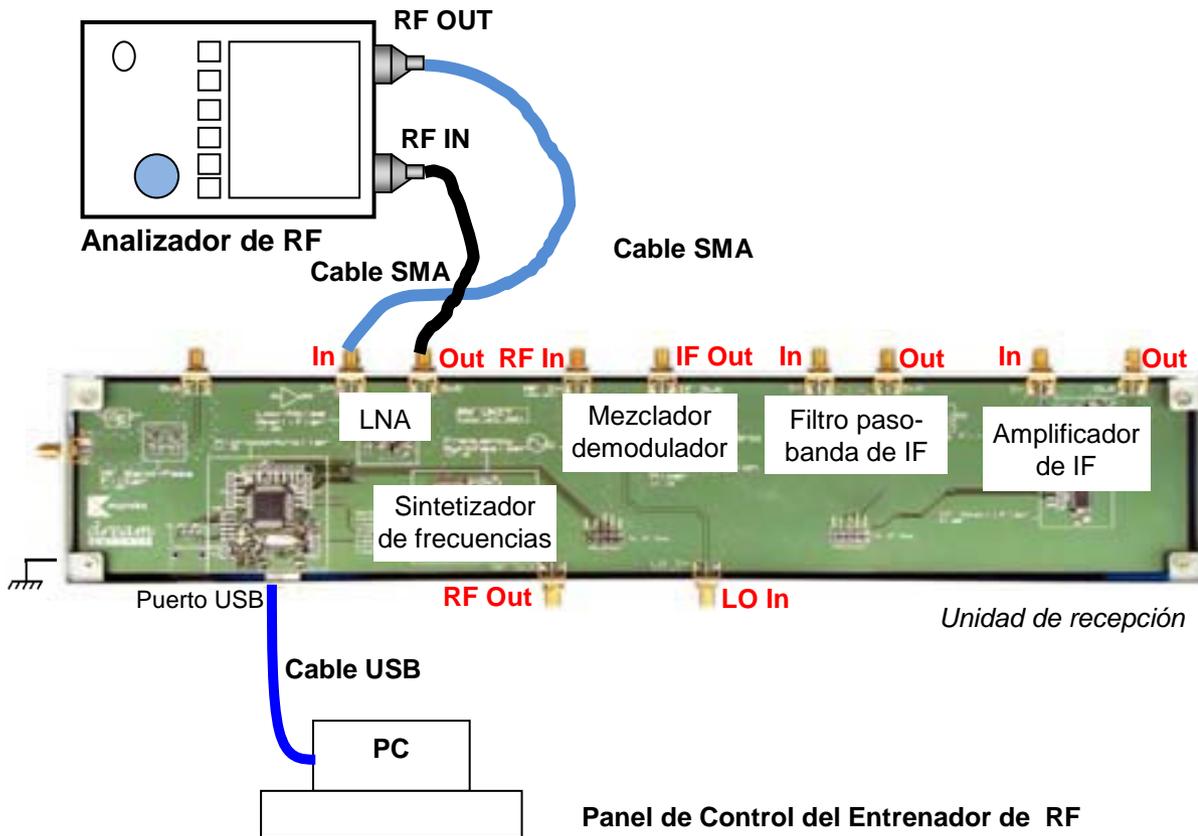


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el LNA con un RFA

Al medir un amplificador con una ganancia elevada, es posible sobrecargar la entrada del amplificador. Esto ocasiona que la unidad se sature y provoca una significativa no-linealidad en la señal de salida que probablemente cause daños a la unidad. Además, la elevada amplificación de potencia puede dañar el equipo de pruebas. En estos casos, añada más atenuación a la entrada o a la salida del amplificador o bien reduzca la potencia de RF del generador de señales antes de repetir la medida.

El puerto RF OUT del RFA genera una onda sinusoidal. La onda interacciona con el dispositivo-bajo-test (DUT) y el puerto RF IN del RFA captura el resultado. Por tanto, RF OUT se conecta siempre con la entrada del DUT y RF IN se conecta con la salida del DUT.

En esta práctica, necesitamos seleccionar el modo Analizador de Redes (**NA**) en el RFA. Antes de proceder a realizar una medida de la transmisión, S_{21} , llevaremos a cabo los procesos de calibración descritos en la práctica 2 con los cables de ambos puertos RF OUT y RF IN del RFA. En el puerto RF OUT del RFA tanto el cable como los conectores deben de ser de alta calidad y tan cortos como sea posible.

Nota:

Si su RFA viene con la opción 111 ('QuickCal'), antes de medir la reflexión, S_{11} , debería realizar una calibración externa del puerto RF OUT. El proceso de calibración 'QuickCal' lo vimos en detalle en la práctica 2.

En el RFA, la correcta visualización de las señales se consigue con las teclas **[Freq/Dist]**, **[Scale/Amptd]**, y **[Marker]**. Entre las opciones de la tecla **[Scale/Amptd]** resulta muy útil la opción **{Autoscale}** aunque a medida que vayamos cogiendo soltura en el manejo de los controles dejaremos de usarla.

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

2. Medidas de Transmisión

1. Asigne al RFA (N9912A) el modo NA para medir S_{21} .
2. Ejecute la calibración 'Normalización' de la práctica 2 entre 500 MHz y 1 GHz con el ajuste BAJO de la potencia de salida.
3. Use las siguientes especificaciones para determinar la ganancia del LNA:

Medida:	S_{21}
Formato:	Logaritmo de la magnitud
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA para medir S_{21} :	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [500] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Ejecute calibración: Normalización

4. Conecte el LNA al N9912A como se muestra en la Figura 1.
5. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **LNA Off** para conectar el LNA. A continuación, verá el LED LNA de la PCB encenderse en el entrenador y el texto del boton cambiará a **LNA On**.
6. Para ver la gráfica completa de la magnitud de S_{21} de 500 MHz a 1 GHz, ajuste la escala vertical (use Autoescala si es necesario).

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. Indique la ganancia máxima y la frecuencia a la que ocurre.

$G_{max} =$ 13,55 dB a 522,5 MHz

- b. ¿A qué frecuencia la ganancia se reduce 3 dB respecto a la ganancia máxima?

$G_{max} - 3$ dB ocurre a 887,5 MHz

c. Indique la ganancia a 868 MHz.

Ganancia a 868 MHz = 10,73 dB

d. Indique la variación de la ganancia en el intervalo medido.

Variación de la ganancia = \pm 3 dB

e. Explique por qué la ganancia cae cuando la frecuencia crece.

El parámetro S_{21} presenta una función de transferencia con polos de alta frecuencia que atenúan aproximadamente 20 dB por década a partir de la frecuencia de cada polo.

f. Esta ganancia, ¿es una ganancia de tensión o de potencia? Explíquelo.

La expresión general del parámetro S_{21} es una ganancia de tensiones,

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_{o2}}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_{o1}}}} \right|_{V_2^+=0}$$

Si las impedancias de línea, Z_{o1} y Z_{o2} , son iguales entonces $S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}$.

Sin embargo, el RFA cuando está en formato “Magnitud Logarítmica” representa dicho parámetro como 10 veces el logaritmo de $|S_{21}|^2$. El módulo de S_{21} al cuadrado puede ser interpretado como una ganancia de las potencias disipadas por las impedancias de línea.

Si $S = \frac{1}{2}V \cdot I^*$ es la potencia aparente y $P = \frac{1}{2}Re\{V \cdot I^*\}$ es la potencia promedio, se cumple que

$$|S_{21}|^2 = \left| \frac{S_2^-}{S_1^+} \right| = \left| \frac{P_2^-}{P_1^+} \right| \quad \text{si } \angle \arg\{Z_{o1}\} = \pm \angle \arg\{Z_{o2}\}$$

Lo cierto es que $(S_{21})^2 = \frac{V_2^- \cdot I_2^-}{V_1^+ \cdot I_1^+}$

siempre que consideremos las tensiones de cada puerto aplicadas sobre sus respectivas impedancias de línea.

7. Invierta las conexiones en el LNA para determinar el aislamiento, es decir, conecte el puerto RF OUT al terminal de Salida del LNA y el puerto RF IN al terminal de Entrada del LNA. Si fuera necesario, use Autoescala para ver la gráfica completa. Esta gráfica representa a S_{12} ya que ahora estamos enviando la onda sinusoidal por la salida de LNA y muestreando su respuesta en la entrada del LNA.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. Indique el aislamiento a 868 MHz.

$$\text{Aislamiento a 868 MHz} = \underline{18,99} \text{ dB}$$

[Nota: Use promediado, smoothing y smoothing aperture si es necesario]

- b. Explique la importancia del aislamiento en un amplificador.

Si cargamos la salida de un cuadripolo con una impedancia Z_L , en la entrada veremos una reflexión $\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \Gamma_L S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}}$.

Si por el contrario cargamos la entrada con una impedancia Z_S , en la salida veremos una reflexión $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} \Gamma_S S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}}$.

Por tanto, cuanto menor sea $|S_{12}|$ menos se desadaptará un puerto al cargar el otro y se conseguirá un mayor aislamiento, $|S_{12}|^{-1}$.

3. Medidas de Reflexión

1. Vuelva a conectar el LNA al N9912A como muestra la Figura 1.
2. Ponga el N9912A en modo NA para medir S_{11} . Asegúrese de que el nivel de potencia de salida está fijado en BAJO. En el puerto RF OUT del N9912A, procure que el cable SMA sea lo más corto posible.
3. Use las siguientes especificaciones para determinar las pérdidas de retorno del PA:

Medida :	S_{11}
Frecuencia inicial:	500 MHz
Frecuencia final:	1 GHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Potencia de salida:	BAJA (corresponde a -20 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S11}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [500] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar: **Calibración Rápida**

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de entrada alcanzan un valor mínimo?
Indique el valor mínimo.

Pérdida de retorno mínima = 4,80 dB a 1000 MHz

- b. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de entrada alcanzan un valor máximo?
Indique el valor máximo.

Pérdida de retorno máxima = 21,88 dB a 730 MHz

- c. Indique la pérdida de retorno de entrada a 868 MHz.

Pérdida de retorno a 868 MHz = 9,93 dB

[Nota: Use la función Marcador para buscar los puntos máximo y mínimo]

4. Realice el siguiente ajuste para mostrar la SWR.

Formato: VSWR

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {VSWR}

Ejercicio

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria a 868 MHz?

SWR a 868 MHz = 1: 1,94

5. Realice el siguiente ajuste para mostrar la Carta de Smith y medir la impedancia de entrada.

Formato: Carta de Smith

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {Smith}

6. En la Carta de Smith se observa la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión. A partir de esta lectura, podemos pasar el coeficiente de reflexión a su forma compleja y finalmente transformar el coeficiente de reflexión en una impedancia de entrada Z_{in}

por medio de $Z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{11}}{1 - \Gamma_{11}} \cdot Z_o$, donde Z_o es 50 Ω .

EjerciciosObservaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la impedancia de entrada a 868 MHz?

$$\text{Coeficiente de reflexión a 868 MHz} = 0,32 \quad | \quad 179,54^\circ$$

$$\text{Impedancia de entrada a 868 MHz} = (\underline{25,76} + j \underline{0,147}) \Omega$$

- b. ¿Cuál es la inductancia (H) o la capacitancia (F) equivalente a la reactancia?

$$\text{Inductancia equivalente} = \underline{169,4} \mu\text{H} \quad \text{ó} \quad \text{Capacitancia equivalente} = \underline{\hspace{2cm}} \text{ F}$$

- c. Explique la condición de adaptación a la entrada.

La impedancia de entrada del amplificador se encuentra más adaptada a la línea cuanto menor sea su coeficiente de reflexión, S_{11} .

A partir de la definición de los parámetros de la matriz de dispersión del amplificador, sabemos que S_{11} puede ser hallado como el coeficiente de reflexión visto en el puerto 1, cuando el puerto 2 lo terminamos con una carga adaptada ($Z_o = 50\Omega$):

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \Gamma^{(1)} \Big|_{V_2^+=0} = \left. \frac{Z_{in}^{(1)} - Z_o}{Z_{in}^{(1)} + Z_o} \right|_{Z_o \text{ en puerto 2}} = 0,32 \angle 179,54^\circ$$

Cuando $Z_{in}^{(1)} = Z_o$ el coeficiente de reflexión toma el valor cero y decimos que la impedancia de entrada del puerto 1 se encuentra adaptada a la línea.

7. Invierta las conexiones en el LNA para determinar las pérdidas de retorno a la salida, es decir, conecte el puerto RF OUT del N9912A al terminal de Salida del LNA y el puerto RF IN del N9912A al terminal de Entrada del LNA. Esta forma de onda representa a S_{22} ya que ahora estamos enviando la onda sinusoidal por la salida del LNA para que se refleje en la entrada terminada del LNA.
8. Repita los pasos del 3 al 6 para caracterizar el parámetro S_{22} del LNA en términos de su pérdida de retorno de salida, su VSWR y su impedancia de salida.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de salida alcanzan un valor mínimo?
Indique el valor mínimo.

Pérdida de retorno mínima = 6,04 dB a 1000 MHz

- b. ¿A qué frecuencia las pérdidas de retorno de salida alcanzan un valor máximo?
Indique el valor máximo.

Pérdida de retorno máxima = 21,68 dB a 770 MHz

- c. Indique la pérdida de retorno de salida a 868 MHz.

Pérdida de retorno a 868 MHz = 12,19 dB

[Nota: Use la función Marcador para buscar los puntos máximo y mínimo]

Observaciones/registro de datos de la SWR de salida

- d. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria a 868 MHz?

SWR a 868 MHz = 1: 1,66

Observaciones/registro de datos de la impedancia de salida

- e. ¿Cuál es la impedancia de salida a 868 MHz?

Coefficiente de reflexión a 868 MHz = 0,25 | -20,05 °

Impedancia de salida a 868 MHz = (79,079 + j -14,459) Ω

- f. ¿Cuál es la inductancia (H) o la capacitancia (F) equivalente a la reactancia?

Inductancia equivalente = _____ H ó Capacitancia equivalente = 79,676 pF

- g. Explique la condición de adaptación a la salida.

La impedancia de salida del amplificador se encuentra más adaptada a la línea cuanto menor sea su coeficiente de reflexión, S_{22} .

A partir de la definición de los parámetros de la matriz de dispersión del amplificador, sabemos que S_{22} puede ser hallado como el coeficiente de reflexión visto en el puerto 2, cuando el puerto 1 lo terminamos con una carga adaptada ($Z_o = 50\Omega$):

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} = \Gamma^{(2)} \Big|_{V_1^+=0} = \left. \frac{Z_{in}^{(2)} - Z_o}{Z_{in}^{(2)} + Z_o} \right|_{Z_o \text{ en puerto 1}} = 0,25 \angle -20,05^\circ$$

Cuando $Z_{in}^{(2)} = Z_o$ el coeficiente de reflexión toma el valor cero y decimos que la impedancia de entrada del puerto 2 se encuentra adaptada a la línea.

6.4. Práctica 7: Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Figura de Ruido

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 7

Caracterización de un Amplificador de Bajo Ruido usando el Analizador de Figura de Ruido

Objetivo

- i) Medir la figura de ruido de un amplificador de bajo ruido (LNA) mediante un analizador de figura de ruido (NFA)

Equipos necesarios

- i) Analizador de Espectros Agilent E4440A PSA Series Spectrum Analyzer 3Hz – 26,5GHz (con la opción NFA)
- ii) Fuente de Ruido Agilent 346C SNS Series
- iii) Equipo Transceptor de RF ME1000 (Unidad de Recepción)

Accesorios requeridos

- i) 1 x Kit Estándar de Calibración TRM
- ii) 1 x Cable coaxial con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 1 x Cable coaxial con conectores (macho-macho) BNC
- iv) 1 x Cable USB
- v) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado.

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

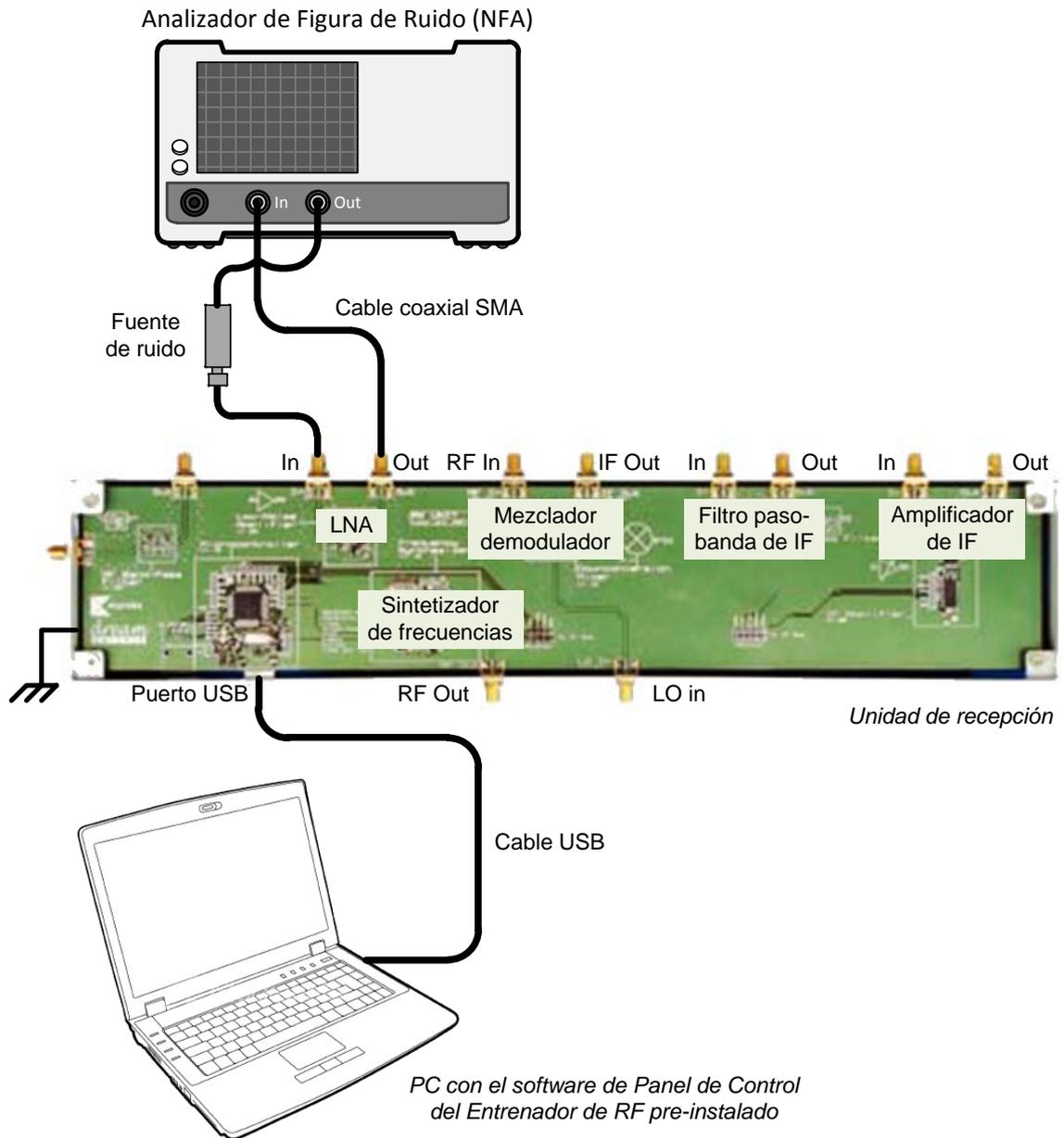


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas sobre el LNA con un NFA

2. Fuente de ruido y Calibración del Instrumento

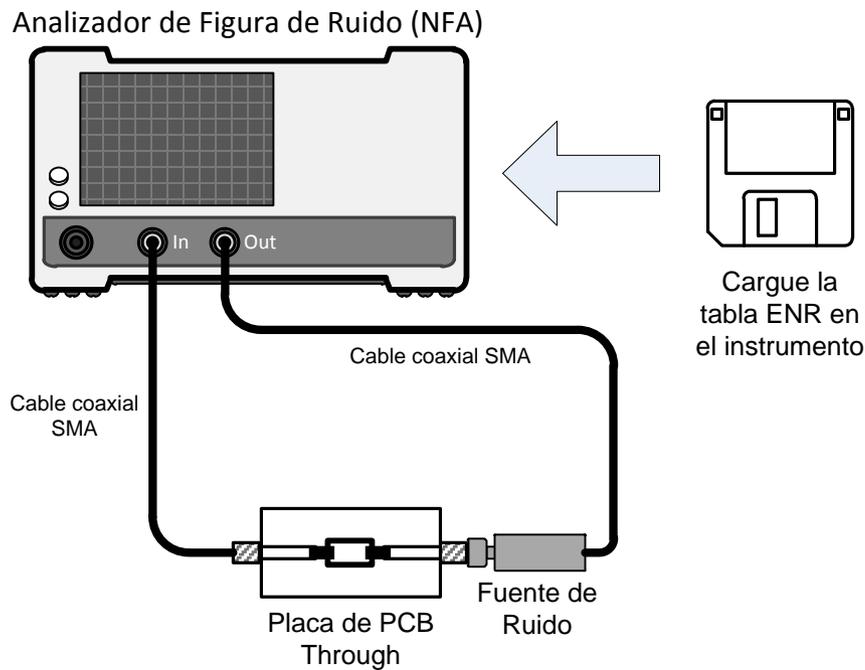


Figura 2 – Calibrando el NFA

Antes de medir la figura de ruido del LNA tenemos que calibrar la fuente de ruido, los cables, la placa de PCB y el instrumento. Haga las conexiones que se muestran en la Figura 2 y guarde el valor de la figura de ruido antes de calibrar.

1. Use las siguientes especificaciones:

Frecuencia inicial: 700 MHz

Frecuencia final: 900 MHz

Número de puntos: 11

Configuración E4440A: “[]” – Teclado (Las teclas rotuladas del instrumento)
 “{ }” – Pantalla (Las teclas situadas inmediatamente al lado de la pantalla)

Modo figura de ruido: [Mode] > {Noise Figure}

Frecuencia inicial: [FREQUENCY] > {Start Freq} > [700] > {MHZ}

Frecuencia final: [FREQUENCY] > {Stop Freq} > [900] > {MHZ}

Número de puntos: [FREQUENCY] > {Points} > [11] > {Enter}

2. Cargue la tasa de exceso de ruido (ENR) de la fuente de ruido en el instrumento. Esto se hace mediante el disquete que nos ha suministrado el fabricante de la fuente de ruido.
3. Inicie el proceso de calibración.

Configuración E4440A:	“[]”: Teclado, “{}”: Pantalla
Iniciar calibración:	[Meas Setup] > {Calibrate} > {Calibrate}

Ejercicios

- a) ¿Cuál es la figura de ruido a 860 MHz antes y después de la calibración?

Figura de ruido antes de la calibración = 7,42 dB

Figura de ruido después de la calibración = -0,08 dB

3. Medida de la figura de ruido

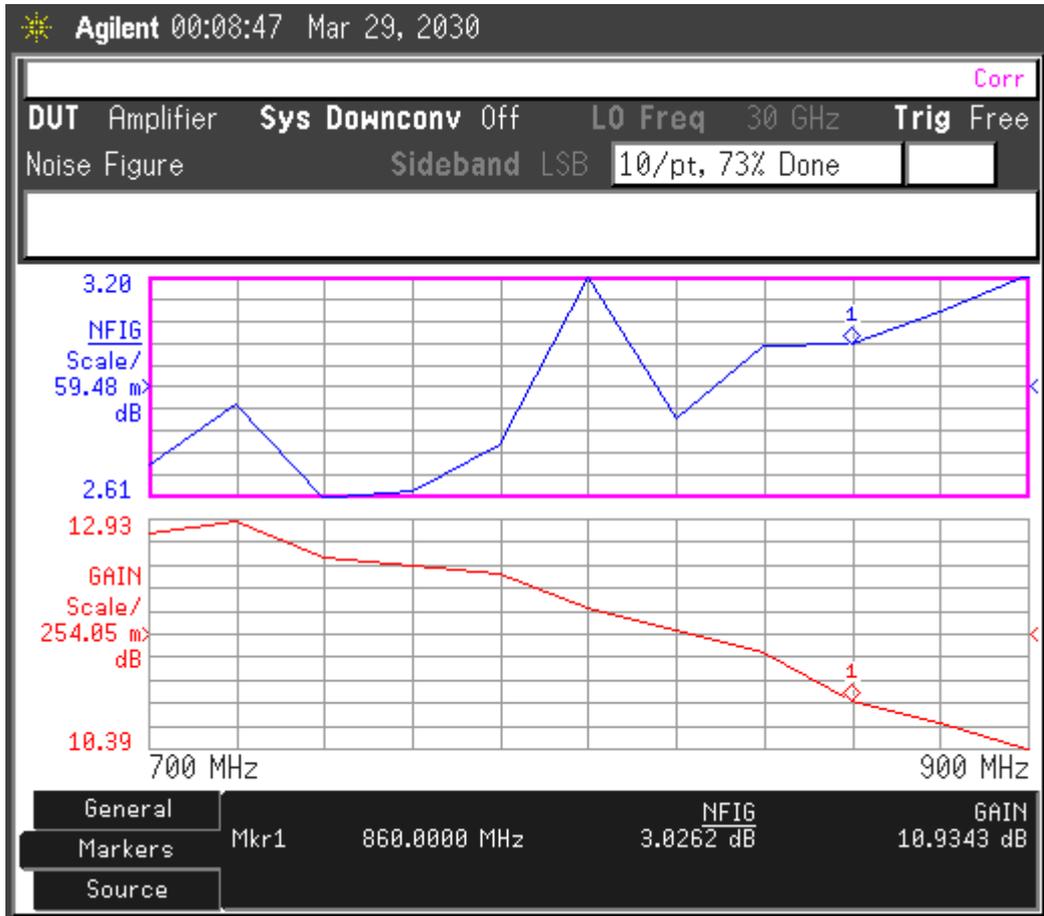
Cuando la calibración se haya completado, haga las conexiones que se muestran en la Figura 1 para medir la figura de ruido del LNA. Quite la placa Through PCB.

1. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la Unidad RX en la ventana emergente y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de Control de la Unidad RX, haga clic sobre **LNA Off/On** para conectar el LNA. A continuación, verá el LED LNA de la PCB encenderse en el entrenador.

Configuración E4440A:	“[]”:Teclado, “{}”: Pantalla
Número de promedio:	[Meas Setup] > {Avg Number} > [10] > {Enter}
Autoescala de amplitud:	[AMPLITUDE] > {Auto Scale}
Ver tabla de datos:	[Trace/View] > {Table}
Ver grafica:	[Trace/View] > {Graph}

Ejercicios

- a) Dibuje la ganancia y la figura de ruido del LNA de 700 MHz a 900 MHz.



- b) ¿Cuál es la figura de ruido y la ganancia a 860 MHz?

Figura de ruido a 860 MHz = 3,03 dB

Ganancia a 860 MHz = 10,93 dB

Capítulo 7

El Filtro

Los filtros son los circuitos de procesamiento de señal más elementales que existen ya que tan sólo usan elementos tales como condensadores, bobinas y líneas de transmisión para obtener características de dependencia de frecuencia. Los objetivos más importantes de un filtro son (1) controlar el ruido, no permitiendo que el ruido fuera de la banda de paso se propague por el circuito; (2) evitar que las señales fuera de la banda de transmisión, especialmente las frecuencias armónicas, sean transmitidas; (3) hacer que el circuito de recepción sólo se excite por las señales de una banda específica; (4) hacer que las señales transmitidas se atenúen lo menos posible en el circuito de recepción. En radiofrecuencia, un filtro puede estar formado sólo por elementos concentrados, sólo por elementos distribuidos o comprender una mezcla de elementos concentrados y distribuidos. Los diseños distribuidos pueden hacerse mediante la implementación con líneas de transmisión de los componentes

concentrados de un filtro prototipo o, preferiblemente, usando las características que se encuentran en ciertas estructuras distribuidas. Por ejemplo, las líneas acopladas tienen unas características de selección de frecuencias particulares que pueden ser explotadas. Cuando la frecuencia de trabajo es del orden de unos pocos gigahercios, las pérdidas en los elementos concentrados hacen que el rendimiento de los filtros distribuidos casi siempre sea superior al de los filtros de elementos concentrados. Sin embargo, debido a que el componente básico de los filtros distribuidos es la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, los filtros distribuidos pueden ser prohibitivamente largos a frecuencias de unos pocos gigahercios o inferiores. [8]

7.1. Esquema del Filtro

La respuesta de frecuencia de un filtro normalmente presenta características paso-bajo, paso-alto, paso-banda, y de rechazo de banda. Allá por los años 60 se desarrolló un método de diseño y síntesis de filtros que hoy en día todavía se sigue. El método consistía en transformar la expresión de un filtro paso-bajo en un filtro de RF (normalmente paso-banda). Entonces se sintetizaba un filtro con la respuesta paso bajo deseada usando elementos concentrados y el filtro resultante se denominaba prototipo paso bajo. A continuación el filtro paso bajo era transformado de manera que el nuevo filtro tuviera la respuesta deseada, por ejemplo, paso alto o paso banda. En el caso de un filtro paso banda, cada bobina y cada condensador del prototipo paso bajo se convertiría en un resonador que se acopla a otro resonador. De forma distribuida, este resonador básico sería una línea de transmisión con un cuarto de longitud de onda de largo. En la figura de la página siguiente puede observar el filtro que vamos a caracterizar en el laboratorio y cómo éste se ajusta a la metodología de diseño recién explicada.

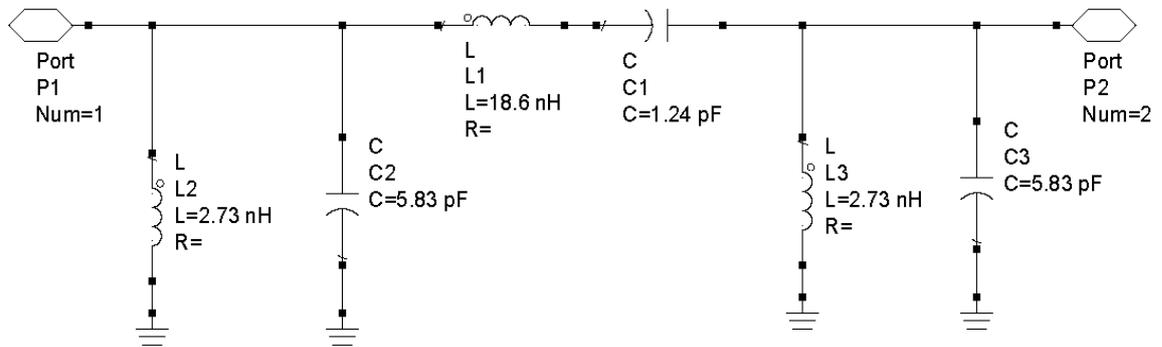


Figura 7.1 – Esquema del filtro

Este esquema, que nos aporta el fabricante, no tiene exactamente la misma respuesta en frecuencia que el circuito que trae implementado la PCB del entrenador. Al igual que el resto de los esquemas, sólo tienen valor orientativo y la razón por la que se incluyen en el proyecto es simplemente para conocer la estructura de los dispositivos. [16]

7.2. Práctica 8: Caracterización de un Filtro usando el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 8

Caracterización de un Filtro usando el Analizador de Espectros

Objetivo

- i) Medir las pérdidas de inserción, el ancho de banda y el rechazo de un filtro paso-banda de RF mediante un analizador de espectros (SA)

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Generador de señales de RF Agilent E4438C
- iii) Equipo transceptor de RF ME1000 (unidad de recepción)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

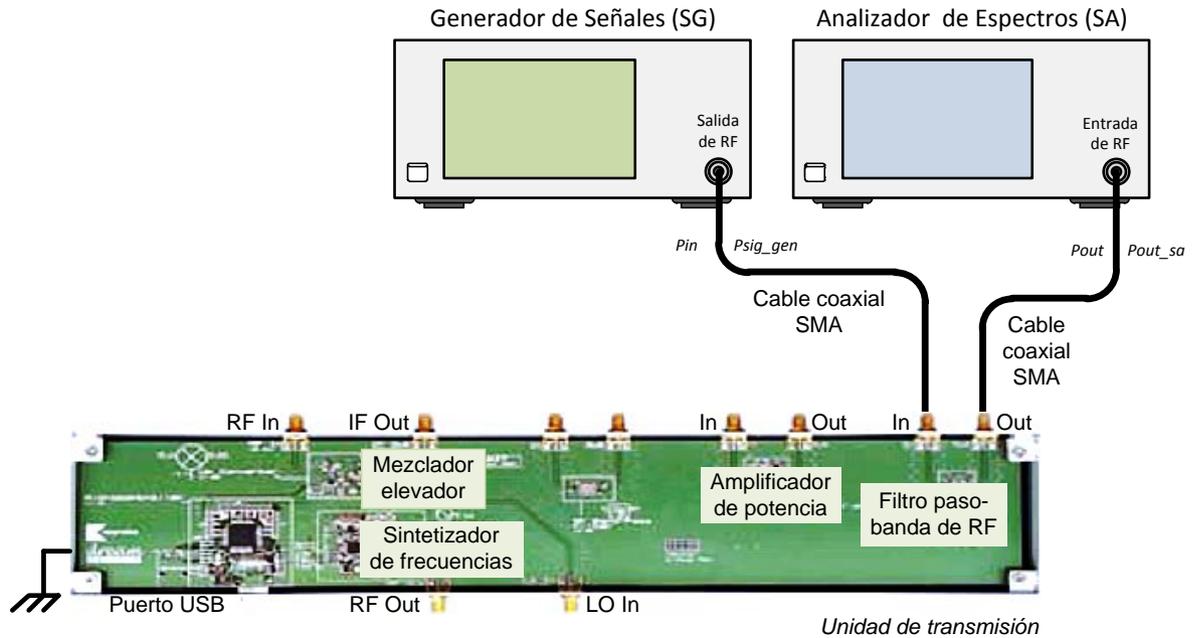


Figura 1 – Disposición general de los equipos para realizar medidas en el filtro de RF con un SA

Importante:

Para hacer las medidas de esta práctica, por favor, use el filtro paso-banda de RF v1.01 de la unidad transmisora de RF.

2. Medida de las pérdidas de inserción con un SA

Para determinar las pérdidas de inserción del filtro de RF, haga las conexiones que se muestran en la Figura 1. Debe usar los valores que hemos medido en las prácticas anteriores para compensar las pérdidas en los cables, conectores y pistas de PCB.

1. Use las especificaciones siguientes para el generador de señales (SG):

Frecuencia de la CW: 868 MHz
Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset]
Frecuencia:	[Frequency] > [868] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}

2. Use las especificaciones siguientes para el SA:

Frecuencia central: 868 MHz
Intervalo de frecuencias: 10 MHz
Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)
RBW: 100 kHz (o auto)
Promedio: Activo

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > {100} > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del pico fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia de salida, $P_{out_sa_filter}$ = -18,95 dBm

- b) Cuando aplicamos una potencia de -15 dBm a la entrada del filtro, ¿qué pérdidas de inserción presenta realmente el filtro?

Ganancia @868 MHz

= Potencia de salida real filtro, P_{out} – Potencia de entrada real filtro, P_{in}

= ($P_{out_sa_filter}$ + L_{output_path}) – (P_{sig_gen} – L_{input_path})

= (-18,95 dBm + 1,24 dB) – (-15 dBm – 1,19 dB)

= -1,52 dB

Donde,

$L_{output_path} = L_{cable_sa} + L_{half_path}$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

$L_{input_path} = L_{cable_sg} + L_{half_path}$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

Pérdidas de inserción @868 MHz = - Ganancia @868 MHz = 1,52 dB

- c) ¿Los resultados medidos con el analizador de redes (RFA) coinciden con los que acabamos de calcular?

La pérdida de inserción medida con el SA ha sido 1,52 dB cuando aplicamos una señal de entrada de -15 dBm y 868 MHz.

La pérdida de inserción medida con el RFA ha sido 1,58 dB cuando el RFA aplicaba una señal de entrada de -20 dBm y 867,5 MHz.

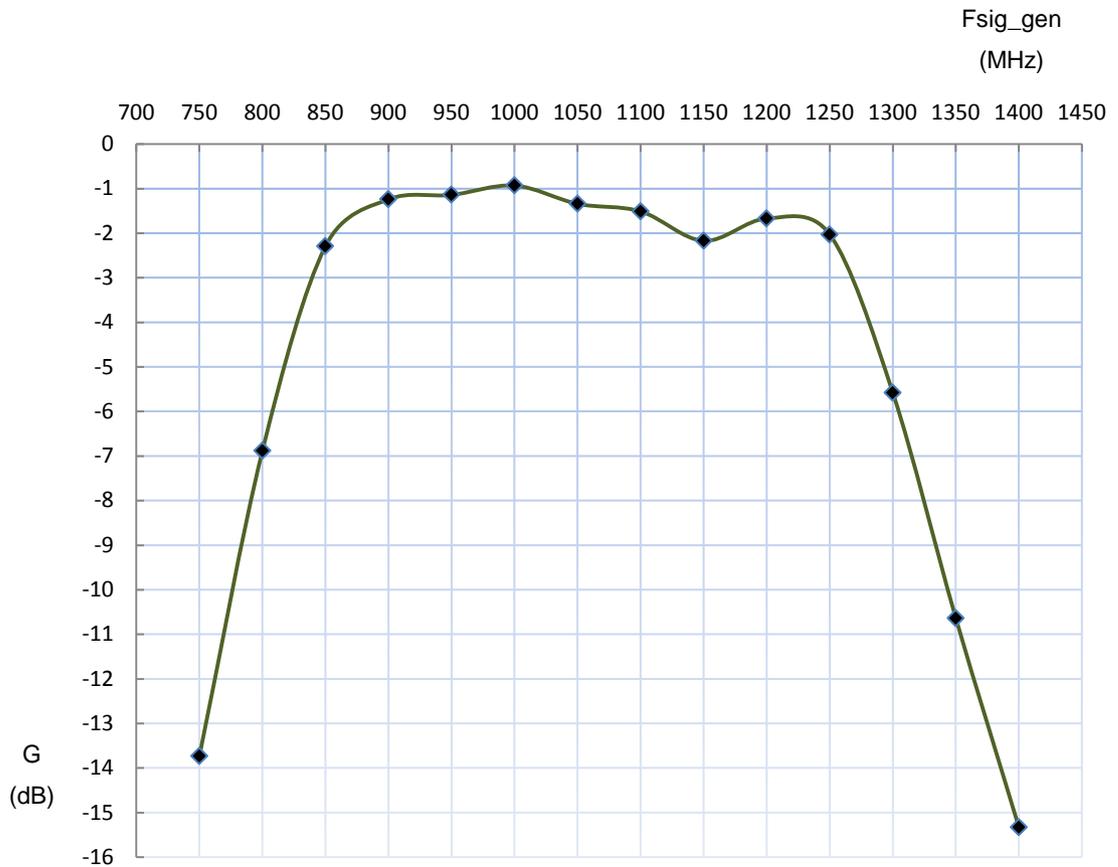
3. Mida el nivel de potencia de salida del filtro a diferentes frecuencias de entrada.

Ejercicios

- a) Rellene la tabla siguiente. Use las pérdidas de cable/PCB/conector, L (en dB), de la sección anterior.

Frecuencia del SG, f _{sig_gen} (MHz)	Potencia de entrada real, Pin = -15 - L _{input_path} (dBm)	Potencia de salida medida en el SA, P _{out_sa_filter} (dBm)	Potencia de salida real, P _{out} = P _{out_sa_filter} + L _{output_path} (dBm)	Ganancia, G = P _{out} - Pin (dB)
750	-16,11	-30,95	-29,84	-13,73
800	-16,14	-24,2	-23,015	-6,88
850	-16,18	-19,65	-18,465	-2,29
900	-16,21	-18,71	-17,45	-1,24
950	-16,24	-18,67	-17,375	-1,14
1000	-16,30	-18,58	-17,23	-0,93
1050	-16,35	-19,05	-17,685	-1,34
1100	-16,37	-19,3	-17,88	-1,51
1150	-16,42	-20,04	-18,585	-2,17
1200	-16,44	-19,57	-18,11	-1,67
1250	-16,50	-20,02	-18,525	-2,03
1300	-16,51	-23,62	-22,085	-5,58
1350	-16,56	-28,76	-27,195	-10,64
1400	-16,62	-33,56	-31,95	-15,33

- b) Dibuje la ganancia, G , en función de la frecuencia del SG de entrada, f_{sig_gen} , en el gráfico siguiente.



- c) A partir de la gráfica anterior, estime el ancho de banda de -3 dB y la frecuencia central del filtro de RF.

Frecuencia inferior estimada a -3 dB, $f_{low_3db} = \underline{825}$ MHz

Frecuencia superior estimada a -3 dB, $f_{up_3db} = \underline{1275}$ MHz

BW estimado de -3 dB = $f_{up_3db} - f_{low_3db} = \underline{450}$ MHz

Frecuencia central, $f_c = (f_{low_3db} + f_{up_3db})/2 = \underline{1050}$ MHz

3. Medida del rechazo

- Use las especificaciones siguientes:

Configuración del SG

Frecuencia de la CW: 500 MHz
Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Frecuencia:	[Frequency] > [500] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}
Activar salida:	[RF On/Off]

Configuración del SA

Frecuencia central: 500 MHz
Intervalo de frecuencias: 10 MHz
Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)
RBW: 100 kHz (o auto)
Promedio: Activo

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [500] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

Ejercicios

- ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del pico fundamental = 500 MHz

Nivel de potencia de salida, Pout_sa_filter = -56,41 dBm

- b) Cuando aplicamos una señal de 500 MHz y potencia -15 dBm a la entrada del filtro, ¿qué rechazo ejerce realmente el filtro?

Ganancia @500 MHz

$$= \text{Potencia de salida real filtro, } P_{out} - \text{Potencia de entrada real filtro, } P_{in}$$

$$= (P_{out_sa_filter} + L_{output_path}) - (P_{sig_gen} - L_{input_path})$$

$$= (\underline{-56,41} \text{ dBm} + \underline{1,24} \text{ dB}) - (-15 \text{ dBm} - \underline{1,19} \text{ dB})$$

$$= \underline{-38,98} \text{ dB}$$

Donde,

$$L_{output_path} = L_{cable_sa} + L_{half_path}$$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

$$L_{input_path} = L_{cable_sg} + L_{half_path}$$

(Pérdidas en Cable/Conector/Pistas de PCB halladas previamente)

$$\text{Rechazo @500 MHz} = - \text{Ganancia @500 MHz} = \underline{38,98} \text{ dB}$$

- c) ¿Los resultados medidos con el analizador de redes (RFA) coinciden con los que acabamos de calcular?

El rechazo medido con el SA ha sido 38,98 dB cuando aplicamos una señal de entrada de -15 dBm y 500 MHz.

El rechazo medido con el RFA ha sido 39,84 dB cuando el RFA aplicaba una señal de entrada de -20 dBm y 501,5 MHz.

- d) Repita la medida pero ahora con frecuencias de CW de 1736 MHz y 2604 MHz.

$$\text{Rechazo @1736 MHz} = \underline{53,60} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo @2604 MHz} = \underline{55,80} \text{ dB}$$

7.3. Práctica 9: Caracterización de un Filtro usando el Analizador de RF

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 9

Caracterización de un Filtro usando el Analizador de RF

Objetivos

- i) Caracterizar un filtro de RF usando un analizador de RF (RFA) mediante la medida de la reflexión y la transmisión.
- ii) Representar los resultados en múltiples formatos como la carta de Smith y diagrama de magnitud.

Equipos necesario

- i) Unidad de transmisión ME1000.
- ii) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA).

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA.

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

Instalación básica de los equipos

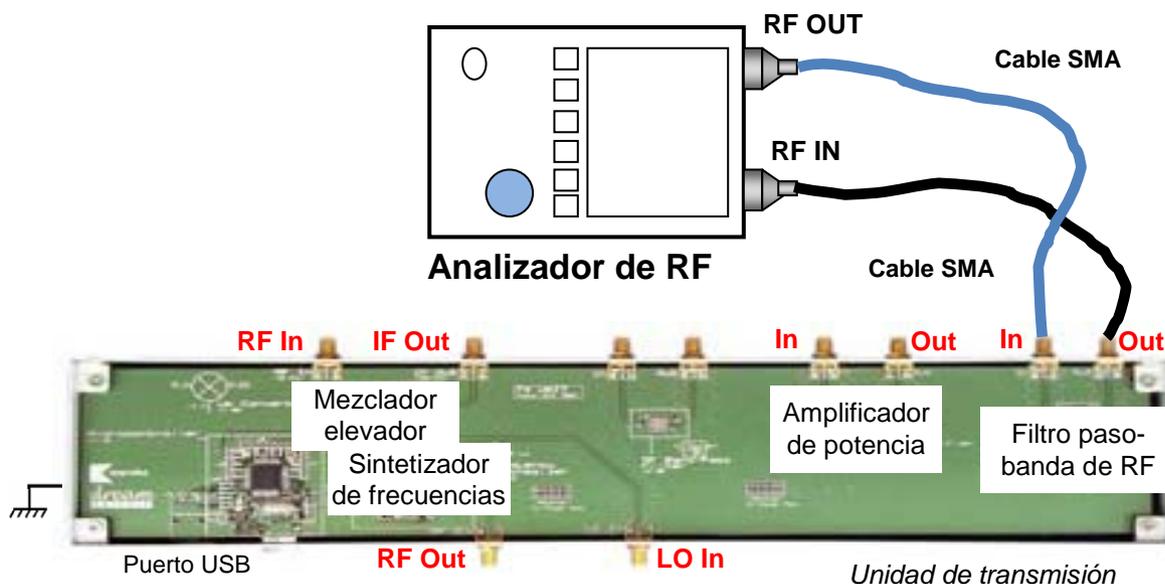


Figura 1 – Disposición general de los equipos para realizar las medidas de filtro

El puerto RF OUT del RFA genera una onda sinusoidal. La onda interactúa con el dispositivo-bajo-test (DUT) y el puerto RF IN del RFA captura el resultado. Por tanto, RF OUT se conecta siempre con la entrada del DUT y RF IN se conecta con la salida del DUT.

En esta práctica, necesitamos seleccionar el modo Analizador de Redes (**NA**) en el RFA. Antes de proceder a realizar una medida de la transmisión, S_{21} , llevaremos a cabo los procesos de calibración descritos en la práctica 2 con los cables de ambos puertos RF OUT y RF IN del RFA. En el puerto RF OUT del RFA tanto el cable como los conectores deben de ser de alta calidad y tan cortos como sea posible.

Nota:

Si su RFA viene con la opción 111 ('QuickCal'), antes de medir la reflexión, S_{11} , debería realizar una calibración externa del puerto RF OUT. El proceso de calibración 'QuickCal' lo vimos en detalle en la práctica 2.

En el RFA, la correcta visualización de las señales se consigue con las teclas [**Freq/Dist**], [**Scale/Amptd**] y [**Marker**]. Entre las opciones de la tecla [**Scale/Amptd**] resulta muy útil la opción [**Autoscale**] aunque a medida que vayamos cogiendo soltura en el manejo de los controles dejaremos de usarla.

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

2. Medidas de transmisión

1. Asigne al RFA (N9912A) el modo NA para medir S_{21} .
2. Ejecute la calibración 'Normalización' de la práctica 2 entre 2 MHz y 2 GHz con el ajuste BAJO de la potencia de salida.
3. Use las siguientes especificaciones para determinar las pérdidas de inserción del filtro:

Medida :	S_{21}
Formato:	Logaritmo de la magnitud
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	"[]": Teclado; "{ }": Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [2] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [2] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Ejecute calibración: Normalización

4. Conecte el filtro paso-banda de RF al N9912A como se muestra en la Figura 1.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos – General

- a. ¿De qué tipo es el filtro? (Paso-banda) paso-bajo, paso-alto o no está definido)

b. Use la función Marcador para determinar los siguientes parámetros:

Las frecuencias de corte a -3 dB

(use como valor de referencia el de mínima pérdida):

Frecuencia inferior con -3 dB (f_L) = 829,25 MHz

Frecuencia superior con -3 dB (f_H) = 1275,5 MHz

Ancho de banda de -3 dB = 446,5 MHz

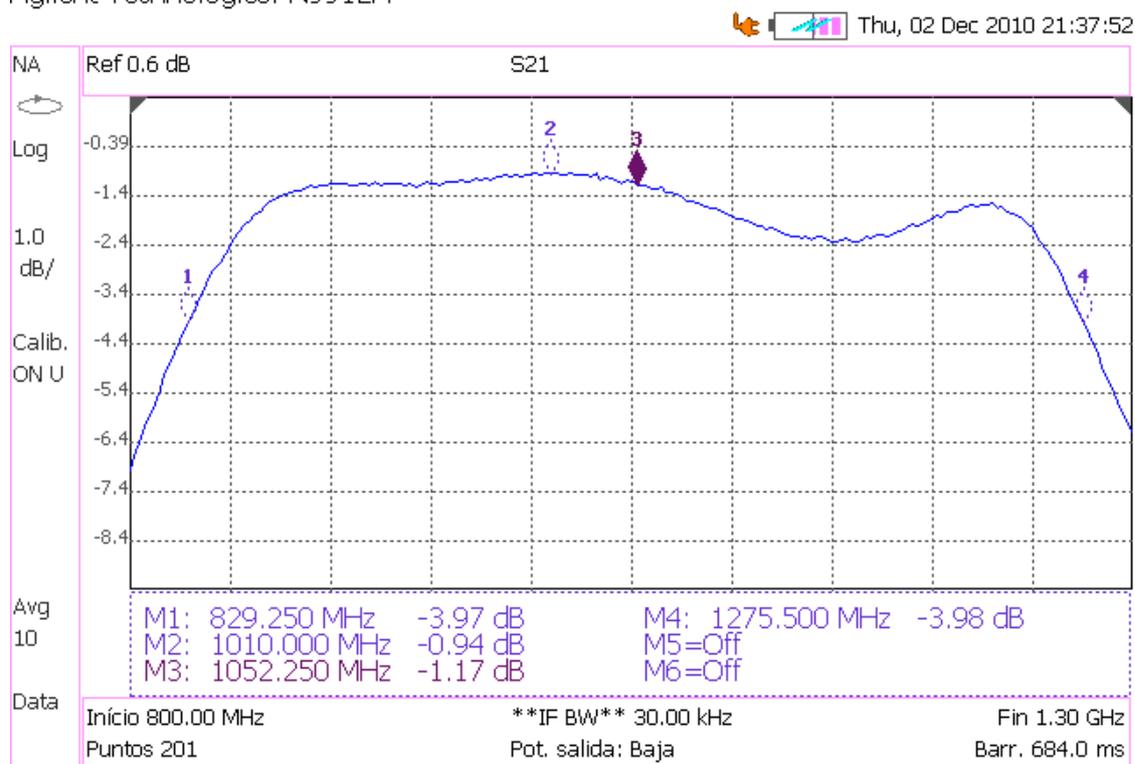
Frecuencia central (f_C) = 1052,25 MHz

Nota:

La frecuencia central se define a partir de las frecuencias inferior y superior con -3 dB.

Pérdidas de inserción, $-20 \log|S_{21}|$, a la frecuencia central = 1,25 dB

Agilent Technologies: N9912A



c. ¿Qué importancia tienen las pérdidas de inserción?

Pérdidas de inserción pequeñas en la banda de paso minimizan la atenuación innecesaria de la señal en dicha banda de paso. En la banda de rechazo, las pérdidas de inserción conviene que sean grandes para que el filtro atenúe las frecuencias no deseadas.

- d. ¿Qué importancia tiene que las pérdidas de inserción sean planas?

En una transmisión sin distorsión es necesario que la respuesta del filtro sea una réplica exacta de la señal de entrada. Por supuesto, la réplica puede tener magnitud diferente; lo que importa es la forma de la onda y no su magnitud relativa. En general, puede haber algún retraso de tiempo asociado con esta réplica. Por tanto, podemos decir que se transmite sin distorsión una señal $f(t)$ si la respuesta del filtro es $kf(t - t_0)$. En el dominio de la frecuencia, resulta fácil ver que esto equivale a multiplicar la señal $F(\omega)$ por un filtro con función de transferencia $H(\omega) = ke^{-j\omega t_0}$.

Por tanto, las pérdidas de inserción de un filtro sin distorsión son $-20 \log|H(\omega)| = -20 \log k$, pérdidas constantes o planas.

Observaciones/registro de datos – Rechazo fuera de la banda de paso

- e. Observe el rechazo en la banda de rechazo (a 300 MHz, 500 MHz, y 800 MHz de separación de la frecuencia central).

$$\text{Rechazo alto a 300 MHz} = \underline{10,46} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo bajo a 300 MHz} = \underline{12,78} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo bajo a 500 MHz} = \underline{34,5} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo alto a 500 MHz} = \underline{26,75} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo bajo a 800 MHz} = \underline{53} \text{ dB}$$

$$\text{Rechazo alto a 800 MHz} = \underline{36} \text{ dB}$$

Nota:

El rechazo, al igual que las pérdidas de inserción, se define como $Rej = -20 \log|S_{21}|$

3. Medidas de reflexión

1. Ponga el N9912A en modo NA para medir S_{11} .
2. Use las siguientes especificaciones para determinar las pérdidas de retorno del filtro:

Medida:	S_{11}
Frecuencia inicial:	2 MHz
Frecuencia final:	2 GHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Potencia de salida:	BAJA (corresponde a -20 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S11}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [2] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [2] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar:

Calibración Rápida

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuáles son las pérdidas de retorno en la banda de paso?

Pérdidas de retorno, $-20 \log|S_{11}|$, en la banda de paso = 14,5 dB

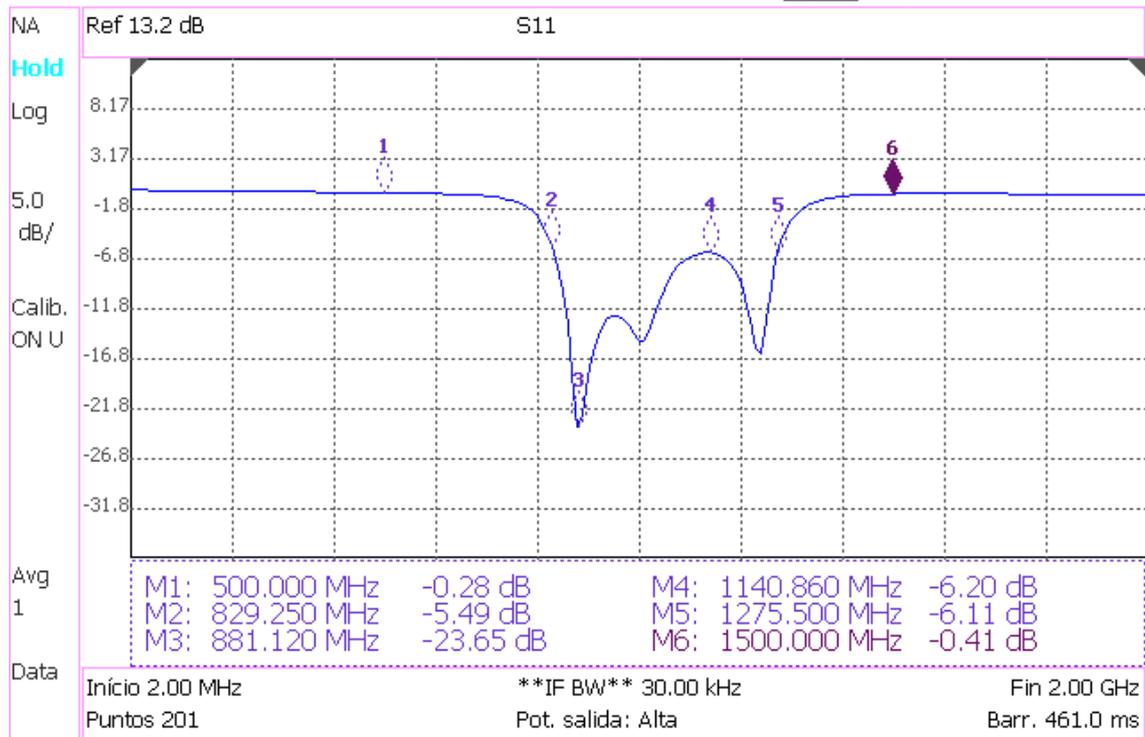
- b. ¿Cuáles son las pérdidas de retorno en la banda de rechazo?

Pérdidas de retorno, $-20 \log|S_{11}|$, en la banda de rechazo = 0,27 dB

Nota:

Elija los puntos a cualquier frecuencia dentro de la banda de paso o la banda de rechazo.

Agilent Technologies: N9912A

64%  Tue, 07 Dec 2010 19:50:38

- c. ¿Qué importancia tienen las pérdidas de retorno en la banda de paso?

Las pérdidas de retorno indican la calidad de adaptación del filtro con respecto a la fuente. Para una buena adaptación en la banda de paso se requieren pérdidas de retorno grandes (>10dB). En la banda de rechazo no se requieren pérdidas de retorno tan grandes.

Las pérdidas de retorno provocan un sutil aumento o disminución del parámetro S_{21} según la impedancia de entrada del filtro sea mayor o menor que la impedancia de línea (50Ω).

- d. Describa las condiciones de adaptación del filtro en las bandas de paso y de rechazo, a partir de las pérdidas de retorno observadas en ambas bandas.

Las pérdidas de retorno en la banda de paso son mayores que 6,20 dB y en la banda de rechazo son menores que 6,11 dB.

3. Realice el siguiente ajuste para mostrar la carta de Smith y medir la impedancia de entrada.

Formato: Carta de Smith

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {Smith}

4. En la carta de Smith se observa la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión. A partir de esta lectura, podemos pasar el coeficiente de reflexión a su forma compleja y finalmente transformar el coeficiente de reflexión en una impedancia de entrada Z_{in}

por medio de $Z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{11}}{1 - \Gamma_{11}} \cdot Z_o$, donde Z_o es 50Ω .

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la impedancia en la banda de paso?

Coeficiente de reflexión en la banda de paso = $0,19$ | $20,78^\circ$

Impedancia en la banda de paso = ($70,83$ + j $9,85$) Ω

- b. ¿Cuál es la impedancia en la banda de rechazo?

Coeficiente de reflexión en la banda de rechazo = $0,97$ | $40,67^\circ$

Impedancia en la banda de rechazo = ($6,28$ + j $134,67$) Ω

Nota:

Elija los puntos a cualquier frecuencia dentro de la banda de paso o la banda de rechazo.

- c. ¿Cuál sería la impedancia ideal en la banda de paso?

Impedancia ideal en la banda de paso = (50 + j 0) Ω

- d. ¿Cuál sería la impedancia ideal en la banda de rechazo?

Impedancia ideal en la banda de rechazo = (∞ + j 0) Ω

Capítulo 8

El Mezclador de Frecuencias

Un mezclador es un dispositivo de tres puertos que usa un elemento no lineal variante en el tiempo para lograr una conversión de frecuencia. Un mezclador ideal es aquél que produce una salida consistente en sólo dos tonos, uno de frecuencia suma y otro de frecuencia resta de las frecuencias de las señales de entrada. Los mezcladores de RF y microondas prácticos normalmente basan su operación en la no linealidad que aporta indistintamente un diodo o un transistor. Como sabemos, un componente no lineal puede generar una amplia variedad de armónicos y otras combinaciones lineales de las dos frecuencias de entrada, así que para seleccionar las componentes de frecuencia deseadas deberemos realizar un filtrado. Los sistemas de microondas modernos usan típicamente múltiples mezcladores y filtros para realizar las funciones de elevación de frecuencia y disminución de frecuencia entre la banda base y la frecuencia de la portadora [6] . La representación simbólica y conceptual de un mezclador es la siguiente:

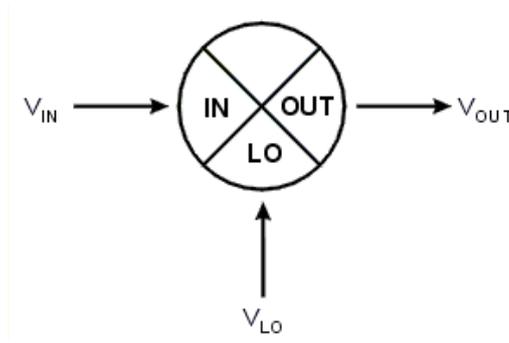


Figura 8.1 – Símbolo del mezclador de frecuencias

La conversión de frecuencia de Banda Base a frecuencia de portadora, y viceversa, puede hacerse en una o varias etapas de mezclado. Para realizar la conversión de la frecuencia en una sola etapa, el oscilador local ha de tener una frecuencia igual a la de la portadora que se desea radiar, ω_c (conversión homodina). Si la conversión se realiza en varias etapas, el primer mezclador será necesariamente homodino y dará lugar a una señal de frecuencia intermedia, ω_{IF} . Por otro lado, la frecuencia del oscilador local de la última etapa de mezclado podría ser igual a $\omega_c - \omega_{IF}$ (conversión heterodina) o igual a $\omega_c + \omega_{IF}$ (conversión superheterodina).

Como se dijo en la introducción del proyecto, una conversión **superheterodina** tiene la ventaja de necesitar un oscilador local con la menor relación entre su frecuencia máxima y mínima $f_{m\acute{a}x}/f_{m\acute{i}n}$. Relaciones de frecuencia mínimas se consiguen cuando las frecuencias son lo más altas posibles.

$$\text{Si } \frac{f_{m\acute{a}x}}{f_{m\acute{i}n}} = \frac{f + \Delta f}{f},$$

entonces la relación de frecuencias mínima que se puede conseguir es 1 y se obtiene cuando f tiende a infinito. Si la frecuencia del oscilador viene dada por los polos de una red de resonancia $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, al variar el condensador de la red podremos seleccionar distintas frecuencias.

$$\frac{f_{m\acute{a}x}}{f_{m\acute{i}n}} = \frac{f_{m\acute{a}x}}{f_{m\acute{a}x} - \Delta f} = \frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{\frac{1}{\sqrt{L(C + \Delta C)}}}$$

Si aumentamos las frecuencias por un factor de 100 tendremos:

$$\frac{100 \cdot f_{m\acute{a}x}}{100 \cdot f_{m\acute{i}n}} = \frac{100 \cdot f_{m\acute{a}x}}{100 \cdot f_{m\acute{a}x} - 100 \cdot \Delta f} = \frac{\frac{1}{\sqrt{L \cdot 0,1C}}}{\frac{1}{\sqrt{L(0,1C + 0,1\Delta C)}}$$

Al aumentar las frecuencias por un factor de 100 vemos que la misma relación de frecuencias permitiría a un oscilador generar un mayor número de frecuencias, $100 \cdot \Delta f$. Por otra parte, las capacidades necesarias para generar este nuevo rango de frecuencias son más pequeñas y con una variación de capacidad menor $0,1 \cdot \Delta C$ se consigue sintetizar un rango de frecuencias mayor $100 \cdot \Delta f$.

Otra gran ventaja de la conversión superheterodina es que en los mezcladores se mezclan señales de distinta frecuencia para conseguir una frecuencia intermedia. Como resultado de usar señales de distinta frecuencia en los mezcladores, en los receptores se obtienen menos armónicos de intermodulación en 0 Hz, regenerándose señales con un gran rango dinámico de continua.

En el equipo de prácticas que estamos caracterizando, el ME1000, la señal de entrada posee una frecuencia central de $f_c = 50$ MHz. Si queremos radiar esta señal a una frecuencia comprendida entre 867,7 MHz y 869,2 MHz necesitaremos un oscilador superheterodino con un rango de frecuencias igual a $f_{LO} = 918,45 \pm 1,5$ MHz. Los sintetizadores de frecuencia usados en el ME1000 son capaces de generar de 816 MHz a 922 MHz y, por tanto, podemos realizar la conversión superheterodina. El problema está en que la elevación de frecuencia superheterodina hace uso únicamente de la banda lateral inferior al modular la señal por segunda vez. Sin embargo, en nuestro entrenador, el mezclador potencia mucho más la banda lateral superior que la inferior y debido a esto la conversión superheterodina presenta mucho menos ganancia que la heterodina. Por otra parte, el filtro de salida de la unidad de transmisión no presentaría rechazo a las frecuencias imagen, que en este tipo de conversión estarían comprendidas dentro del intervalo de 967,7 MHz a 969,2 MHz.

La conversión **heterodina** presenta la desventaja de necesitar el oscilador con las frecuencias más bajas de todas. Sin embargo, esto no supone ningún inconveniente si sustituimos el oscilador local por un sintetizador de frecuencias, ya que éstos no usan voluminosas redes pasivas sintonizables. Por otra parte, este tipo de conversión de frecuencia sigue manteniendo la ventaja de los receptores superheterodinicos de usar frecuencias de entrada distintas en los mezcladores para conseguir una frecuencia intermedia. Como se ha explicado, esto permite un mayor rango dinámico de continua en los receptores.

Para conseguir radiar la misma señal que antes, en el mismo intervalo de frecuencias (967,7 MHz a 969,2 MHz), el rango de frecuencias que sería necesario sintetizar sería igual a $f_{LO} = 818,45 \pm 1,5$ MHz. En el entrenador ME1000 tanto el transmisor como el receptor son capaces de sintetizar frecuencias desde 816 MHz a 922 MHz y, por tanto, pueden usarse para realizar modulaciones y demodulaciones heterodinas. En las prácticas sólo utilizaremos este tipo de conversión ya que nos proporciona la mayor ganancia de conversión y el mayor rechazo de frecuencias.

La conversión **homodina** presenta la ventaja de necesitar muchos menos componentes electrónicos que otros métodos para realizar la conversión, ya que se realiza en una sola etapa. Sin embargo, cuando se mezclan dos señales de la misma frecuencia, en los mezcladores aumenta considerablemente el número de armónicos de intermodulación en 0 Hz. Este aumento de la intermodulación en 0 Hz hace que se reduzca el rango dinámico de continua del receptor. Para conseguir radiar una señal centrada en 0 Hz a una frecuencia comprendida entre 867,7 MHz y 869,2 MHz, en este tipo de conversión, el oscilador local tendría que oscilar a una frecuencia igual a $f_{LO} = 868,45 \pm 1,5$ MHz. El entrenador ME1000 es capaz de sintetizar estas frecuencias pero los mezcladores por su parte están sintonizados a 50 MHz y rechazan las frecuencias bajas de entrada, en el transmisor, y de salida, en el receptor. Por tanto, los mezcladores no admiten conversiones homodinas y por más que cambiemos los filtros paso banda de 50 MHz por filtros paso bajo no lograremos una conversión satisfactoria.

8.1. Esquema del Mezclador de Frecuencias

El esquema que nos suministra el fabricante acerca del mezclador posee unos valores de simulación diferentes a los que hemos medido en la práctica. Esto probablemente se deba a que el circuito es sólo una versión simplificada o aproximada al circuito real. La razón por la que se incluye este esquema en el proyecto es simplemente para tener un modelo estructural del dispositivo mezclador demodulador de frecuencias. [16]

El esquema del circuito mezclador se muestra en la página siguiente:

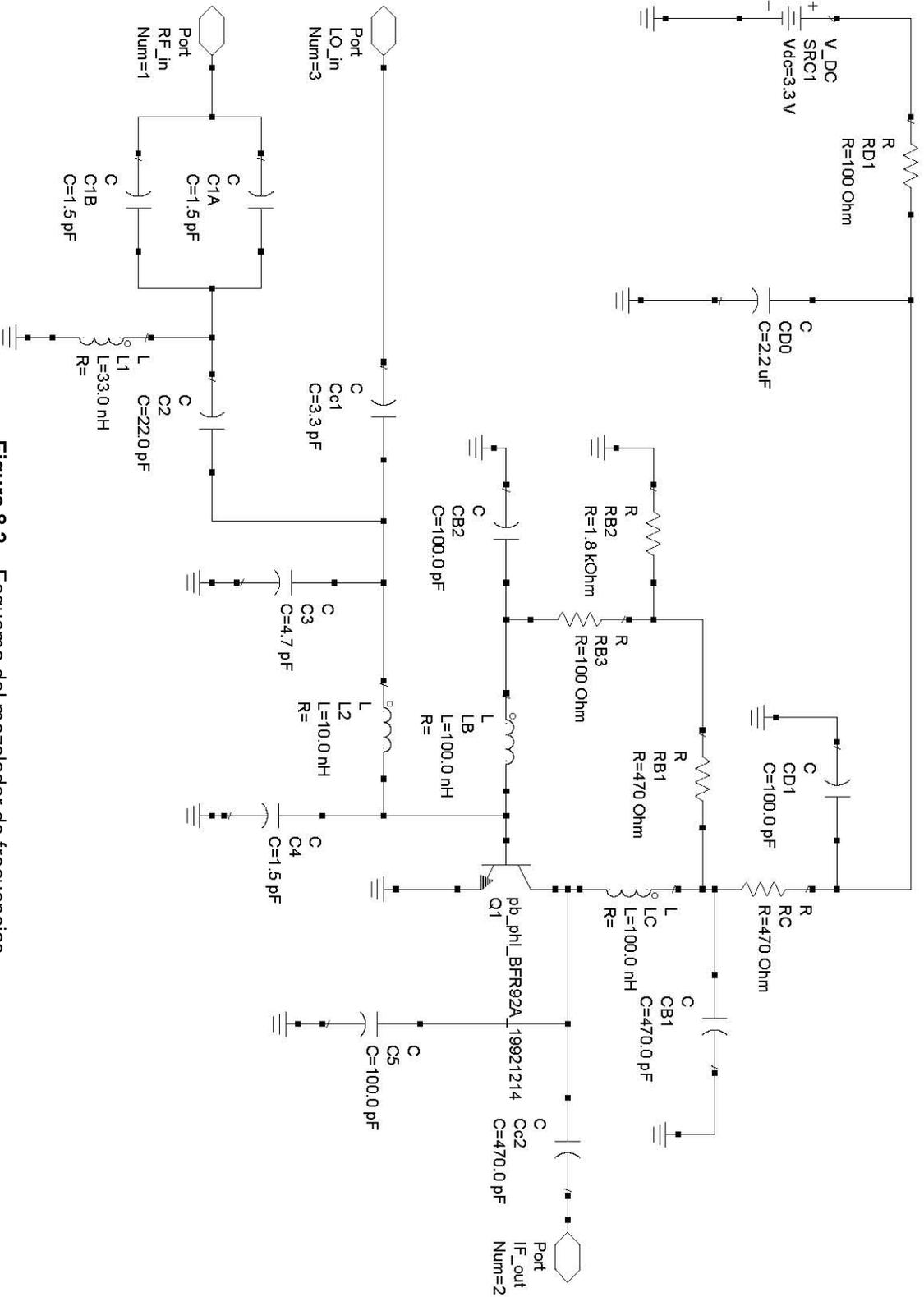


Figura 8.2 – Esquema del mezclador de frecuencias

8.2. Práctica 10: Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 10

Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de Espectros

Objetivos

- i) Medir algunas de las características importantes de un mezclador de frecuencias con el analizador de espectros (SA)
- ii) Comprender los principios de conversión de frecuencia del mezclador de frecuencias

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Generador de señales de RF Agilent E4438C
- iii) Equipo transceptor de RF ME1000 (unidad de recepción)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- ii) 1 x Cable extensor, jumper, con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 1 x Cable USB
- iv) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado.

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

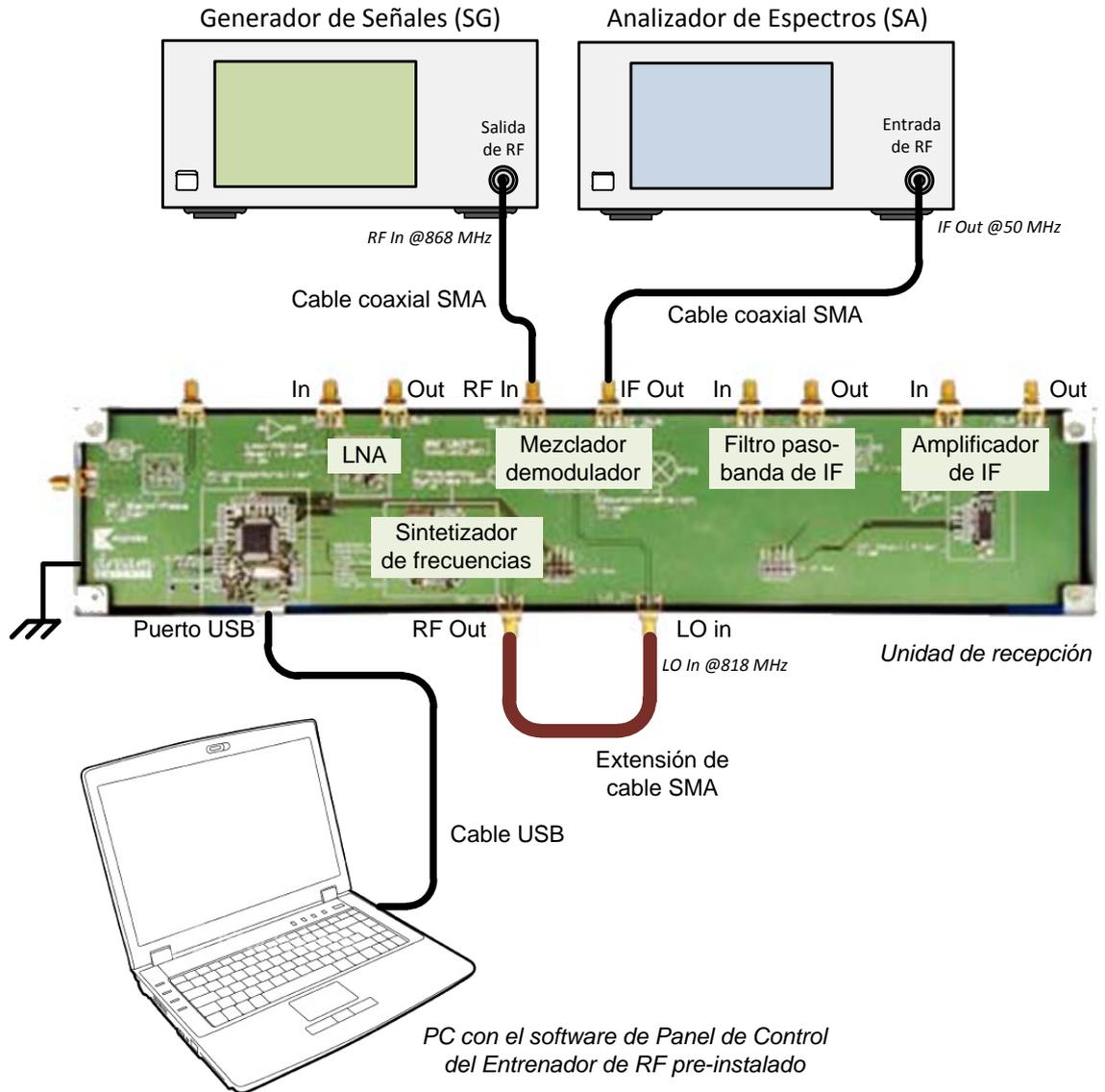


Figura 1 – Disposición general de los equipos para realizar medidas en el mezclador con un SA

2. Determinar el nivel de potencia de salida del oscilador local usando un SA

Para determinar el nivel de potencia de salida del oscilador local (LO), hemos de conectarlo directamente al SA como se muestra en la Figura 2.

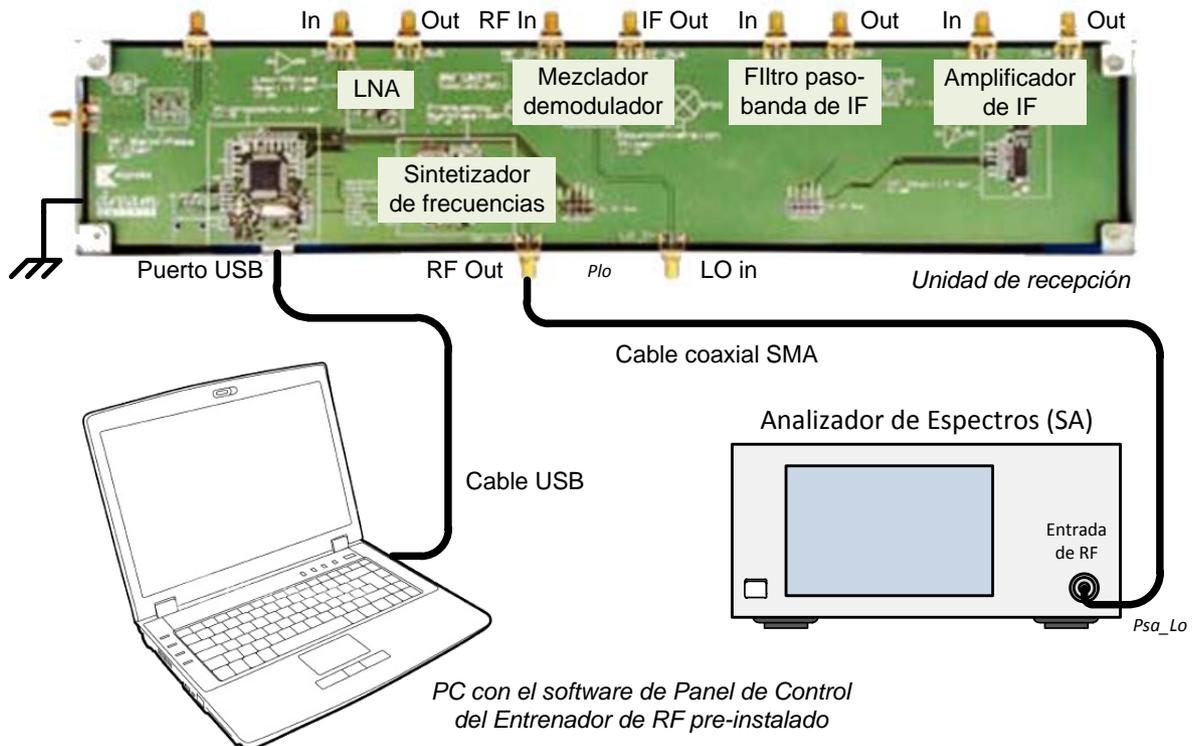


Figura 2 – Conexión de los equipos para determinar el nivel de salida del LO

1. Conecte la salida del módulo sintetizador de frecuencias directamente al SA.
2. En su PC, ejecute la aplicación “Panel de Control del Entrenador de RF”. Seleccione la unidad RX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control del sintetizador de frecuencia, haga clic sobre **Frequency Synthesizer Off/On** para conectar el sintetizador. Ajuste la frecuencia a 818 MHz. A continuación, verá el LED del sintetizador encenderse en la PCB del entrenador.

3. Asigne las siguientes configuraciones al SA:

Frecuencia central:	818 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
RBW:	100 kHz
Atenuación:	30 dB (o auto)

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [818] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [30] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > {100} > {KHZ}

Ejercicios

a) ¿Qué nivel de potencia muestra el SA cuando encendemos el oscilador local (LO)?

Nivel del LO medido con el SA, Psa_LO @818 MHz = -6,52 dBm

Nota:

Use la función “Buscar Pico” para situar el marcador si es necesario.

b) Determine el nivel de potencia de salida real del LO.

Potencia de salida real del LO,

$$\begin{aligned}
 P_{lo} &= P_{sa_LO} + L_{adapter} + L_{cable_sa} \\
 &= \underline{-6,52} \text{ dBm} + \underline{0,27} \text{ dB} + \underline{0,80} \text{ dB} \\
 &= \underline{-5,45} \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

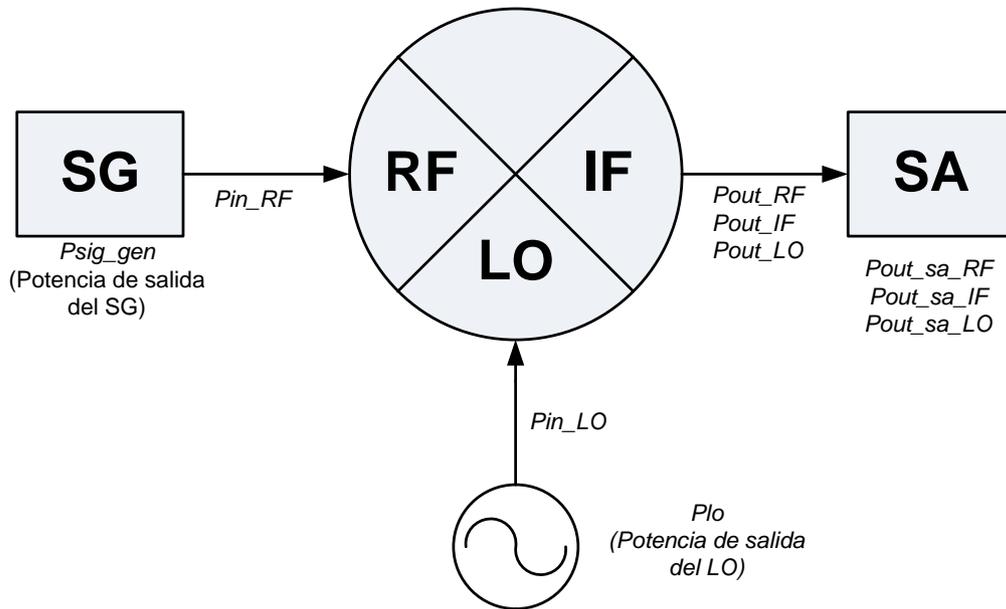
Donde,

L_adapter = Pérdidas debidas al adaptador de N a SMA, halladas en la práctica 1.

L_cable_sa = Pérdidas en el cable SA, halladas en la práctica 1.

3. Medida de las pérdidas de conversión

En el mezclador de frecuencias usaremos la siguiente notación para las potencias de entrada y salida:



P_{in_RF} :	Potencia de entrada al puerto RF del mezclador
P_{in_LO} :	Potencia de entrada al puerto LO del mezclador
P_{out_RF} :	Potencia RF en el puerto de salida IF del mezclador
P_{out_IF} :	Potencia IF en el puerto de salida IF del mezclador
P_{out_LO} :	Potencia LO en el puerto de salida IF del mezclador
$P_{out_sa_RF}$:	Potencia LO en el puerto de salida IF del mezclador, medida con el SA
$P_{out_sa_IF}$:	Potencia IF en el puerto de salida IF del mezclador, medida con el SA
$P_{out_sa_LO}$:	Potencia IF en el puerto de salida IF del mezclador, medida con el SA

Figura 3 – Notación usada en la medida del mezclador

1. Haga las conexiones que se muestran en la Figura 1.
2. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la unidad RX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control de la unidad RX, haga clic sobre **Mixer Off/On** para conectar el mezclador de frecuencias. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador.

En el área de control del sintetizador de frecuencias, haga clic sobre **Frequency Synthesizer Off/On** para conectar el sintetizador. Ajuste la frecuencia a 818 MHz. Verá el LED del sintetizador de frecuencias encenderse en la PCB del entrenador cuando le llegue la alimentación.

3. Use las siguientes especificaciones para el generador de señales (SG):

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**

Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}**

Activar salida: **[RF On/Off]**

4. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia inicial: 10 MHz

Frecuencia final: 900 MHz

Atenuación de entrada: 20 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia inicial: **[Freq/Dist] > {Start Freq} > [10] > {MHZ}**

Frecuencia final: **[Freq/Dist] > {Stop Freq} > [900] > {MHZ}**

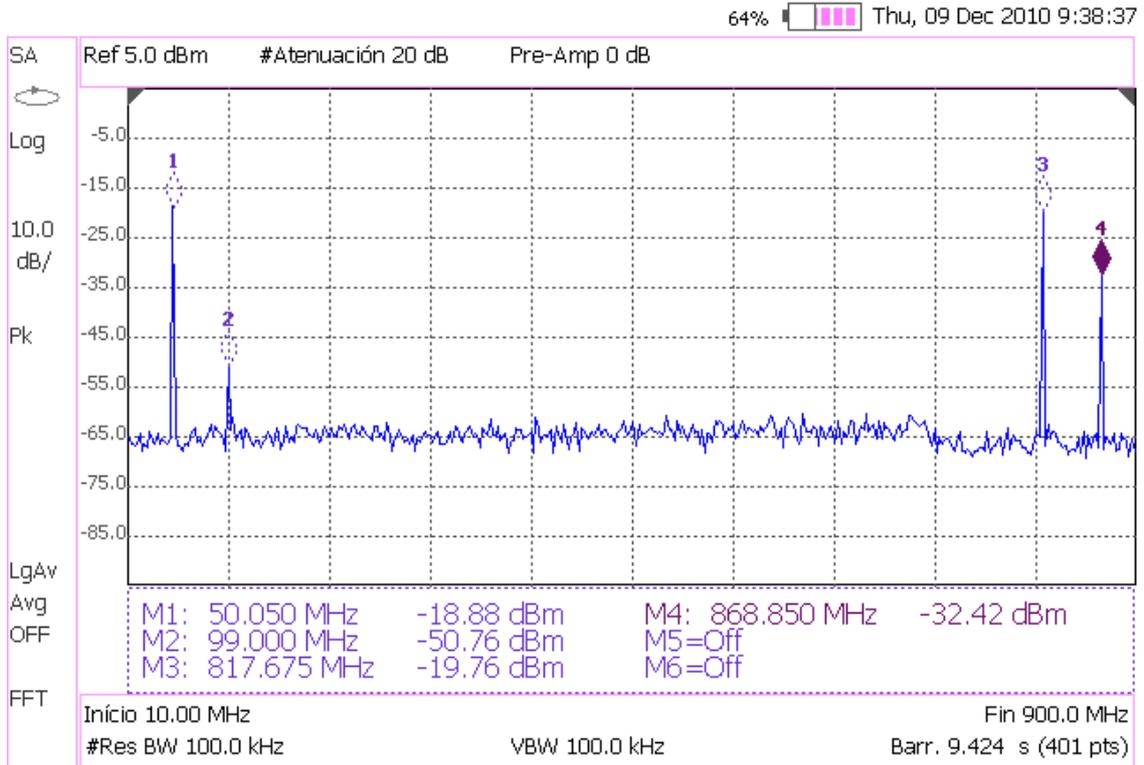
Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [20] > {dB}**

RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**

Ejercicios

- a) Para identificar todos los tonos originales y los convertidos (como LO, RF ó RF ± LO) y sus respectivos niveles de potencia de salida, dibuje el espectro de salida del mezclador desde 10 MHz a 900 MHz en el siguiente gráfico.

Agilent Technologies: N9912A



Potencia RF de salida medida con el SA @868 MHz, $P_{out_sa_RF} = -32,42$ dBm

Potencia LO de salida medida con el SA @818 MHz, $P_{out_sa_LO} = -19,76$ dBm

Potencia IF de salida medida con el SA @50 MHz, $P_{out_sa_IF} = -18,88$ dBm

- b) Determine la potencia RF de entrada y de salida reales. Use los valores L_{input_path} (dB) y L_{output_path} (dB) de las prácticas anteriores.

Entrada puerto RF

Potencia RF fijada en el SG, $P_{sig_gen} = -15$ dBm

Potencia RF real a la entrada del mezclador,

$$\begin{aligned}
 P_{in_RF} &= P_{sig_gen} - L_{input_path} @868 \text{ MHz} \\
 &= -15 \text{ dBm} - \underline{1,19} \text{ dB} \\
 &= \underline{-16,19} \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

Salida puerto IF

Potencia RF de salida medida con el SA, $P_{out_sa_RF} = \underline{-32,42}$ dBm

Potencia RF real a la salida del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{out_RF} &= P_{out_sa_RF} + L_{output_path} @868 \text{ MHz} \\ &= \underline{-32,42} \text{ dBm} + \underline{1,24} \text{ dB} \\ &= \underline{-31,18} \text{ dBm} \end{aligned}$$

- c) Determine la potencia IF de salida real. Use el valor L_{cable} de las prácticas anteriores.

Salida puerto IF

Potencia IF de salida medida con el SA, $P_{out_sa_IF} = \underline{-18,88}$ dBm

Potencia IF real a la salida del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{out_IF} &= P_{out_sa_IF} + L_{output_path} @50 \text{ MHz} \\ &= \underline{-18,88} \text{ dBm} + \underline{0,365} \text{ dB} \\ &= \underline{-18,51} \text{ dBm} \end{aligned}$$

- d) Determine las potencias LO de entrada y salida reales. Halle la pérdida, L_{jumper} , de la extensión de cable que conecta LO_in a RF_out como en la práctica 1.

Entrada puerto LO

Potencia LO de entrada medida previamente, $P_{lo} = \underline{-5,45}$ dBm

Potencia LO real a la entrada del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{in_LO} &= P_{lo} - L_{jumper} @818 \text{ MHz} \\ &= \underline{-5,45} \text{ dBm} - \underline{0,04} \text{ dB} \\ &= \underline{-5,49} \text{ dBm} \end{aligned}$$

Salida puerto IF

Potencia LO de salida medida con el SA, $P_{out_sa_LO} = \underline{-19,76}$ dBm

Potencia LO real a la salida del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{out_LO} &= P_{out_sa_LO} + L_{output_path} @818 \text{ MHz} \\ &= \underline{-19,76} \text{ dBm} + \underline{1,18} \text{ dB} \\ &= \underline{-18,58} \text{ dBm} \end{aligned}$$

- e) Calcule las pérdidas de conversión del mezclador de frecuencias.

Pérdidas de conversión

$$\begin{aligned} &= \text{Potencia RF de entrada real (dBm)} - \text{Potencia IF de salida real (dBm)} \\ &= P_{in_RF} - P_{out_IF} \\ &= \underline{-16,19} \text{ dBm} - \underline{(-18,51)} \text{ dBm} \\ &= \underline{2,32} \text{ dB} \end{aligned}$$

- f) Calcule el aislamiento de RF a IF del mezclador.

Aislamiento de RF a IF

$$\begin{aligned} &= \text{Potencia RF de entrada real (dBm)} - \text{Potencia RF de salida real (dBm)} \\ &= P_{in_RF} - P_{out_RF} \\ &= \underline{-16,19} \text{ dBm} - \underline{(-31,18)} \text{ dBm} \\ &= \underline{14,99} \text{ dB} \end{aligned}$$

Nota: Recuerde que el aislamiento de RF a IF se define como $-20 \log|S_{21}|$, siendo el puerto 1 el RF y el puerto 2 el IF.

- g) Calcule el aislamiento de LO a IF del mezclador.

Aislamiento de LO a IF

$$= \text{Potencia LO de entrada real (dBm)} - \text{Potencia LO de salida real (dBm)}$$

$$= P_{in_LO} - P_{out_LO}$$

$$= \underline{-5,49} \text{ dBm} - \underline{(-18,58)} \text{ dBm}$$

$$= \underline{13,09} \text{ dB}$$

Nota: Tenga en cuenta que esta definición de aislamiento de LO a IF no es del todo correcta, ya que para medir el aislamiento de LO a IF antes deberíamos quitar la fuente de RF de entrada y poner en su lugar una impedancia adaptada.

4. Medidas de la compresión de la ganancia

1. Realice las mismas conexiones que en la Figura 1.
2. Use las siguientes especificaciones para el SG:

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia: **[Frequency] > [868] > {MHZ}**

Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}**

Activar salida: **[RF On/Off]**

3. Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia Central: 50 MHz

Intervalo de Frecuencias: 10 MHz

Atenuación de entrada: 30 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Promedio: Activo

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [50] > {MHZ}**

Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**

Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [30] > {dB}**

RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}**

Promedio: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

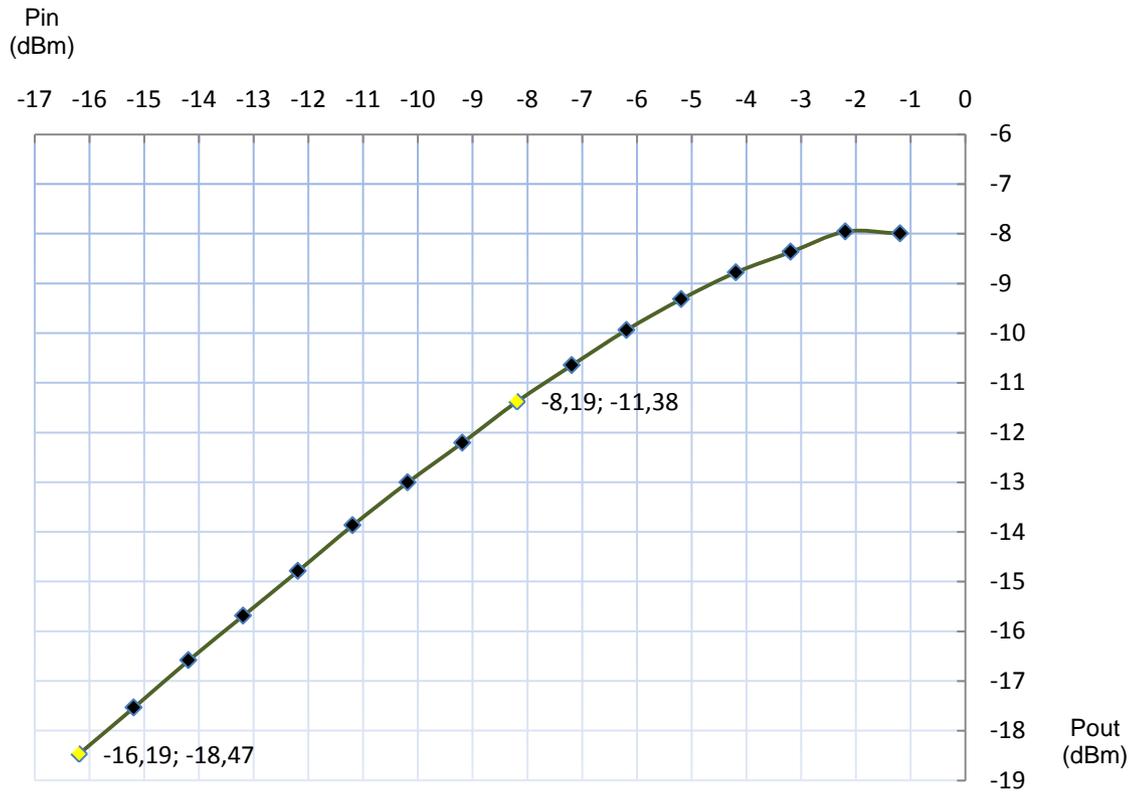
4. Determine los niveles de potencia IF de salida reales a diferentes niveles de potencia RF de entrada.

Ejercicios

- a) Rellene la tabla siguiente. Utilice los valores Linput_path (dB) y Loutput_path (dB) hallados en las prácticas anteriores.

Potencia del SG de entrada, P _{sig_gen} (dBm)	Potencia real entrada RF, Pin = Pin _{RF} – Linput_path (dBm)	Potencia IF de salida medida con el SA, P _{out_sa_IF} (dBm)	Potencia IF de salida real, P _{out} = P _{out_sa_IF} + Loutput_path (dBm)	Ganancia, G = P _{out} – Pin (dB)
-15	-16,19	-18,83	-18,47	-2,28
-14	-15,19	-17,90	-17,54	-2,35
-13	-14,19	-16,95	-16,59	-2,40
-12	-13,19	-16,05	-15,69	-2,50
-11	-12,19	-15,15	-14,79	-2,60
-10	-11,19	-14,23	-13,87	-2,68
-9	-10,19	-13,37	-13,01	-2,82
-8	-9,19	-12,57	-12,21	-3,02
-7	-8,19	-11,74	-11,38	-3,19
-6	-7,19	-11,01	-10,65	-3,46
-5	-6,19	-10,30	-9,94	-3,75
-4	-5,19	-9,68	-9,32	-4,13
-3	-4,19	-9,14	-8,78	-4,59
-2	-3,19	-8,73	-8,37	-5,18
-1	-2,19	-8,32	-7,96	-5,77
0	-1,19	-8,36	-8,00	-6,81

- b) Dibuje Pout_IF en función de Pin_RF en el gráfico siguiente.



- c) ¿A qué nivel de potencia de salida la ganancia se reduce 1 dB, respecto a la ganancia con niveles de entrada muy bajos?

Salida P1dB = -11,38 dBm

Entrada P1dB = Salida P1 dB – Ganancia = -8,19 dBm

5. Rechazo de la frecuencia imagen

La frecuencia imagen es una frecuencia de entrada indeseable que produce la misma IF en la salida del mezclador que la señal deseada. Una imagen debe ser rechazada antes de ser mezclada porque una vez haya entrado en la cadena de IF, la imagen será indistinguible de la señal deseada e imposible de rechazar filtrándola. El rechazo de la imagen se realiza colocando el filtro necesario antes del mezclador de frecuencias.

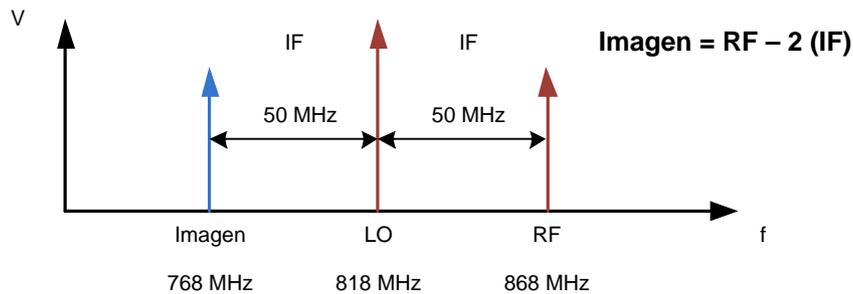


Figura 4 – Ilustración de la frecuencia imagen

1. Vuelva a colocar los equipos como en la experiencia anterior (Figura 1).
2. Cambie las especificaciones del SG para explorar el efecto de la frecuencia imagen.

Frecuencia de la CW: 768 MHz
Potencia: -15 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Frecuencia: **[Frequency] > [768] > {MHZ}**
Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}**
Activar salida: **[RF On/Off]**

3. Cambie las especificaciones del SA para explorar el efecto de la frecuencia imagen.

Frecuencia inicial: 10 MHz
Frecuencia final: 900 MHz
Atenuación de entrada: 20 dB (o auto)
RBW: 100 kHz (o auto)

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia inicial: [Freq/Dist] > {Start Freq} > [10] > {MHZ}

Frecuencia final: {Stop Freq} > [900] > {MHZ}

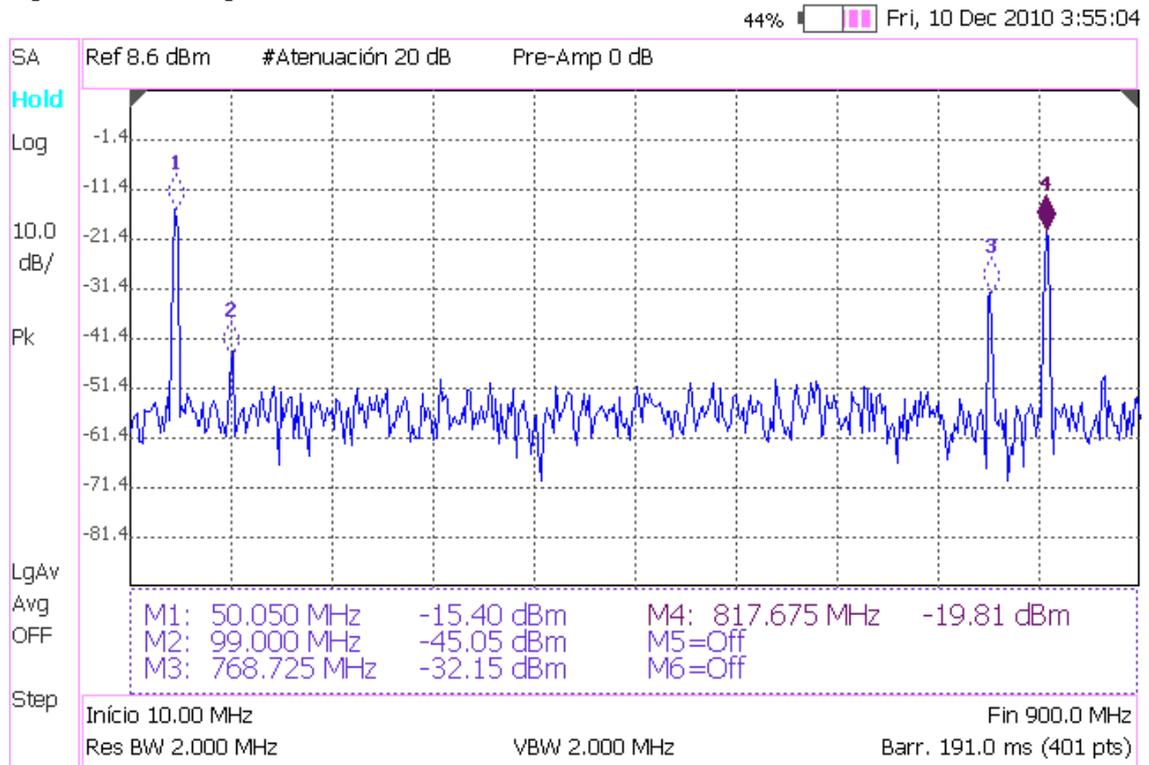
Atenuación: [Scale/Amptd] > {RF Atten} > [20] > {dB}

RBW: [BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}

Ejercicios

- a) Dibuje el espectro de salida del mezclador desde 10 MHz a 900 MHz en el siguiente gráfico.

Agilent Technologies: N9912A



4. Realice los siguiente ajustes en el SA para determinar el nivel de potencia de la frecuencia imagen:

Frecuencia central:	50 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
Atenuación de entrada:	30 dB
RBW:	100 kHz (o auto)
Promedio:	Activo

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center} > [50] > {MHZ}**

Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}**

Atenuación: **[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [30] > {dB}**

RBW: **[BW 2] > {Res BW} > {100} > {KHZ}**

Promedio: **[Trace 6] > {State} > {Average}**

Ejercicios

- a) ¿Qué efecto tiene sobre la IF de salida, la entrada de una frecuencia imagen en el mezclador?

Si introducimos en el mezclador dos tonos, uno a la frecuencia de portadora (ω_{RF}) y otro a la frecuencia imagen (ω_{IM}), la salida del mezclador teóricamente será:

$$Salida = [A_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) + A_{IM} \cos(\omega_{IM}t + \varphi_{IM})] \cdot \cos(\omega_{LO}t)$$

Nota: Sin pérdida de generalidad, supondremos que el oscilador tiene fase cero y amplitud uno.

$$Salida = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + \varphi_{RF}) + \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t + \varphi_{RF}) + \\ + \frac{A_{IM}}{2} \cos(\omega_{IM}t + \omega_{LO}t + \varphi_{IM}) + \frac{A_{IM}}{2} \cos(\omega_{IM}t - \omega_{LO}t + \varphi_{IM})$$

Dado que el filtro paso-banda v1.00 que está a la salida del mezclador se encuentra sintonizado a $\omega_{IF} = |\omega_{RF} - \omega_{LO}| = |\omega_{IM} - \omega_{LO}|$, nos dejará pasar:

$$IF = \frac{1}{2} A_{RF} \cos(\omega_{IF}t + \varphi_{RF}) + \frac{1}{2} A_{IM} \cos(\omega_{IF}t + \varphi_{IM}) = A_{IF} \cos(\omega_{IF}t + \varphi_{IF})$$

Si bien podemos medir IF a la salida del filtro, no podemos saber si esta señal procede de la señal RF o de la IM de entrada. La potencia de IM es básicamente ruido que introducimos a la señal de RF.

- b) ¿Qué nivel de potencia nos muestra el SA en la salida del mezclador debido a la frecuencia imagen?

Frecuencia imagen @50 MHz, $P_{\text{image_sa_IF}} = \underline{-15,43}$ dBm

Nota:

Use la función "Buscar Pico" para situar el marcador si es necesario.

Potencia IF real a la salida del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{\text{image_IF}} &= P_{\text{image_sa_IF}} + L_{\text{output_path @50 MHz}} \\ &= \underline{-15,43} \text{ dBm} + \underline{0,365} \text{ dB} \\ &= \underline{-15,065} \text{ dBm} \end{aligned}$$

Potencia RF real a la entrada del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{\text{image_RF}} &= P_{\text{sig_gen}} - L_{\text{input_path @768 MHz}} \\ &= -15 \text{ dBm} - \underline{1,11} \text{ dB} \\ &= \underline{-16,11} \text{ dBm} \end{aligned}$$

Ganancia de conversión

$$\begin{aligned} &= \text{Potencia IF de salida real (dBm)} - \text{Potencia RF de entrada real (dBm)} \\ &= P_{\text{image_IF}} - P_{\text{image_RF}} \\ &= \underline{-15,065} \text{ dBm} - \underline{(-16,11)} \text{ dBm} \\ &= \underline{1,045} \text{ dB} \end{aligned}$$

- c) ¿Cómo reducimos el problema de la imagen?

El problema de la imagen se soluciona mediante la colocación de un filtro paso-banda en la entrada RF del demodulador. Este filtro elimina la frecuencia IM y deja pasar sólo la frecuencia RF.

- d) Conecte el módulo del filtro paso-banda de RF antes del mezclador e indique el nivel de potencia de la frecuencia imagen que muestra el SA.

Frecuencia imagen @50 MHz después de filtrarla,

$$P_{\text{image_filter_sa_IF}} = \underline{-61,26} \text{ dBm}$$

Potencia IF real a la salida del mezclador,

$$\begin{aligned} P_{\text{image_filter_IF}} &= P_{\text{image_filter_sa_IF}} + L_{\text{output_path @50 MHz}} \\ &= \underline{-61,26} \text{ dBm} + \underline{0,365} \text{ dB} \\ &= \underline{-60,895} \text{ dBm} \end{aligned}$$

- e) Calcule el rechazo de la frecuencia imagen que proporciona este filtro más el mezclador.

$$\begin{aligned} \text{Rechazo de la imagen} &= P_{\text{image_RF}} - P_{\text{image_filter_IF}} \\ &= \underline{-16,11} \text{ dBm} - \underline{(-60,895)} \text{ dBm} \\ &= \underline{44,785} \text{ dB} \end{aligned}$$

8.3. Práctica 11: Caracterización de un Mezclador usando el Analizador de RF

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 11

Caracterización de un Mezclador usando Analizador de RF

Objetivo

- i) Medir la SWR, las pérdidas de retorno, el aislamiento RF- IF y el aislamiento del oscilador local (LO) en un mezclador de frecuencias usando un analizador de RF (RFA)

Equipos necesarios

- i) Unidad de Recepción ME1000
- ii) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA)

Accesorios requeridos

- i) 1 x Kit estándar de calibración TRM
- ii) 1 x Carga Adaptada de 50 Ω con conector SMA (macho)
- iii) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- iv) 1 x Cable extensor de 18 cm con conectores (macho-macho) SMA
- v) 1 x Cable USB
- vi) Un PC con un mínimo de 512 MB de RAM, sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del Entrenador de RF pre-instalado (Consulte el procedimiento de instalación en la Guía de Inicio Rápido ME1000)

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

Instalación Básica de los Equipos

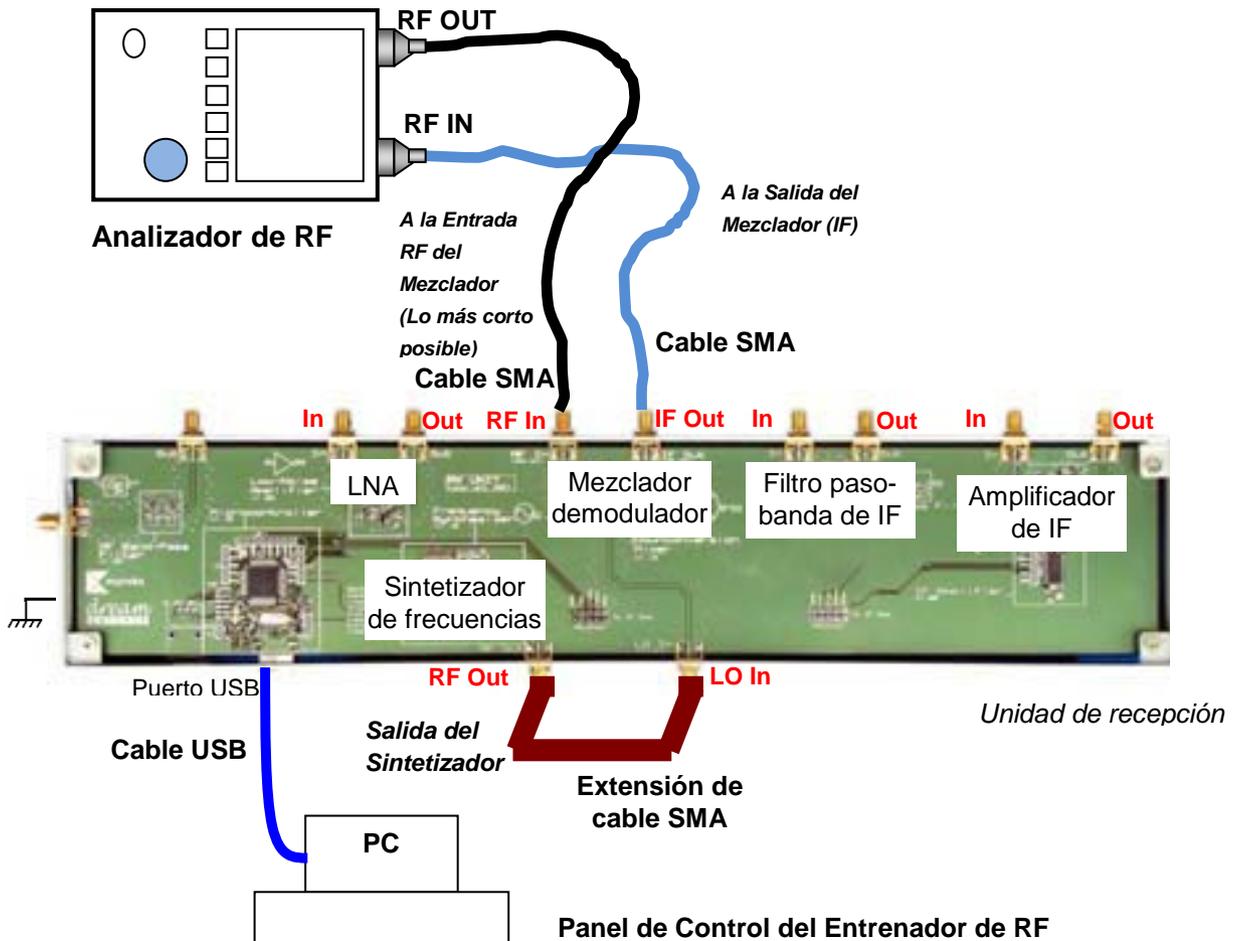


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el Mezclador con un RFA

El puerto RF OUT del RFA genera una onda sinusoidal. La onda interactúa con el dispositivo-bajo-test (DUT) y el puerto RF IN del RFA captura el resultado. Por tanto, RF OUT se conecta siempre con la entrada del DUT y RF IN se conecta con la salida del DUT.

En esta práctica, necesitamos seleccionar el modo Analizador de Redes (**NA**) en el RFA. Antes de proceder a realizar una medida de la transmisión, S_{21} , llevaremos a cabo los procesos de calibración descritos en la práctica 2 con los cables de ambos puertos RF OUT y RF IN del RFA. En el puerto RF OUT del RFA tanto el cable como los conectores deben de ser de alta calidad y tan cortos como sea posible.

Nota:

Si su RFA viene con la opción 111 ('QuickCal'), antes de medir la reflexión, S_{11} , debería realizar una calibración externa del puerto RF OUT. El proceso de calibración 'QuickCal' lo vimos en detalle en la práctica 2.

En el RFA, la correcta visualización de las señales se consigue con las teclas **[Freq/Dist]**, **[Scale/Amptd]**, y **[Marker]**. Entre las opciones de la tecla **[Scale/Amptd]** resulta muy útil la opción **{Autoscale}** aunque a medida que vayamos cogiendo soltura en el manejo de los controles dejaremos de usarla.

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

2. Medida de la SWR de los Puertos RF e IF con el RFA

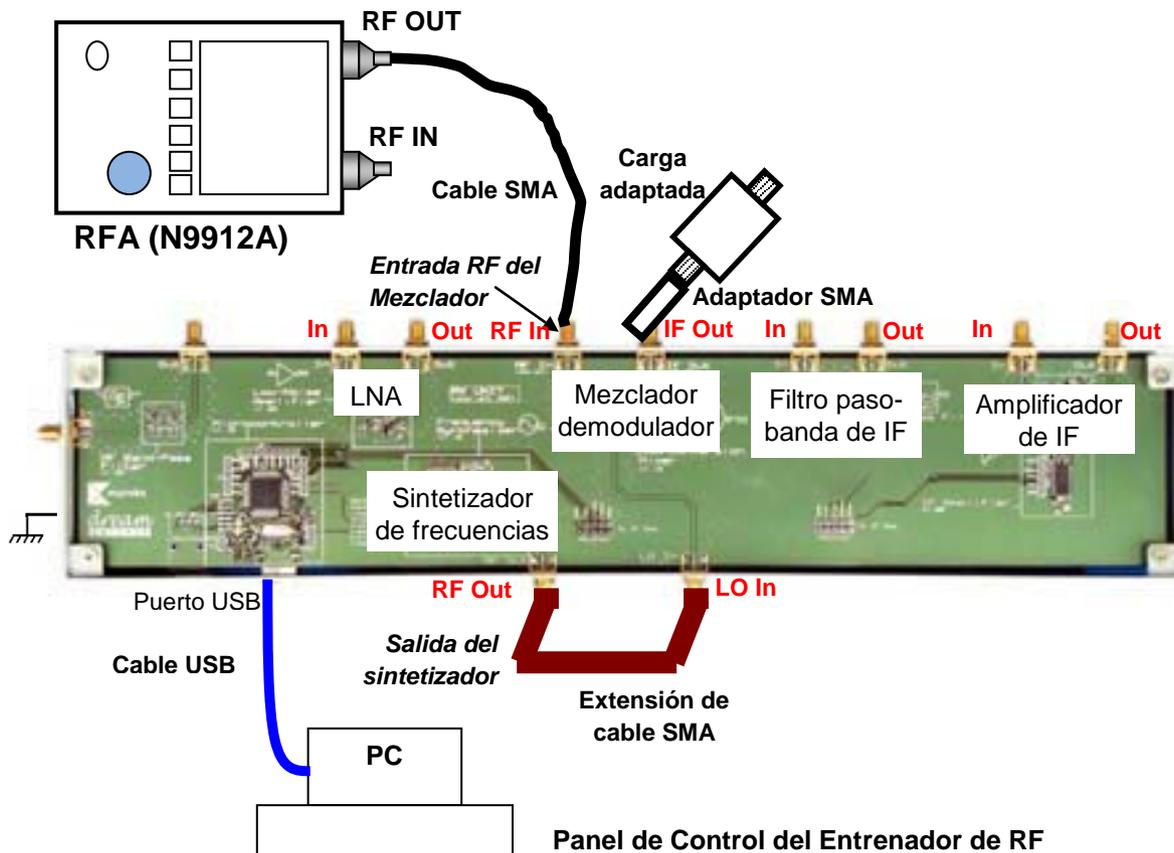


Figura 2 – Medida de la SWR del Puerto RF con el RFA

Haga las conexiones que se muestran en la Figura 2 para determinar la SWR del puerto RF In. Note que debe conectar la salida del sintetizador con el puerto LO In del mezclador a través de una extensión de cable coaxial. Además, y dado que el mezclador está diseñado para manejar una carga de 50Ω en su puerto de salida IF, debe cargar este puerto con la PCB adaptada a 50Ω que tenemos. El puerto RF IN del N9912A no se usa. Procure que el cable del puerto RF OUT del N9912A sea lo más corto posible.

1. Ponga el N9912A en modo NA para medir S_{11} . Asegúrese de que el nivel de potencia de salida está fijado en BAJO.
2. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **Mixer Off** para conectar el mezclador. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador y el texto del boton cambiará a **Mixer On**.

En el área de control del sintetizador de frecuencias, haga clic sobre **Frequency Synthesizer Off/On** para conectar el sintetizador y ajuste la frecuencia de salida a **818 MHz**.

3. Use las siguientes especificaciones para determinar la SWR del puerto RF In del mezclador:

Medida:	S_{11}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	900 MHz
Formato:	VSWR (Relación de onda estacionaria de voltaje)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Modo NA: **[Mode] > {NA} > {S11}**

Frecuencia inicial: **[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}**

Frecuencia final: **[Freq/Dist] > {Stop} > [900] > {MHz}**

Nivel de potencia: **[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}**

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {VSWR}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicio

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria de voltaje a 868 MHz?

SWR a 868 MHz = 1: 4,02

4. Realice el siguiente ajuste para mostrar la magnitud logarítmica de S_{11} .

Formato: Magnitud logarítmica

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicios

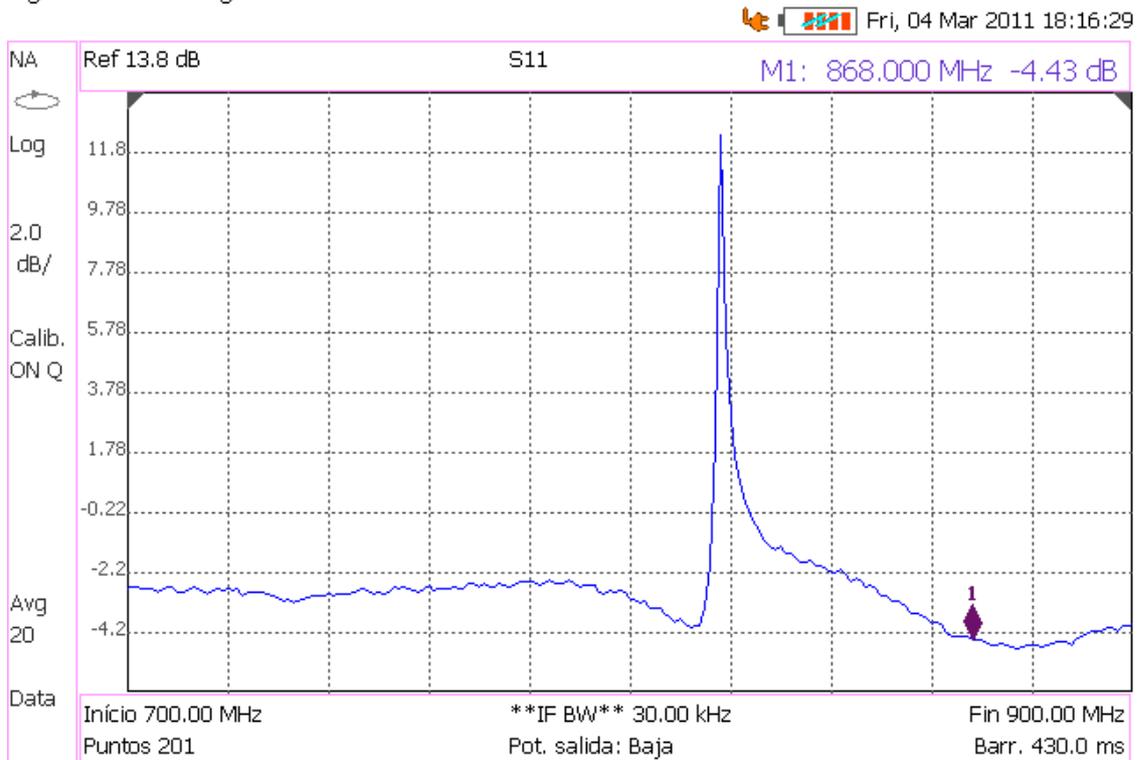
Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la pérdida de retorno de entrada a 868 MHz?

Pérdida de retorno de entrada a 868 MHz = 4,43 dB

- b. Dibuje la magnitud de la reflexión de entrada desde 700 MHz a 900 MHz del puerto RF.

Agilent Technologies: N9912A



5. Conecte el puerto RF de salida del N9912A con el puerto IF de salida del mezclador. Además, termine el puerto RF del mezclador con una carga adaptada y mantenga conectado el oscilador local al puerto LO. Cambie la frecuencia inicial y la final a 10 MHz y 100 MHz respectivamente. Asegúrese de apagar la fuente de DC del mezclador apretando el botón **Mixer Off** en el software de Panel de Control del Entrenador de RF, antes de realizar cualquier conexión. Una vez hechas las modificaciones, vuelva a encender el mezclador.

Frecuencia inicial: 10 MHz
 Frecuencia final: 100 MHz
 Formato: VSWR
 Escala: Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia inicial: **[Freq/Dist] > {Start} > [10] > {MHz}**

Frecuencia final: **[Freq/Dist] > {Stop} > [100] > {MHz}**

Nivel de potencia: **[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}**

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {VSWR}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicio

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria a 50 MHz?

SWR a 50 MHz = 1: 4,16

6. Realice los siguientes ajustes para mostrar la magnitud logarítmica.

Formato: Magnitud logarítmica

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

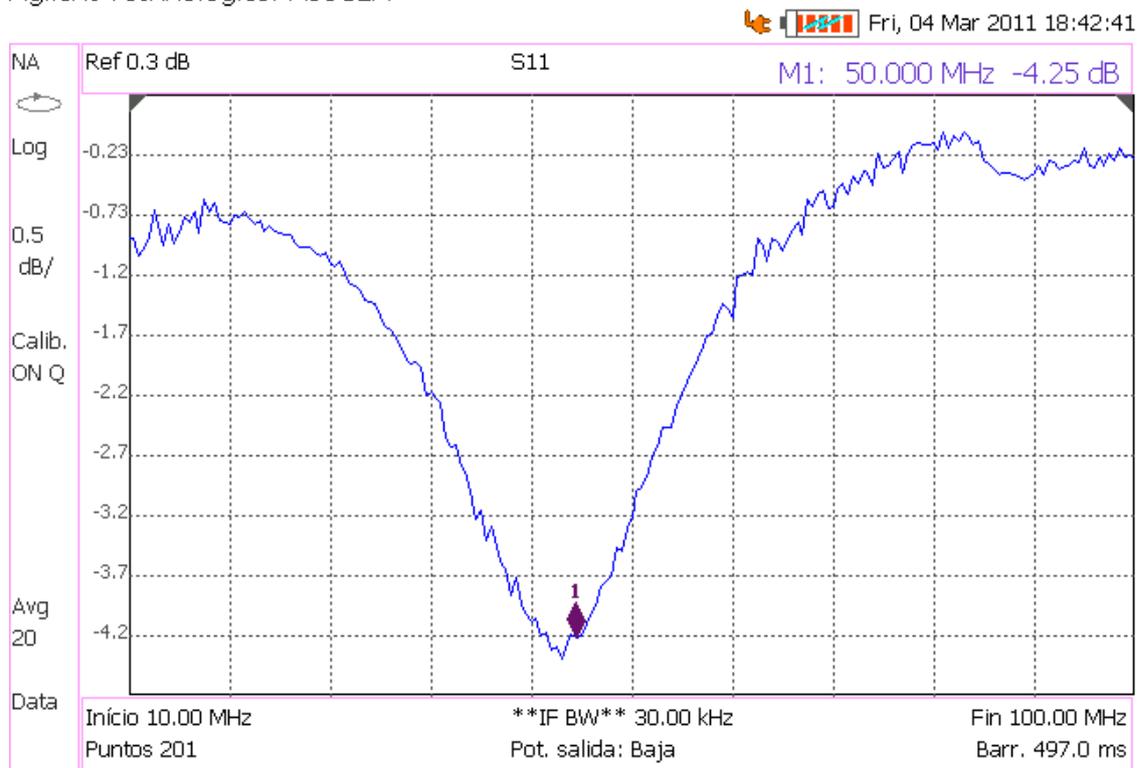
EjerciciosObservaciones/registro de datos

- a. ¿Qué pérdida de retorno de entrada presenta a 50 MHz?

Pérdida de retorno de entrada a 50 MHz = 4,25 dB

- b. Dibuje la magnitud de la reflexión de entrada desde 10 MHz a 100 MHz del puerto IF.

Agilent Technologies: N9912A



3. Medida de la SWR del Puerto LO con el RFA

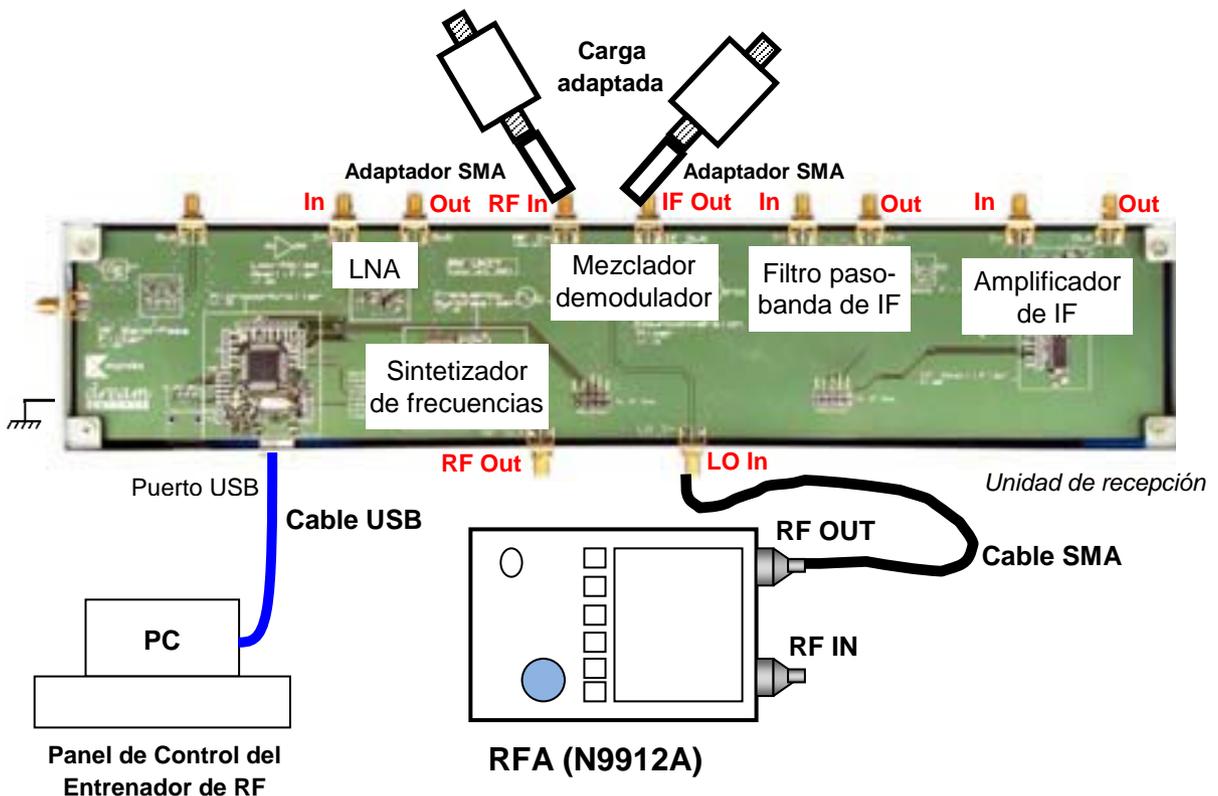


Figura 3 – Medida de la SWR del Puerto LO con el RFA

Para determinar la SWR del puerto LO, haga las conexiones que se muestran en la Figura 3. Tenga en cuenta que es necesario terminar los puertos IF Out y RF In del mezclador con una PCB adaptada de 50Ω en cada puerto. El sintetizador de frecuencias no se usa en esta medición. Procure que en el puerto RF OUT del N9912A el cable sea lo más corto posible.

1. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **Mixer Off** para conectar el mezclador de frecuencias. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador y el texto del boton cambiará a **Mixer On**.

2. Use las siguientes especificaciones para determinar la SWR del puerto LO:

Medida: S₁₁
 Frecuencia inicial: 700 MHz
 Frecuencia final: 900 MHz
 Formato: SWR
 Escala: Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Modo NA: **[Mode] > {NA} > {S11}**

Frecuencia inicial: **[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}**

Frecuencia final: **[Freq/Dist] > {Stop} > [900] > {MHz}**

Nivel de potencia: **[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}**

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {VSWR}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicio

Observaciones/registro de datos

- a. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria a 818 MHz?

SWR a 818 MHz = 1: 5,99

3. Realice los siguientes ajustes para mostrar la gráfica de la magnitud logarítmica.

Formato: Magnitud logarítmica

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

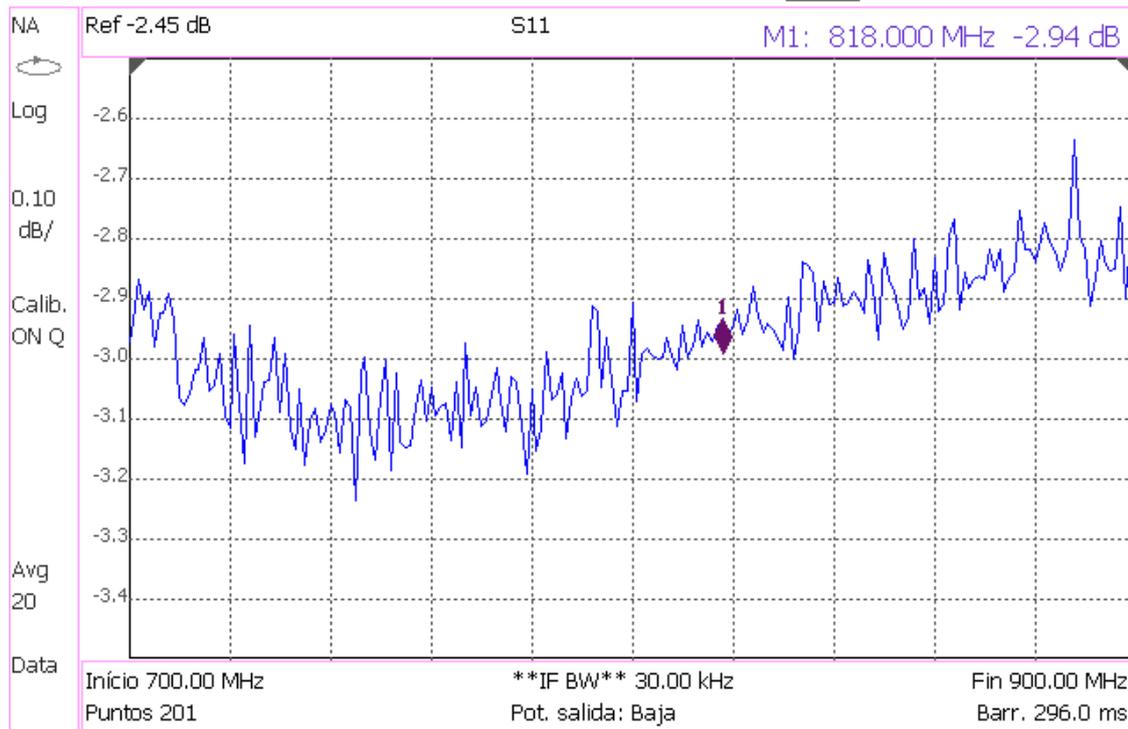
- a. ¿Qué pérdida de retorno de entrada presenta a 818 MHz?

Pérdida de retorno de entrada a 818 MHz = 2,94 dB

- b. Dibuje la magnitud de la reflexión de entrada desde 700 MHz a 900 MHz del puerto LO.

Agilent Technologies: N9912A

Fri, 04 Mar 2011 19:12:05



4. Medida del Aislamiento RF- IF (Feedthrough)

En la Figura 1 se muestran las conexiones necesarias para determinar el aislamiento de RF a IF en el mezclador. El aislamiento es una medida de la potencia que se escapa, en este caso, desde el puerto RF hacia el puerto IF. En la figura, observe que la salida del sintetizador va conectada a la entrada RF del mezclador mediante una pequeña extensión de cable coaxial. Además, conecte la salida del N9912A (RF OUT) con la entrada RF del mezclador y la salida IF del mezclador con la entrada (RF IN) del N9912A. Procure que el cable del puerto RF OUT del N9912A sea lo más corto posible.

1. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **Mixer Off** para conectar el mezclador. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador y el texto del botón cambiará a **Mixer On**.

En el área de **Control del Sintetizador de Frecuencias**, ajuste la frecuencia de salida a 818 MHz. Ésta será la frecuencia de entrada al puerto LO del mezclador.

2. Use las siguientes especificaciones:

Medida:	S_{21}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	900 MHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla	
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S21}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [900] > {MHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Formato:	[Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

EjerciciosObservaciones/registro de datos

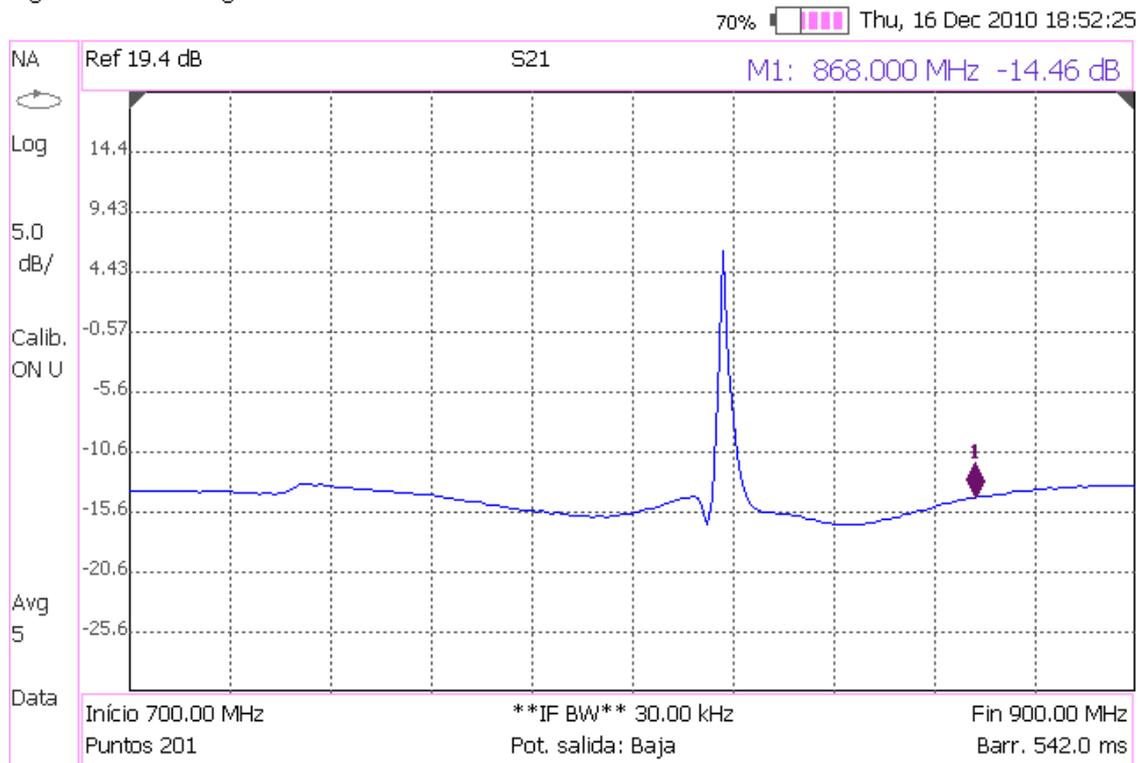
- a. Indique el aislamiento de RF a IF a 868 MHz.

Aislamiento de RF a IF a 868 MHz = 14,46 dB

Nota: Recuerde que el aislamiento de RF a IF se define como $-20 \log|S_{21}|$, siendo el puerto 1 el RF y el puerto 2 el IF.

- b. Dibuje el aislamiento RF-IF para un rango de frecuencias de entrada de 700 MHz a 900 MHz.

Agilent Technologies: N9912A



5. Medida del Aislamiento de LO a RF

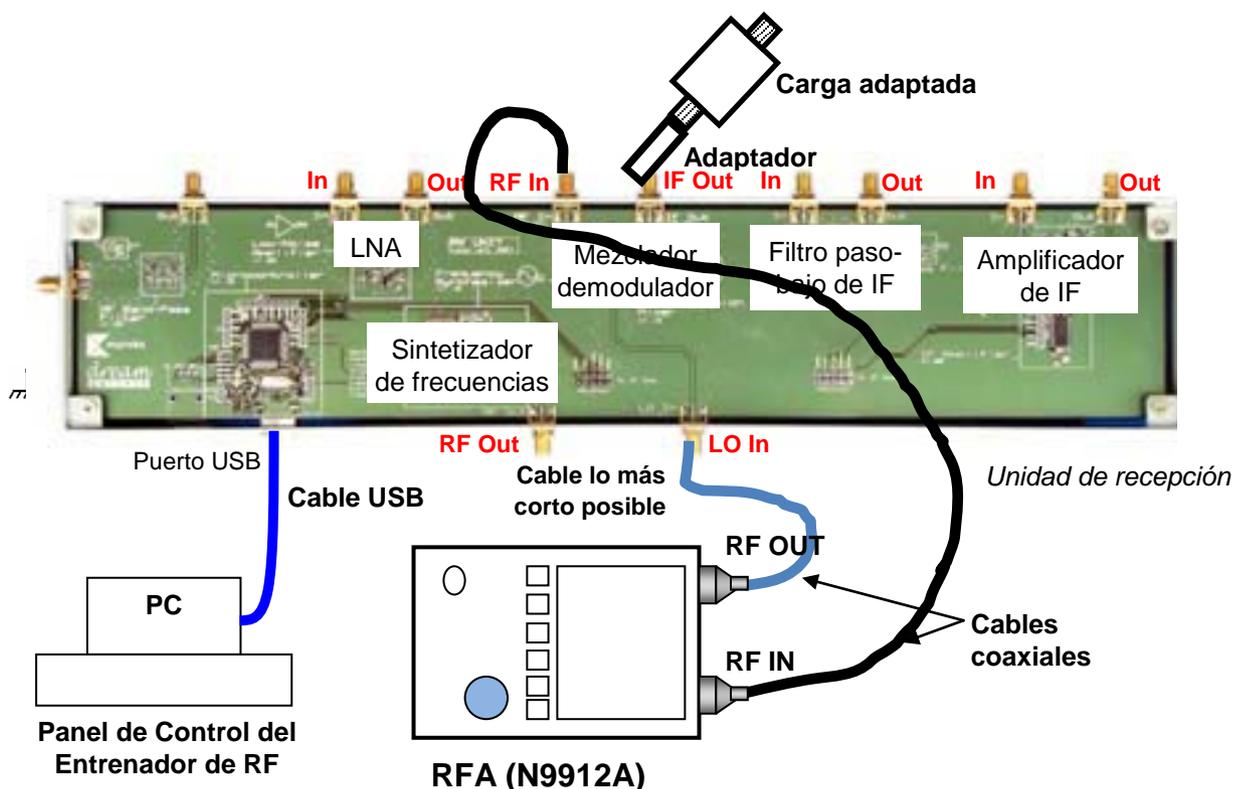


Figura 4 – Medida del Aislamiento de LO a RF con el RFA

Para determinar el aislamiento de LO a RF, haga las conexiones que se muestran en Figura 4. Conecte la salida del N9912A (RF OUT) con la entrada LO del mezclador y la entrada RF del mezclador con la entrada (RF IN) del N9912A. El puerto IF del mezclador tendremos que terminarlo con una carga adaptada de 50Ω . Procure que el cable del puerto RF OUT del N9912A sea lo más corto posible.

1. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **Mixer Off** para conectar el mezclador. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador y el texto del botón cambiará a **Mixer On**.

2. Use las siguientes especificaciones:

Medida:	S_{21}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	900 MHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Modo NA: **[Mode] > {NA} > {S21}**

Frecuencia inicial: **[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}**

Frecuencia final: **[Freq/Dist] > {Stop} > [900] > {MHz}**

Nivel de potencia: **[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}**

Formato: **[Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}**

Escala: **[Scale/Amptd] > {Autoscale}**

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

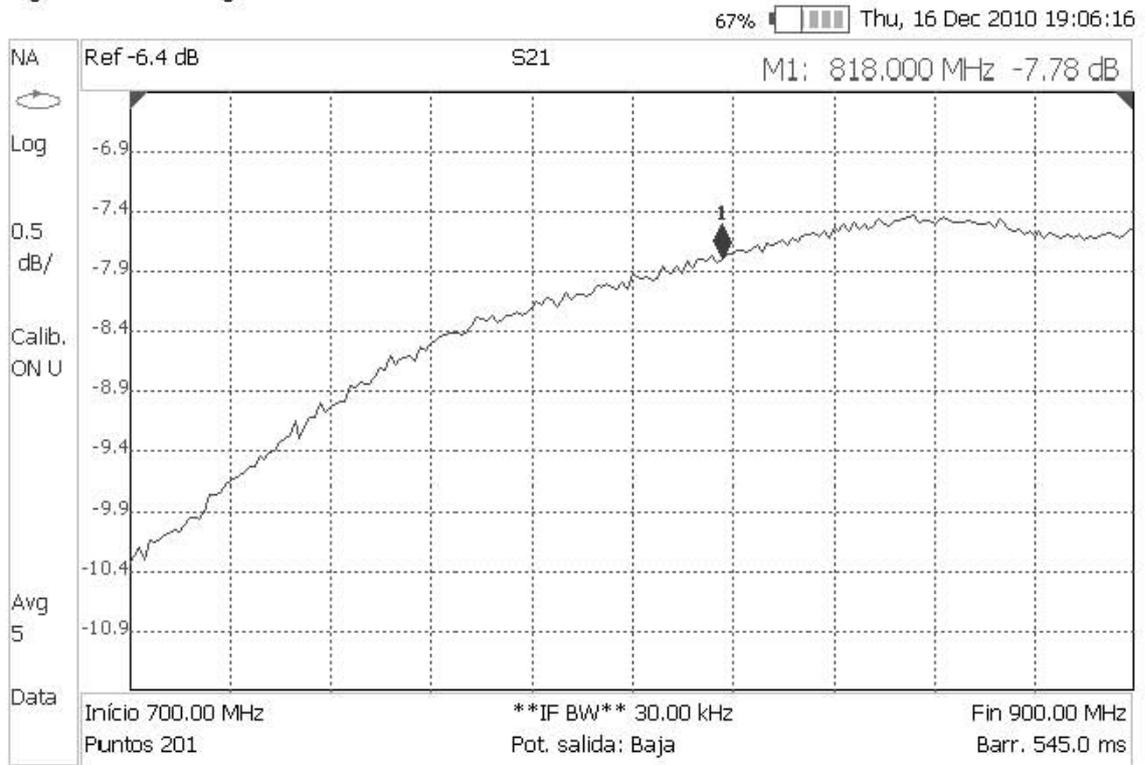
a. Indique el aislamiento entre LO y RF a 818 MHz.

Aislamiento entre LO y RF a 818 MHz = 7,78 dB

Nota: Recuerde que el aislamiento de LO a RF se define como $-20 \log|S_{13}|$, siendo el puerto 1 el RF y el puerto 3 el LO.

- b. Dibuje el aislamiento LO-RF para un rango de frecuencias de entrada de 700 MHz a 900 MHz.

Agilent Technologies: N9912A



6. Medida del Aislamiento de LO a IF

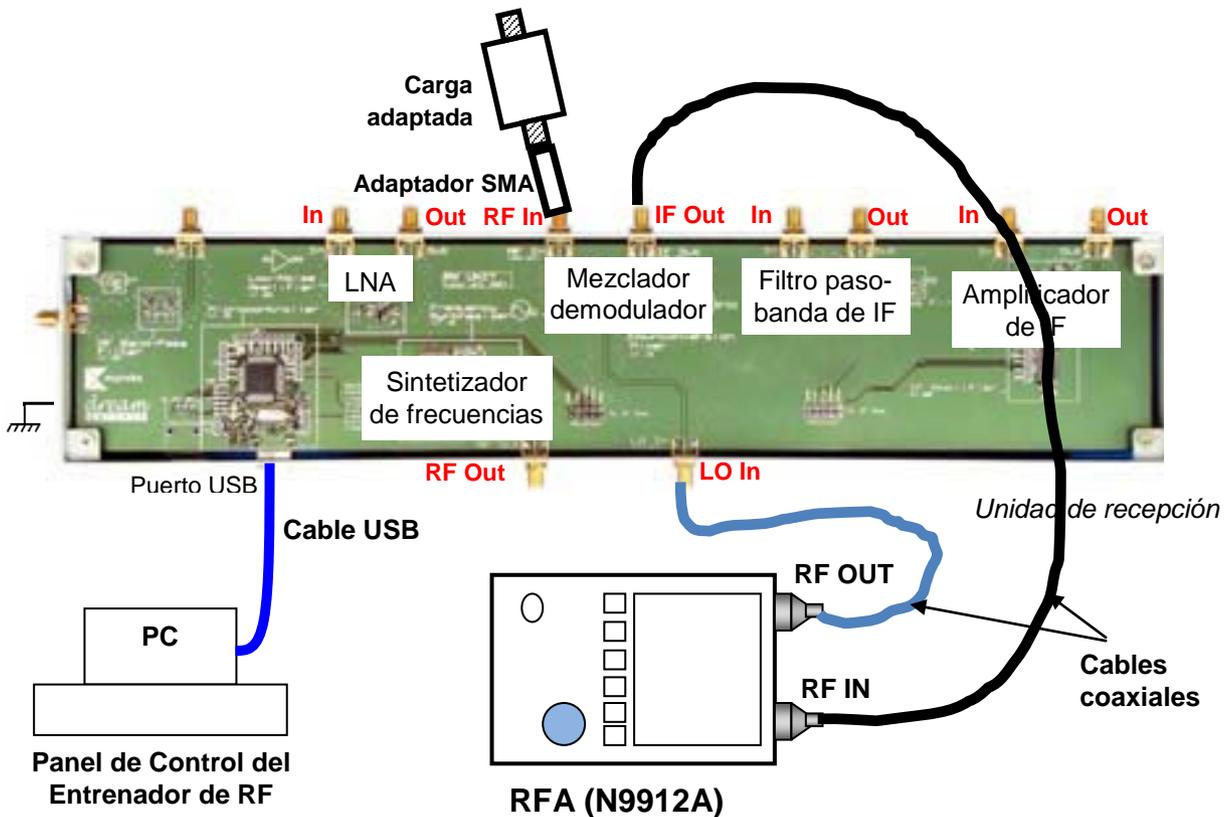


Figura 5 – Medida del Aislamiento de LO a IF con el RFA

Para determinar el aislamiento de LO a IF, haga las conexiones que se muestran en la Figura 5. Conecte la salida del N9912A (RF OUT) con la entrada LO del mezclador y la salida IF del mezclador con la entrada (RF IN) del N9912A. El puerto RF del mezclador tendremos que terminarlo con una carga adaptada de 50Ω . Procure que el cable en el puerto RF OUT del N9912A sea lo más corto posible.

1. En su PC, ejecute la aplicación **Panel de Control del Entrenador de RF**. Seleccione la **Unidad RX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de **Control de la Unidad RX**, haga clic sobre **Mixer Off** para conectar el mezclador. A continuación, verá el LED del mezclador encenderse en la PCB del entrenador y el texto del botón cambiará a **Mixer On**.

2. Use las siguientes especificaciones:

Medida:	S_{21}
Frecuencia inicial:	700 MHz
Frecuencia final:	900 MHz
Formato:	Magnitud logarítmica
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Modo NA: [Mode] > {NA} > {S21}

Frecuencia inicial: [Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}

Frecuencia final: [Freq/Dist] > {Stop} > [900] > {MHz}

Nivel de potencia: [Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {Log Mag}

Escala: [Scale/Amptd] > {Autoscale}

Ejercicios

Observaciones/registro de datos

a. Indique el aislamiento entre LO y IF a 818 MHz.

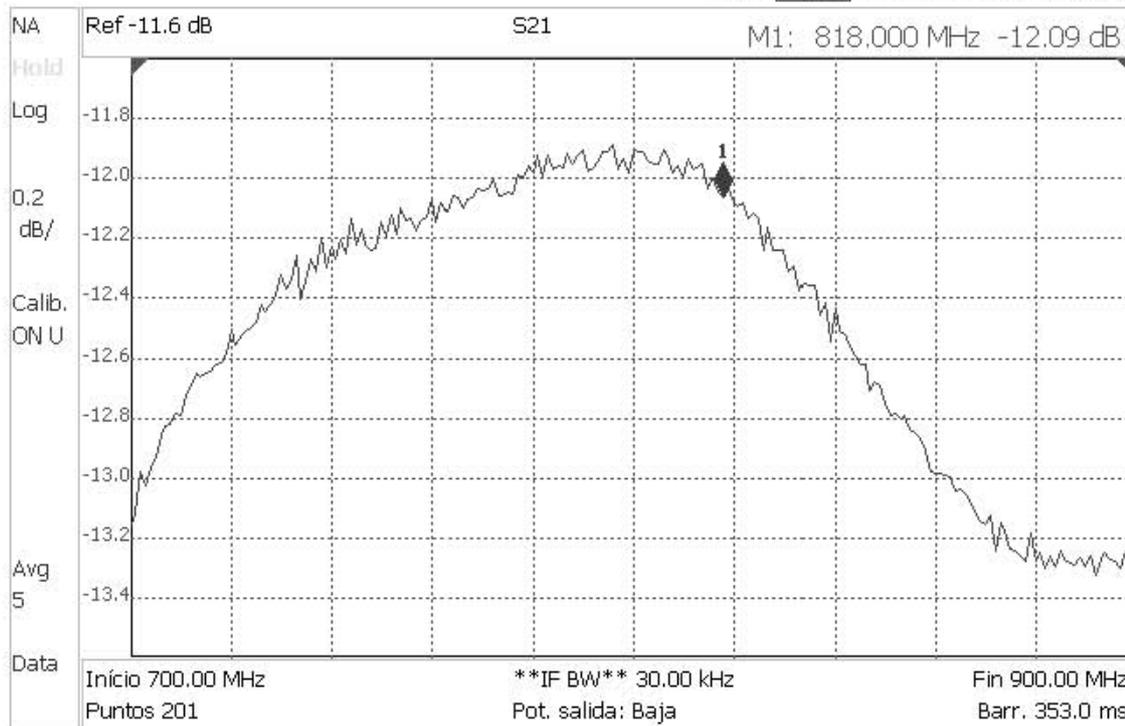
Aislamiento entre LO y IF a 818 MHz = 12,09 dB

Nota: El aislamiento de LO a IF se define como $-20 \log|S_{23}|$, siendo el puerto 2 el IF y el puerto 3 el LO.

- b. Dibuje el aislamiento LO-IF para un rango de frecuencias de entrada de 700 MHz a 900 MHz.

Agilent Technologies: N9912A

66% Thu, 16 Dec 2010 19:10:09



Capítulo 9

El Sintetizador de Frecuencias

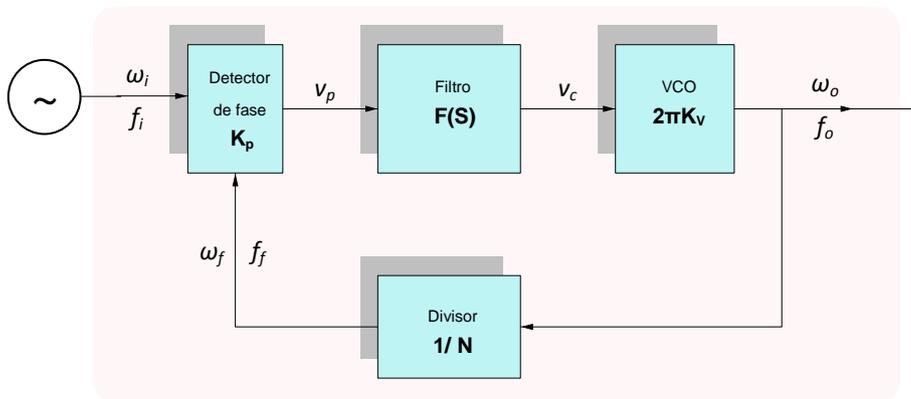
Los sintetizadores de frecuencias son una de las aplicaciones más comunes de los PLL (del inglés *Phase-Locked Loop*) o *bucles enganchados en fase*. Los PLL son sistemas electrónicos que permiten generar señales de frecuencias o fases muy controladas. Una fuente de señal de frecuencia estable es muy necesaria en muchos sistemas de telecomunicaciones, por ejemplo, en un transmisor de señales. Sin embargo, los osciladores de microondas y RF de alta potencia generalmente tienen muy poca estabilidad en frecuencia. Para corregir este defecto se utiliza la técnica del *enganche en fase del oscilador*. [4]

El objetivo del enganche en fase de un oscilador (VCO) a un oscilador local de bajo ruido, es la reducción del ruido de FM del VCO. Normalmente la potencia inyectada del oscilador local es mucho menor que la potencia de salida del VCO que se desea controlar. Los campos de aplicación del PLL son enormes, desde la generación de frecuencias de referencia y relojes

en sistemas digitales, hasta la síntesis de frecuencia para sistemas de comunicación, incluyendo aplicaciones para modulaciones y demodulaciones angulares. De hecho, los PLLs en sus múltiples variantes están siempre presentes en el corazón de los sistemas de comunicación analógicos y digitales modernos.

9.1. Estructura general del Sintetizador de Frecuencias

Aunque los PLLs aceptan múltiples variantes, la idea fundamental en cualquier PLL es tomar los valores de fase/frecuencia de las señales y hacer que dichas fases/frecuencias se realimenten y cumplan una relación de lazo cerrado. En la Figura 9.1 se muestra el esquema general de un PLL. [26]



Un sintetizador de frecuencias basado en PLL estaría constituido por los siguientes elementos:

Oscilador de bajo ruido: Un oscilador es un dispositivo que convierte potencia de DC en señal de RF perfectamente sinusoidal. En los osciladores de estado sólido esto se consigue usando dispositivos activos no lineales, como diodos o transistores, junto con un circuito pasivo. A baja frecuencia, los circuitos osciladores básicos de transistores generalmente se usan con resonadores de cristal, para mejorar la estabilidad de la frecuencia y disminuir la respuesta de ruido. A frecuencias altas, los diodos y los transistores presentan resistencia negativa y se pueden usar con una cavidad, línea de transmisión o resonadores dieléctricos para producir oscilaciones de frecuencia fundamental de hasta 100 GHz.

La estabilidad de frecuencia que típicamente alcanzan los osciladores suele ser de 2 PPM / °C a 0.5 PPM / °C, mientras que el ruido de fase característico suele estar entre -80 dBc / Hz y -110 dB / Hz a 10 kHz de separación de la portadora.

Detector de fase: Es un dispositivo electrónico que mide la diferencia entre las fases de dos señales de entrada. Da una señal eléctrica proporcional a esta diferencia de fase. También puede ser parcialmente sensible a diferencias de frecuencias detectadas. La relación entre el error de fase (o diferencia entre las fases a la entrada) y la tensión de salida es un factor característico de cada detector de fase. Además, las señales de salida de los detectores de fase no suelen ser señales continuas sino pulsantes, del tipo PWM, por lo tanto se ha de medir los valores medios en vez de sus valores instantáneos. Si la salida del detector de fase es en tensión, la relación entre el error de fase y el valor medio de la tensión de salida se podría escribir como:

$$K_p = \frac{v_p}{\Delta\varphi}$$

Dado que la fase y la pulsación instantáneas están relacionadas, por:

$$\varphi = \int \omega(t) dt$$

en el dominio de *Laplace*, esta expresión se transforma en $\varphi = \omega/s$. Por tanto, en el detector se cumple que: $K_p = \frac{v_p}{\frac{1}{s}\Delta\omega}$ y por tanto en AC queda: $\frac{v_p}{\Delta\omega} = \frac{K_p}{s}$

Filtro de lazo: Típicamente, es un filtro paso-bajo que, a *grosso modo*, extrae el valor medio de las señales a la salida del detector de fase, eliminando rizados que producen *jitter* a la salida del PLL. Además juega un papel esencial en determinar la estabilidad, tiempos de respuesta y características dinámicas del PLL.

VCO: Este dispositivo es un oscilador cuya frecuencia puede ser controlada eléctricamente por tensión (*Voltage Controlled Oscillator*) según la siguiente relación:

$$\omega_o = v_c \cdot 2\pi K_V$$

Su parámetro K_V se puede determinar como:

$$K_V = \frac{\Delta f}{\Delta V_c}$$

Divisor: Este elemento es un divisor de frecuencia digital, que divide por un factor determinado. Este dispositivo puede considerarse como *una red β* de ganancia N^{-1} . La relación entre su entrada y salida es $\omega_f = \frac{1}{N} \omega_o$. Por tanto el conjunto del PLL debería tener una ganancia aproximada a N , tanto en frecuencia como en fase. En un sintetizador de frecuencias podemos variar N , que representa el desbordamiento de un contador o preescalador, para conseguir frecuencias de salida mayores o menores.

1. Relaciones básicas de un Sintetizador de Frecuencias

Por definición, la relación básica de un sintetizador será la relación entre la frecuencia de la señal que sale y la frecuencia entrante, $\frac{\omega_o}{\omega_i}$. Fijándonos en el diagrama de bloques del PLL, podemos ver que:

$$\omega_o = v_c \cdot 2\pi K_V = v_p \cdot F(\omega_i) \cdot 2\pi K_V = \left(\omega_i - \frac{\omega_o}{N}\right) \cdot \frac{K_p}{s} \cdot F(\omega_i) \cdot 2\pi K_V$$

Despejando resulta:

$$\begin{aligned} \omega_o \cdot \left(1 + \frac{K_p}{s} \cdot F(\omega_i) \cdot 2\pi K_V \cdot \frac{1}{N}\right) &= \omega_i \cdot \frac{K_p}{s} \cdot F(\omega_i) \cdot 2\pi K_V \\ \Rightarrow \omega_o &= \frac{K_p \cdot 2\pi K_V \cdot F(\omega_i)}{s + K_p \cdot 2\pi K_V \cdot F(\omega_i) \cdot \frac{1}{N}} \omega_i \end{aligned}$$

Llamando $K = K_p \cdot 2\pi K_V$ resulta la expresión final:

$$\omega_o(s) = \frac{K \cdot F(\omega_i)}{s + K \cdot F(\omega_i) \cdot \frac{1}{N}} \omega_i(s)$$

Siendo ésta la función de transferencia general de cualquier PLL. Esta función de transferencia describe un sistema con característica paso-bajo, respecto a la relación de frecuencia de salida frente a la frecuencia de entrada. Aplicando el teorema de valor final, se puede comprobar que:

$$\omega_o = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \omega_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K \cdot F(\omega_i)}{s + K \cdot F(\omega_i) \cdot \frac{1}{N}} \frac{\omega_i}{s} = N \cdot \omega_i$$

Es decir que en régimen permanente la fase de salida será $f_o = N \times f_i$ y por tanto también ocurrirá que $\varphi_o = N \times \varphi_i$.

El sintetizador de frecuencias que trae implementado tanto la unidad de transmisión como la unidad de recepción en el entrenador ME1000 tiene un rango de frecuencias que va desde 816 MHz a 922 MHz (Véase el Anexo de este proyecto: Especificaciones Técnicas de los Equipos). Asimismo el sintetizador tiene una resolución de 0,1 MHz. El diseño teórico de este sintetizador basado en PLL consistiría en tomar un oscilador de bajo ruido que oscilara a 0,1 MHz y, mediante un divisor de frecuencia programable, multiplicar la frecuencia hasta un máximo de 922 MHz. El problema es que se necesitaría un contador muy grande que contara desde 8160 hasta 9220 y esto haría que empeorara la respuesta transitoria. Para no usar contadores tan grandes se suele seleccionar VCOs que tengan un cierto offset de frecuencia (ω_v). Incluso los detectores de fase suelen tener tensiones de offset (V_d). Ambos offsets hacen que el VCO oscile a una frecuencia central ω_c y en régimen permanente su salida toma el valor $\omega_o = \omega_c + N \cdot \omega_i$, donde $\omega_c = V_d 2\pi K_v + \omega_v$. Partiendo de este resultado, podemos diseñar un PLL similar al de nuestro equipo entrenador con sólo escoger $f_c = 815,9 \text{ MHz}$ y $f_i = 0,1 \text{ MHz}$. Recuerde que el uso de contadores pequeños en los PLL mejora la respuesta transitoria de los mismos, como se deduce de la expresión general de los PLL.

2. Esquema del VCO

Uno de los archivos de diseño que nos aporta Dream Catcher es un esquema del VCO. Como hemos visto, el VCO es quien genera las señales en el PLL con la potencia suficiente como para alimentar la salida del sintetizador de frecuencias. Sin embargo, el esquema no se encuentra completo pues utiliza diseños de componentes personalizados que no están disponibles en el ADS. En concreto, las bobinas son de diseño propio, existen cuatro condensadores que tampoco están definidos en el esquema y el diodo varactor no pertenece a las librerías de ADS. La razón por la cual hemos incluido el esquema es que el lector pueda hacerse una idea de la tecnología y la estructura del dispositivo. [16]

El esquema del VCO se muestra en la página siguiente:

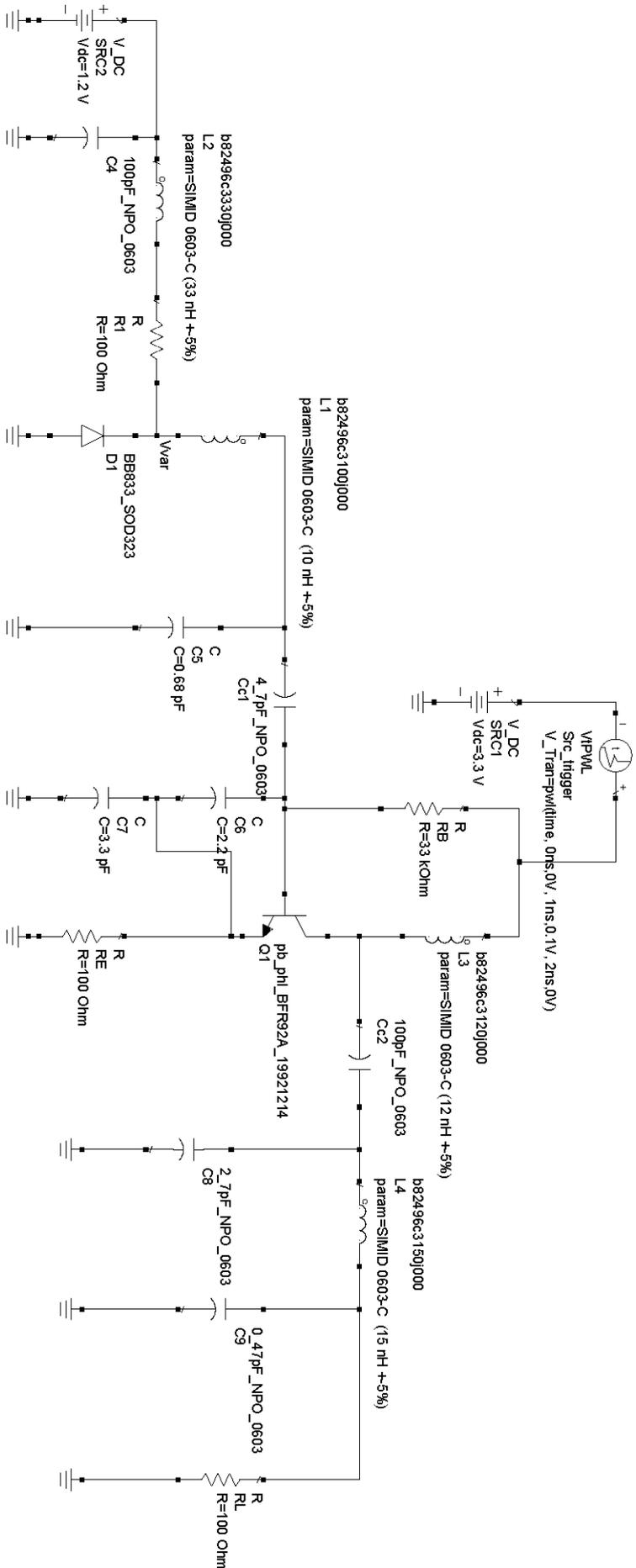


Figura 9.2 – Esquema del VCO del sintetizador de frecuencias

9.2. Práctica 12: Caracterización de un Sintetizador de Frecuencias usando el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de circuitos de RF [9]

Práctica 12

Caracterización de un Sintetizador de Frecuencias usando el Analizador de Espectros

Objetivo

- i) Medir el nivel de potencia de salida, las frecuencias armónicas y el ruido de fase de un sintetizador de frecuencias.

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Analizador de Espectros Agilent E4440A PSA Series Spectrum Analyzer 3Hz – 26,5GHz (con la opción Analizador de Ruido de Fase)
- iii) Equipo Transceptor de RF ME1000 (Unidad de Recepción)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- ii) 1 x Cable USB
- iii) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado.

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

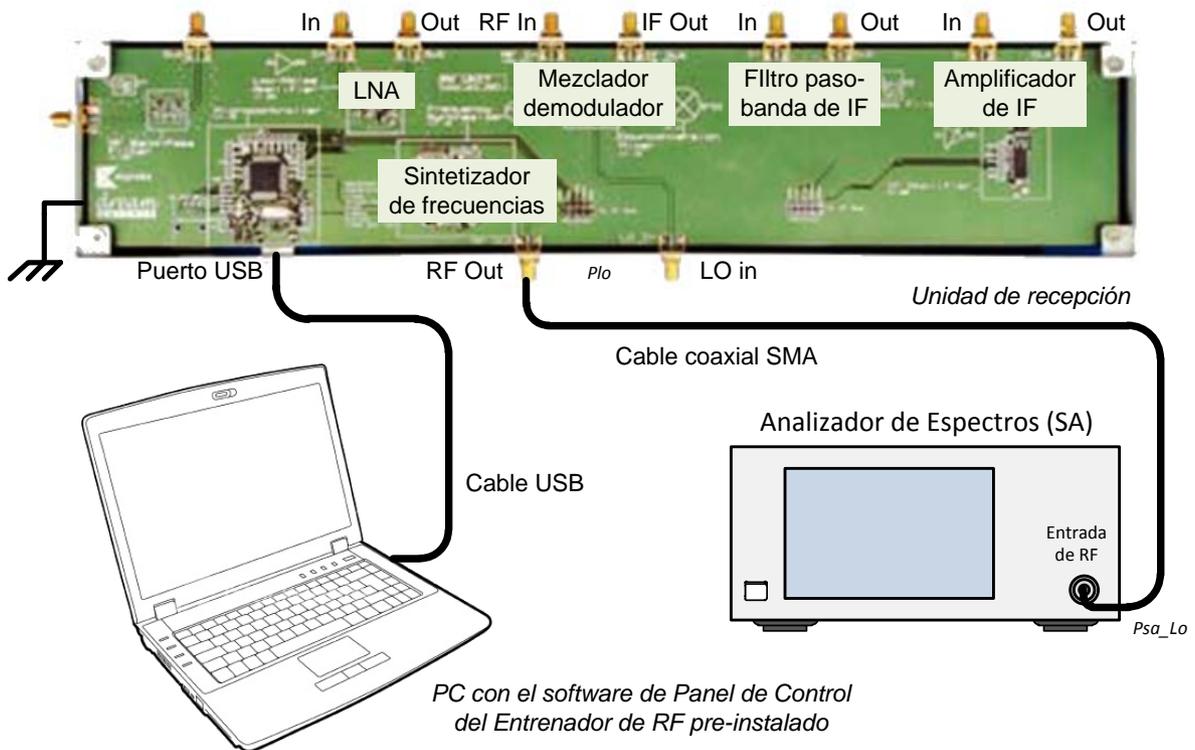


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar Medidas en el Sintetizador de Frecuencias usando un Analizador de Espectros

2. Determinar el Nivel de Salida del Oscilador Local (LO) usando un Analizador de Espectros

1. Conecte el sintetizador de frecuencias directamente al analizador de espectros (SA), tal y como se muestra en la Figura 1.
2. En su PC, ejecute la aplicación Panel de Control del Entrenador de RF. Seleccione la unidad RX en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. En el área de control del sintetizador de frecuencias, haga clic sobre **Frequency Synthesizer Off/On** para conectar el sintetizador. A continuación, verá el LED del sintetizador de frecuencias encenderse en la PCB del entrenador. Ajuste la frecuencia a 818 MHz.

3. Configure el SA con las siguientes especificaciones:

Frecuencia central:	818 MHz
Intervalo de frecuencias:	10 MHz
RBW:	100 kHz
Atenuación:	30 dB

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [818] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [30] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}

Ejercicios

- a) ¿Qué nivel de potencia muestra el SA?

Nivel del LO medido con el SA, Psa_LO @818 MHz = -6,50 dBm

Nota: Use la función de marcador “Buscar Pico” si es necesario.

- b) Determine el nivel de potencia real de salida del LO.

- c) Potencia de salida real del LO,

$$\begin{aligned}
 P_{lo} &= P_{sa_LO} + L_{adapter} + L_{cable_sa} \\
 &= \underline{-6,50} \text{ dBm} + \underline{0,27} \text{ dB} + \underline{0,80} \text{ dB} \\
 &= \underline{-5,43} \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

Donde,

$L_{adapter}$ = Pérdidas debidas al adaptador de N a SMA, halladas en la práctica 1.

L_{cable_sa} = Pérdidas en el cable SA, halladas en la práctica 1.

- Cambie la configuración de Span a Full Span en el SA para observar los tonos armónicos.

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Intervalo frecuencias: [Freq/Dist] > {More} > {Full Span}

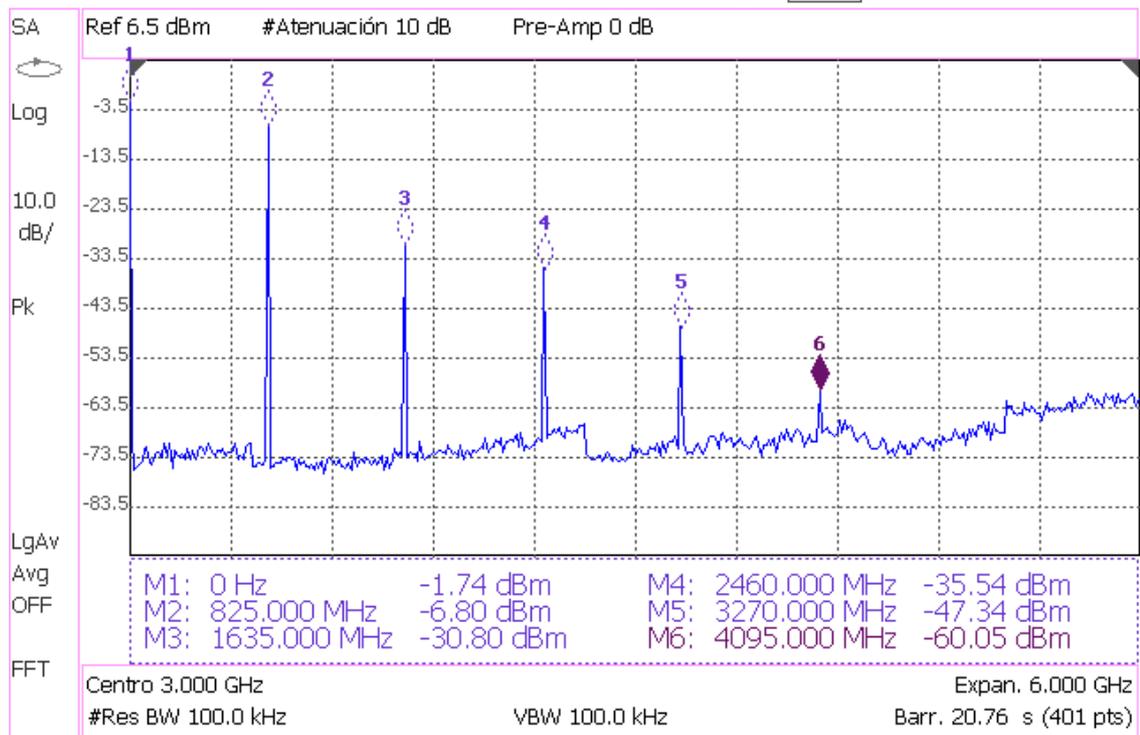
Atenuación: [Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] or {auto} > {dB}

Ejercicio

- Esboce los tonos armónicos y mida sus respectivos niveles de potencia.

Agilent Technologies: N9912A

42%  Mon, 13 Dec 2010 2:39:32



3. Medida del Ruido de Fase

1. Realice las mismas conexiones que en la Figura 1.
2. Use las siguientes especificaciones para el Analizador de Ruido de Fase:

Frecuencia de la portadora:	818 MHz
Frecuencia de separación inicial:	10 kHz
Frecuencia de separación final:	100 kHz
Posición de referencia:	-80 dBc/Hz
Escala:	3 dB/división

Configuración E4440A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo:	[Mode] > {Phase Noise}
Frecuencia portadora:	[FREQUENCY] > {Carrier Freq} > [818] > {MHZ}
Separación inicial:	[SPAN] > {Start Offset} > [10] > {KHZ}
Separación final:	[SPAN] > {Stop Offset} > [100] > {KHZ}
Referencia:	[AMPLITUDE] > {Ref. Value} > [+/-] > [80] > {dB}
Escala:	[AMPLITUDE] > {Scale/Div} > [3] > {dB}

Ejercicios

- a) ¿Qué ruido de fase muestra el Analizador de Ruido de Fase a 100 kHz de separación?

Ruido de fase @100 kHz de separación = -107,81 dBc/Hz

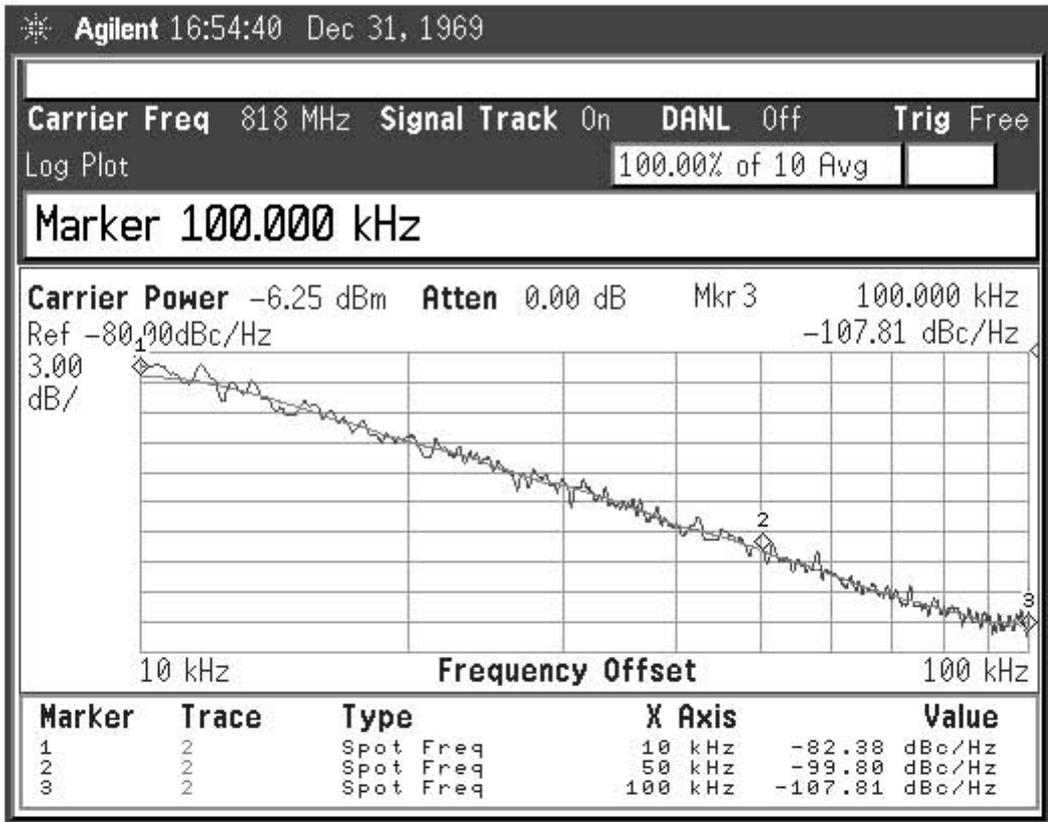
Nota: Use la tecla **[Marker]** para localizar los valores.

- b) ¿Qué ruido de fase muestra el Analizador de Ruido de Fase a 50 kHz de separación?

Ruido de fase @50 kHz de separación = -99,80 dBc/Hz

- c) ¿Qué ruido de fase muestra el Analizador de Ruido de Fase a 10 kHz de separación?

Ruido de fase @10 kHz de separación = -82,38 dBc/Hz



Capítulo 10

La Antena

Las antenas son un tipo muy particular de circuitos cuya misión más importante es generar ondas de radiación con alto rendimiento. Además tienen, en muchos casos, la posibilidad de dirigir esa radiación en una dirección o direcciones preferentes. Si partimos de la idea de que todo elemento de corriente variable en el tiempo genera una onda radiada, cualquier circuito eléctrico produce una radiación electromagnética. Normalmente, en circuitos electrónicos de informática, control o comunicaciones, esa radiación es muy pequeña. Las antenas son circuitos diseñados para conseguir una fuerte radiación, de forma que la mayor parte de la potencia de entrada se traduce en una onda radiada. Para determinar la forma en que radia una antena debemos sumar todas las contribuciones de todos los elementos de corriente que forman la antena. [4]

Cuando consideramos la antena limitada a un cierto volumen y miramos el campo eléctrico que produce a una distancia grande, la forma de la onda generada se parece mucho a una

onda esférica. En esta onda los frentes de fase son esferas centradas en el centro de la antena y la amplitud y la fase dependen de la distancia a la antena de la misma forma en todas las direcciones. La amplitud y fase pueden ser diferentes en una misma dirección, pero el campo eléctrico es siempre perpendicular a la dirección de propagación, que es la del radio de la esfera. Dado que la antena receptora sólo intercepta una pequeña porción de la superficie de la esfera podemos considerar que al receptor llegan ondas planas. Estas condiciones son las que se denominan de *Campo Lejano*. Por tanto, una antena puede considerarse por un lado como un elemento de un circuito eléctrico y por otro lado como una interfaz para la propagación de ondas planas.

La forma que puede tomar una antena es muy variada y estamos acostumbrados a ver antenas de hilos, como los monopolos y dipolos, antenas conectadas a guías de onda, como las bocinas, y antenas más complejas como las formadas por reflectores parabólicos. En cualquier caso, siempre encontramos un par de terminales o una conexión a una línea de transmisión que será la puerta de entrada a la antena.

10.1. Práctica 13: Medida de la Reflexión de una Antena con el Analizador de RF

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 13

Medida de la Reflexión de una Antena con el Analizador de RF

Objetivo

- i) Medir la reflexión de una antena con un analizador de RF (RFA) para caracterizar la misma

Equipo necesario

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 4 GHz (con la opción NA)

Accesorios requeridos

- i) 1 x Antena de 868 MHz

1. Introducción

Instalación Básica de los Equipos

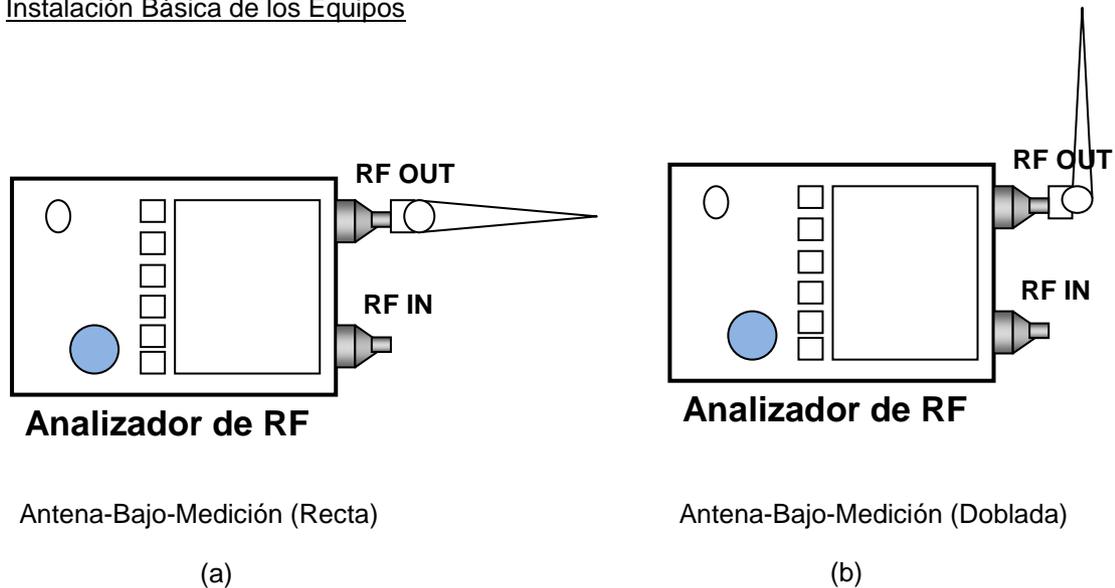


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Realizar la Medida de la Antena

El puerto RF OUT del RFA genera una onda sinusoidal. La onda interactúa con el dispositivo-bajo-test (DUT) y el puerto RF IN del RFA captura el resultado. Por tanto, RF OUT se conecta siempre con la entrada del DUT y RF IN se conecta con la salida del DUT.

En esta práctica, necesitamos seleccionar el modo Analizador de Redes (**NA**) en el RFA. Antes de proceder a realizar una medida de la transmisión, S_{21} , llevaremos a cabo los procesos de calibración descritos en la práctica 2 con los cables de ambos puertos RF OUT y RF IN del RFA. En el puerto RF OUT del RFA tanto el cable como los conectores deben de ser de alta calidad y tan cortos como sea posible.

Nota:

Si su RFA viene con la opción 111 ('QuickCal'), antes de medir la reflexión, S_{11} , debería realizar una calibración externa del puerto RF OUT. El proceso de calibración 'QuickCal' lo vimos en detalle en la práctica 2.

En el RFA, la correcta visualización de las señales se consigue con las teclas **[Freq/Dist]**, **[Scale/Amptd]**, y **[Marker]**. Entre las opciones de la tecla **[Scale/Amptd]** resulta muy útil la opción **{Autoscale}** aunque a medida que vayamos cogiendo soltura en el manejo de los controles dejaremos de usarla.

Nota:

Use marcadores para obtener la lectura a una frecuencia o amplitud particular (tecla **[Marker]**). Para buscar puntos máximos y mínimos use la Función Marcador (tecla **[Marker]**) u Opciones de Búsqueda de Marcador (tecla **[Mrk->/Tools]**).

2. Medida de la Reflexión

1. Asigne al RFA (N9912A) el modo NA para medir S_{11} .
2. Conecte la antena al N9912A como se muestra en la Figura 1(a).
3. Use las siguientes especificaciones para determinar la magnitud la reflexión de la antena:

Medida:	S_{11}
Formato:	Magnitud logarítmica
Frecuencia inicial:	500 MHz
Frecuencia final:	1.5 GHz
Potencia de salida:	BAJA (corresponde a -20 dBm)
Escala:	Autoescala

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Modo NA:	[Mode] > {NA} > {S11}
Formato:	[Meas Setup 4] > {Format} > {LogMag}
Frecuencia inicial:	[Freq/Dist] > {Start} > [700] > {MHz}
Frecuencia final:	[Freq/Dist] > {Stop} > [1.5] > {GHz}
Nivel de potencia:	[Meas Setup 4] > {Output Power} > {Low}
Escala:	[Scale/Amptd] > {Autoscale}

Calibración a ejecutar: **Calibración Rápida**

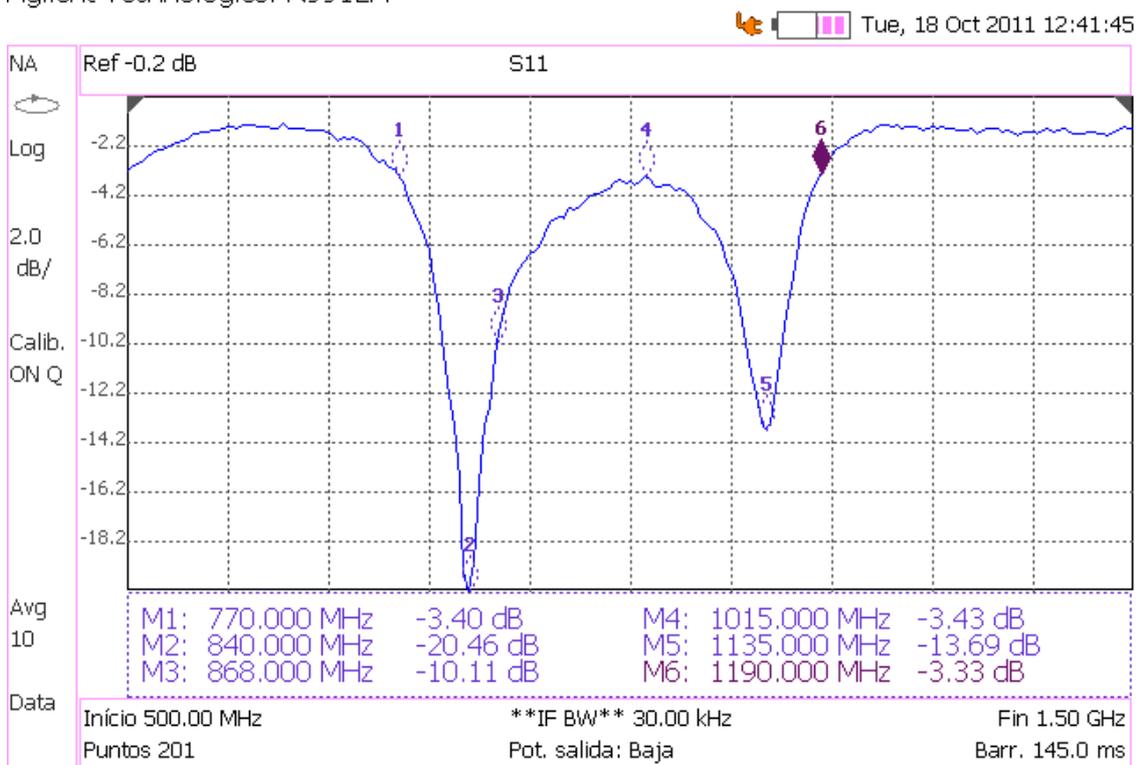
EjerciciosObservaciones/registro de datos – Posición recta

- a. Represente la magnitud logarítmica de la reflexión, $20 \log|S_{11}|$, vs. la frecuencia. Use la función de Marcador para determinar el punto de máxima reflexión, o mínimas pérdidas de retorno.

Pérdidas de retorno mínimas, $-20 \log|S_{11}| = \underline{3,43}$ dB

a la frecuencia = 1015 MHz

Agilent Technologies: N9912A



- b. A partir de las pérdidas de retorno mínimas, indique qué frecuencia/s sintoniza la antena.

En una antena la potencia que se disipa se transforma en ondas electromagnéticas que se radian al exterior. Si conectamos directamente una fuente de alimentación a la antena, la potencia promedio que la fuente entrega a la antena la podemos expresar como:

$$P_{entregada} = \frac{1}{2} \frac{V_s^2}{4Z_o} (1 - |\Gamma_{in}|^2)$$

donde V_s es la tensión de la fuente, Z_o es la impedancia interna de la fuente y Γ_{in} es la reflexión de entrada de la antena cuando la impedancia característica de la línea es Z_o .

Puesto que hemos medido las pérdidas de retorno de la antena, $10 \log |\Gamma_{in}|^2$, con el RFA configurado en potencia baja, es decir, con una fuente de tensión $V_s = 44,72 \text{ mV}$ e impedancia de salida Z_o , podemos calcular la potencia entregada a la antena a las distintas frecuencias.

Si consideramos que la antena es capaz de sintonizar todas aquellas frecuencias que tienen unas pérdidas de retorno superior a 3,43 dB, que es lo mínimo que se registra dentro del intervalo, el intervalo de frecuencias que estas antenas puede detectar es de 770 MHz a 1190 MHz.

La magnitud logarítmica de la reflexión a 868 MHz es de -10,11 dB, lo cual es bastante aceptable.

- c. Según la expresión $c = f\lambda$, estime la longitud necesaria de la antena de hilo para trabajar a la frecuencia de sintonía. ¿Guarda relación la longitud de la antena con las amplitudes de reflexión medidas?. Explique su respuesta.

Si se trata de una antena de media onda, la antena ha de medir al menos la mitad de la longitud de onda de las frecuencias que sintoniza. Dado que mide 0,21 cm sólo puede sintonizar frecuencias superiores a 715 MHz.

Por otra parte, la longitud de la antena nos permite escalar el eje de frecuencias de la función de reflexión, $\Gamma(\omega l)$.

4. Realice el siguiente ajuste para mostrar la relación de onda estacionaria (SWR).

Formato: VSWR

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {VSWR}

Ejercicio

Observaciones/registro de datos – Posición recta

- a. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria a la frecuencia de sintonía, 868 MHz?

SWR a la frecuencia de sintonía = 1: 1,92

5. Realice el siguiente ajuste para mostrar la Carta de Smith y medir la impedancia de entrada.

Formato: Carta de Smith

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Formato: [Meas Setup 4] > {Format} > {Smith}

6. En la Carta de Smith se observa la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión. A partir de esta lectura, podemos pasar el coeficiente de reflexión a su forma compleja y finalmente transformar el coeficiente de reflexión en una impedancia de entrada Z_{in}

por medio de $Z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{11}}{1 - \Gamma_{11}} \cdot Z_o$, donde Z_o es 50 Ω .

Ejercicios

Observaciones/registro de datos – Posición recta

- a. ¿Cuál es la impedancia a la frecuencia de sintonía, 868 MHz?

Coeficiente de reflexión a la frecuencia de sintonía = 0,31 | 42,28 °

Impedancia a la frecuencia de sintonía = (70,91 + j 32,72) Ω

- b. ¿Cuál es la impedancia ideal en la banda de paso?

Impedancia ideal en la banda de paso = (50 + j 0) Ω

- Doble la antena en posición vertical como en la figura 1(b). Repita los pasos del 2 al 6 y apunte sus resultados.

Ejercicios

Observaciones/registro de datos – Posición doblada

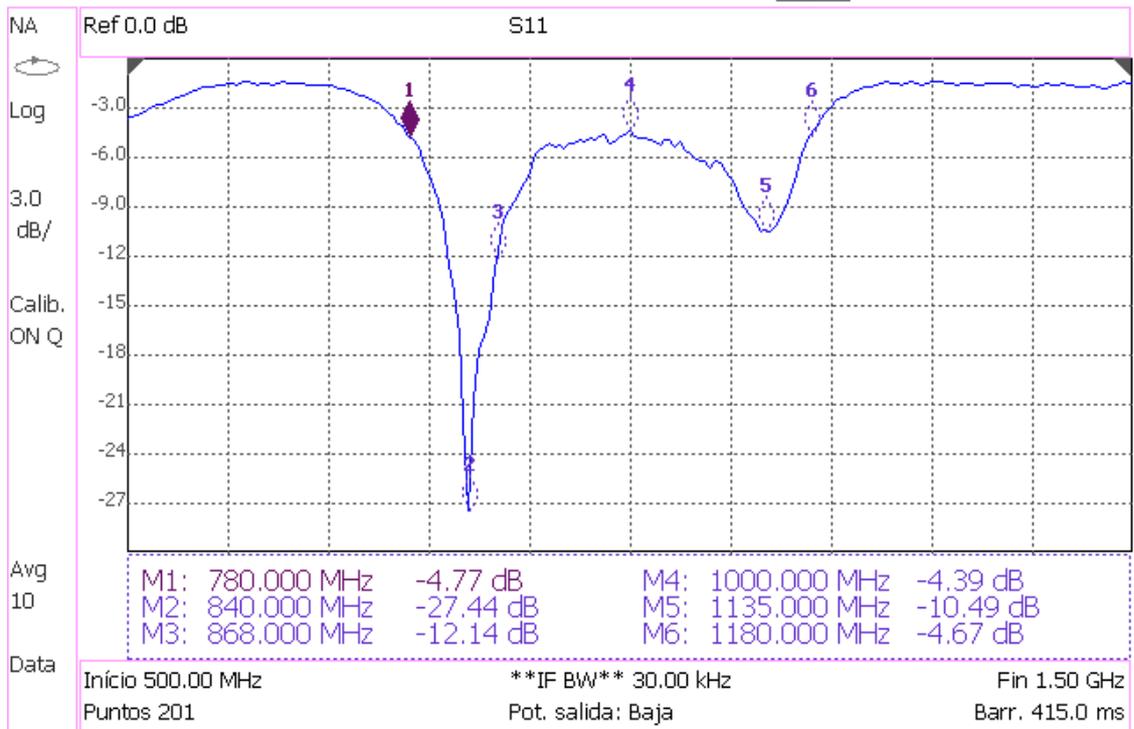
- Represente la magnitud logarítmica de la reflexión, $20 \log|S_{11}|$, vs. la frecuencia. Use la función de Marcador para determinar el punto de máxima reflexión, o mínimas pérdidas de retorno.

Pérdidas de retorno mínimas, $-20 \log|S_{11}| = \underline{4,39}$ dB

a la frecuencia = 1000 MHz

Agilent Technologies: N9912A

Tue, 18 Oct 2011 12:53:11



- b. A partir de las pérdidas de retorno mínimas, indique qué frecuencia/s sintoniza la antena.

Si la antena radia la potencia que recibe y

$$P_{entregada} = \frac{1}{2} \frac{V_s^2}{4Z_0} (1 - |\Gamma_{in}|^2)$$

entonces, cuanto menor sea $|\Gamma_{in}|$ mayor potencia se radia. A 868 MHz la magnitud logarítmica de la reflexión es de $-12,14$ dB, lo cual es bastante aceptable.

Si consideramos que la antena es capaz de sintonizar todas aquellas frecuencias que tienen unas pérdidas de retorno superior a 4,39 dB (que es lo mínimo que se registra dentro del intervalo) el intervalo de frecuencias que estas antenas pueden detectar es de 780 MHz a 1180 MHz.

- c. ¿Los resultados son similares a los medidos anteriormente con la antena extendida?. Comente, y explique su respuesta.

Los resultados medidos son similares en ambos casos, pero para conseguir que fueran similares hemos tenido que mantener las distancias con respecto a las paredes y al suelo iguales en ambas medidas. Ya que la cercanía, por ejemplo, a las paredes hacía variar la reflexión y al doblar la antena tuvimos también que reorientar la misma hacia otro lugar del laboratorio.

- d. ¿Cuál es la relación de onda estacionaria en la frecuencia de sintonía, 868 MHz?

SWR en la frecuencia de sintonía = 1: 1,64

- e. ¿Cuál es la impedancia a la frecuencia de sintonía, 868 MHz?

Coeficiente de reflexión a la frecuencia de sintonía = 0,25 | 46,94 °

Impedancia a la frecuencia de sintonía = (65,00 + j 25,33) Ω

- f. ¿Cuál es la impedancia ideal en la banda de paso?

Impedancia ideal en la banda de paso = (50 + j 0) Ω

10.2. Práctica 14: Medida de la Ganancia de una Antena con el Analizador de Espectros

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 14

Medida de la Ganancia de una Antena con el Analizador de Espectros

Objetivo

- i) Estimar la ganancia de una antena mediante un analizador de espectros (SA)

Equipos necesarios

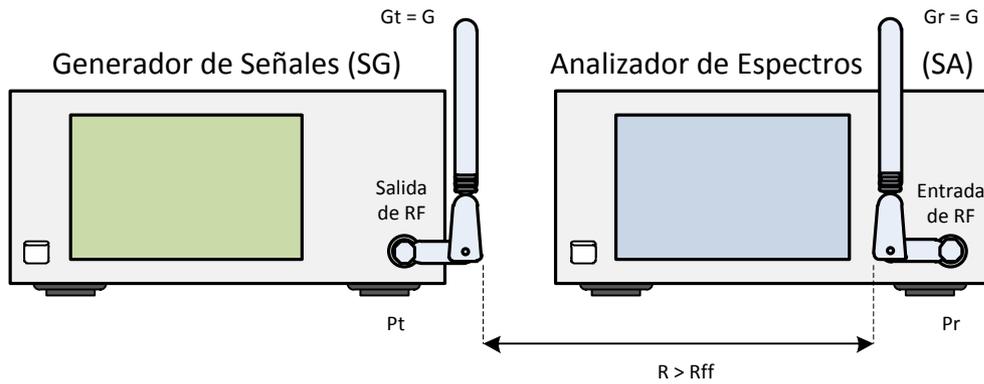
- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Generador de Señales de RF Agilent E4438C

Accesorios requeridos

- i) 2 x Antenas de 868 MHz

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos



$G_t = G_r = G$:	Ganancia de la antena transmisora y receptora (idénticas, misma ganancia)
P_t :	Potencia suministrada a la antena transmisora
P_r :	Potencia recibida con la antena receptora
R_{ff} :	Distancia de campo-lejano

Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Medir una Antena usando SA

2. Estimación de la Ganancia con un SA

En la Figura 1 se muestra las conexiones que se han de realizar para estimar la ganancia de una antena. Primero, calcule la distancia de campo-lejano, Rff. Usando 868 MHz:

Longitud de onda @868 MHz, $\lambda = \underline{0,346}$ m (calcule usando el $\lambda = c/f$)

Longitud de la antena, D = 0,21 m

Las características técnicas de antena suministradas:

Rango de frecuencias =806 a 960 MHz

Ganancia = 2.5 dBi

VSWR = < 2

Polarización = Vertical

Longitud = 210 mm

Distancia de campo-lejano, Rff = 0,255 m (calcule usando $\frac{2D^2}{\lambda}$, donde D es la dimensión física real de la antena)

- Use las siguientes especificaciones para el generador de señales (SG):

Frecuencia de la CW: 868 MHz

Potencia: 10 dBm

Configuración E4438C:	"[]": Teclado; "{ }": Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset]
Frecuencia:	[Frequency] > [868] > {MHZ}
Amplitud:	[Amplitude] > [10] > {dBm}
Activar salida:	[RF On/Off]

- Use las siguientes especificaciones para el SA:

Frecuencia central: 868 MHz

Intervalo de frecuencias: 10 MHz

Atenuación de entrada: 10 dB (o auto)

RBW: 100 kHz (o auto)

Promedio: Activado

Configuración N9912A:	"[]": Teclado; "{ }": Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}
Atenuación:	[Scale/Amptd] > {RF Atten} > [10] > {dB}
RBW:	[BW 2] > {Res BW} > [100] > {KHZ}
Promedio:	[Trace 6] > {State} > {Average}

3. Asegúrese de que la distancia entre la antena transmisora y la receptora, R, es ligeramente mayor que la distancia de campo-lejano, R_{ff}.

Distancia entre las antenas escogida, R = 0,383 m

Ejercicios

- a) ¿Qué frecuencia y qué potencia de pico muestra el SA? Ignore las frecuencias armónicas que aparecen en el SA.

Frecuencia del Pico Fundamental = 868 MHz

Nivel de potencia recibida, Pr = -10,4 dBm

- b) Calcule la ganancia de la antena por medio de la ecuación de Friis como se muestra a continuación:

$$Pr \text{ (dBm)} = Gr \text{ (dB)} + Gt \text{ (dB)} + Pt \text{ (dBm)} - 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$Gr \text{ (dB)} + Gt \text{ (dB)} = Pr \text{ (dBm)} - Pt \text{ (dBm)} + 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$2G \text{ (dB)} = Pr \text{ (dBm)} - Pt \text{ (dBm)} + 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad ; \text{ donde } Gr = Gt = G$$

$$= \underline{-10,4} \text{ dBm} - 10 \text{ dBm} + \underline{22,87} \text{ dB}$$

Ganancia de la antena, G = 1,24 dB

4. Repita los cálculos a diferentes frecuencias y distancias, R.

Ejercicios

a) Rellene la tabla siguiente.

Frecuencia del SG, f (MHz)	Longitud de onda, $\lambda = c/f$ (m)	Distancia de campo lejano calculada, R_{ff} (m)	Distancia entre antenas, R (m)	Potencia de salida medida con SA, Pr (dBm)	Ganancia calculada, G (dBi)
750	0,400	0,221	$1,5 \times R_{ff} = 0,331$	-14,8	-2,23
750	0,400	0,221	$2 \times R_{ff} = 0,441$	-15,6	-1,38
750	0,400	0,221	$2,5 \times R_{ff} = 0,551$	-18,2	-1,72
868	0,346	0,255	$1,5 \times R_{ff} = 0,383$	-10,4	1,24
868	0,346	0,255	$2 \times R_{ff} = 0,510$	-13	1,19
868	0,346	0,255	$2,5 \times R_{ff} = 0,638$	-15	1,15
1100	0,273	0,323	$1,5 \times R_{ff} = 0,485$	-30,2	-6,61
1100	0,273	0,323	$2 \times R_{ff} = 0,647$	-32,6	-6,56
1100	0,273	0,323	$2,5 \times R_{ff} = 0,809$	-37,8	-8,19
1200	0,250	0,353	$1,5 \times R_{ff} = 0,529$	-28,8	-5,15
1200	0,250	0,353	$2 \times R_{ff} = 0,706$	-30,7	-4,85
1200	0,250	0,353	$2,5 \times R_{ff} = 0,882$	-31,6	-4,33
1300	0,231	0,382	$1,5 \times R_{ff} = 0,573$	-30,1	-5,11
1300	0,231	0,382	$2 \times R_{ff} = 0,764$	-31	-4,31
1300	0,231	0,382	$2,5 \times R_{ff} = 0,956$	-31,2	-3,44

b) Cuando la distancia entre las antenas es diferente, ¿resultan las ganancias calculadas ser aproximadamente iguales?. Explique su respuesta.

La ganancia de la antena no depende de la distancia a la que se coloca respecto a otra antena sino de la frecuencia de las señales electromagnéticas. Aunque la ganancia calculada debería ser la misma a diferentes distancias, para una frecuencia dada, existen grandes discrepancias debido a las reflexiones con la tierra.

En la práctica anterior vimos que el rango operativo de frecuencias de la antena doblada era aproximadamente de 790 MHz a 1130 MHz. Fuera de este rango

podemos observar que la ganancia de la antena es menor que 1 (0 dB) y, por tanto, atenúa la señal.

Si quisiéramos obtener medidas más precisas tendríamos que realizar las medidas en una cámara anecoica.

Suposiciones en esta práctica:

- Ambas antenas, la transmisora y la receptora, son idénticas y tienen la misma ganancia.
- La reflexión no se ha tomado en cuenta al calcular la ganancia de la antena.

Capítulo 11

Transceptor de RF Completo

Las comunicaciones inalámbricas implican la transferencia de información entre dos puntos sin conexión directa. Aunque esto se puede lograr usando energía sonora, infrarroja, óptica o de radiofrecuencia, la mayoría de los sistemas inalámbricos modernos se basan en señales de RF o de microondas, normalmente en el rango de UHF hasta frecuencias de onda milimétricas. Debido a la alta ocupación del espectro y a la necesidad de tasas de datos cada vez más altas, la tendencia es a elevar las frecuencias, de forma que la mayoría de los sistemas inalámbricos de hoy en día operan en un rango de frecuencias entre 800 MHz y unos pocos gigahercios. Las señales de RF y microondas ofrecen anchos de banda grandes y tienen la ventaja añadida de poder penetrar la niebla, el polvo, el follaje y hasta cierto punto atravesar edificios y vehículos. [6]

11.1.Práctica 15: Medida del Transmisor-Receptor de RF Completo

ME1000 Diseño de Circuitos de RF [9]

Práctica 15

Medida del Transmisor-Receptor de RF Completo

Objetivo

- i) Analizar el flujo de señal que atraviesa la unidad de transmisión así como la unidad de recepción

Equipos necesarios

- i) Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox 6 GHz (con la opción SA)
- ii) Generador de Señales de RF Agilent E4438C
- iii) Equipo Transceptor de RF ME1000 (Unidad de Transmisión y de Recepción)

Accesorios requeridos

- i) 2 x Antenas de 868 MHz
- ii) 2 x Cables coaxiales con conectores (macho-macho) SMA
- iii) 9 x Cables extensores de 18 cm con conectores (macho-macho) SMA
- iv) 1 x Cable USB
- v) Un PC con sistema operativo Microsoft® Windows XP/Vista® y el software de Panel de Control del entrenador de RF pre-instalado.

IMPORTANTE:

Apague el kit de entrenamiento cuando no esté siendo usado. Si no acciona el ratón o el teclado durante 10 minutos el kit se apaga automáticamente. Asegúrese siempre de que el chasis esté puesto a tierra y la tapa cerrada antes de encender el dispositivo.

1. Introducción

1.1 Instalación Básica de los Equipos

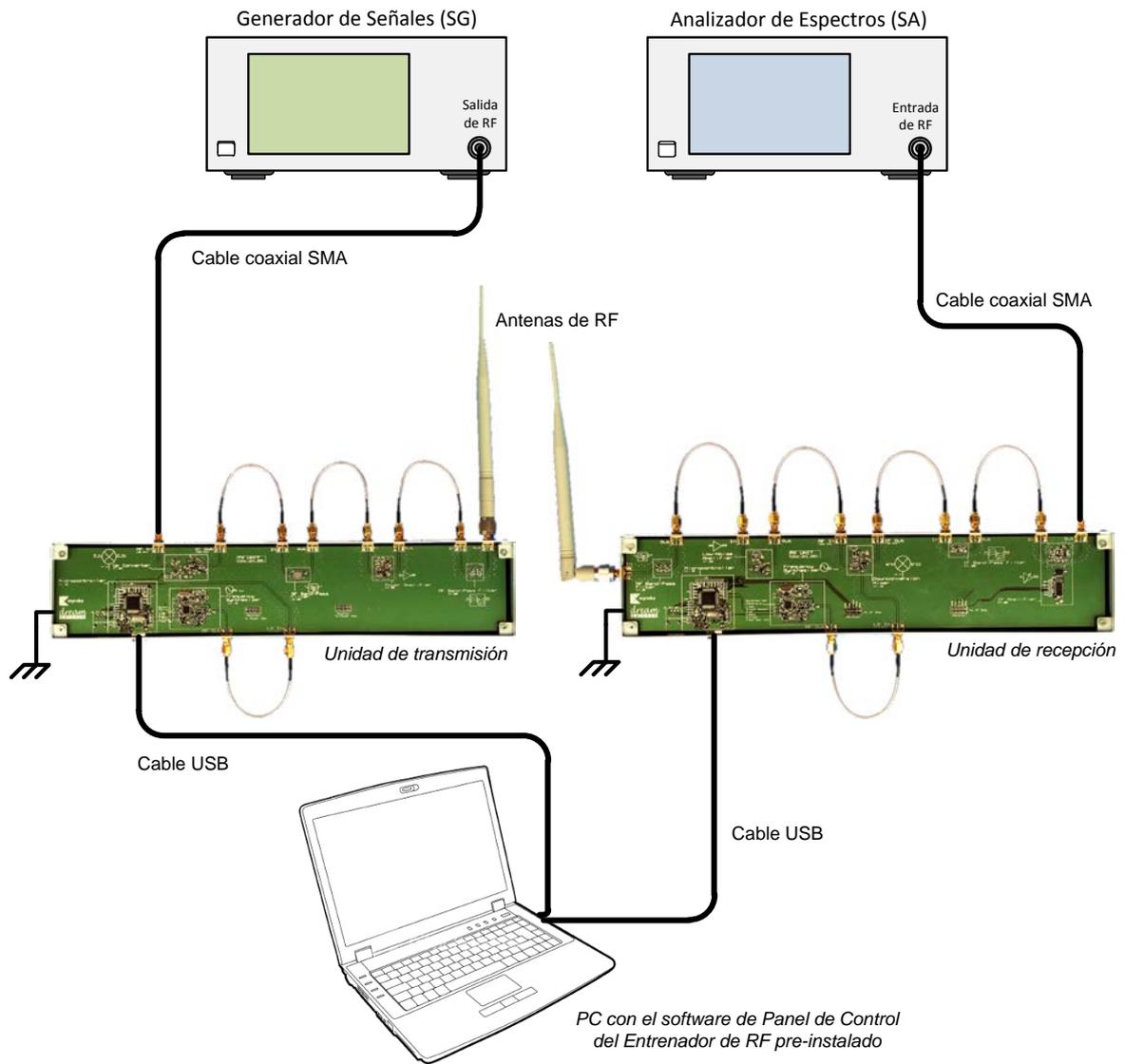
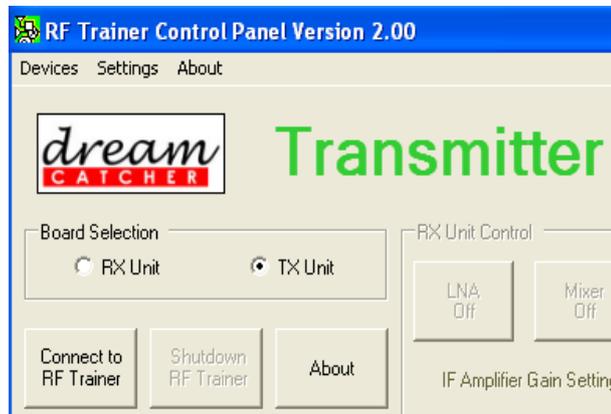


Figura 1 – Disposición General de los Equipos para Medir el Transceptor de Principio a Fin usando un Analizador de Espectros (SA)

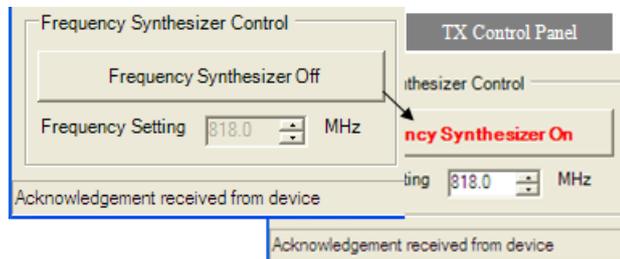
2. Configuración de la Unidad de Transmisión

1. Conecte la unidad de transmisión a su PC mediante un cable USB.
2. Haga clic en el icono **RF_Trainer** que tenemos en el escritorio del PC para abrir una ventana de configuración. Seleccione la **Unidad TX** en el panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. El LED verde parpadeará una vez en la Unidad de Control de la unidad de transmisión, para indicar que la conexión se ha llevado a cabo con éxito.



2.1. Verificación de la Unidad de Transmisión

1. Haga clic en **Frequency Synthesizer Off/On** para encender el sintetizador de frecuencias. Fije la frecuencia en 818 MHz.



2.1.1. Verificación del Sintetizador

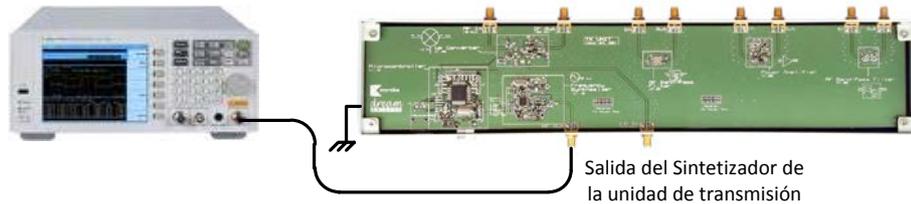
1. Conecte el SA al puerto de Salida del Sintetizador.

Frecuencia central: 818 MHz

Intervalo de frecuencias: 10 MHz

Configuración N9912A:	“[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
Cargar valores iniciales:	[Preset] > {Preset}
Modo:	[Mode] > {SA}
Frecuencia central:	[Freq/Dist] > {Center Freq} > [818] > {MHZ}
Intervalo frecuencias:	[Freq/Dist] > {Freq Span} > [10] > {MHZ}

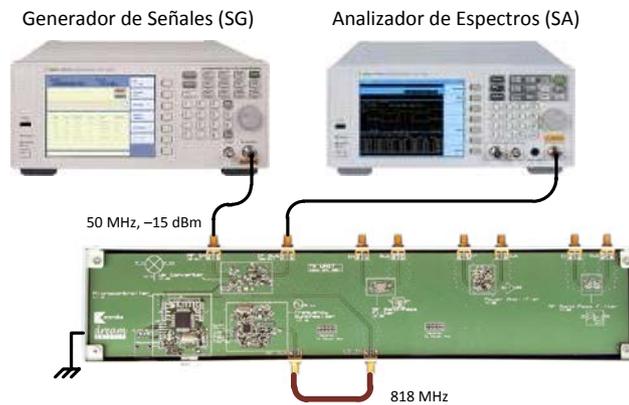
Analizador de Espectros (SA)



2. Compruebe que la señal de salida del sintetizador es correcta.

2.1.2. Verificación del Up-Converter

1. Conecte el SA al puerto de Salida IF del Mezclador.
2. Use un cable jumper SMA para conectar el puerto de Salida del Sintetizador con el puerto de Entrada LO del Mezclador.



3. Conecte el generador de señales (SG) (50 MHz, -15 dBm) al puerto de Entrada RF del Mezclador.

Frecuencia: 50 MHz
 Amplitud: -15 dBm

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia: [Frequency] > [50] > {MHZ}
 Amplitud: [Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}

- Haga clic en **Up-Converter Off/On** para encender el mezclador.
- Compruebe el SA para ver si el mezclador genera productos de intermodulación, es decir, señales de $(\pm n \cdot 818 \pm m \cdot 50)$ MHz.

2.1.3. Verificación del Transmisor de Principio a Fin

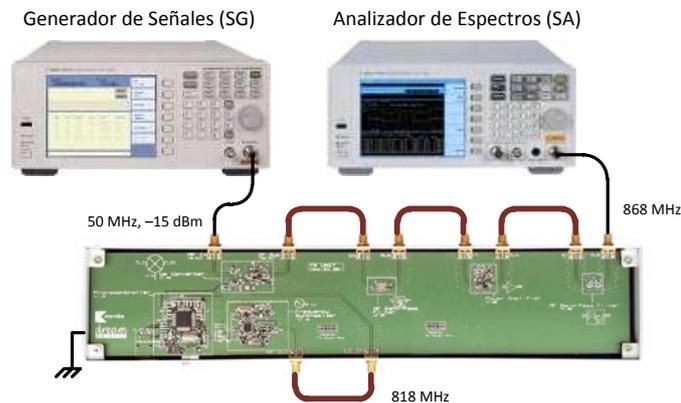
- Conecte el SA al puerto de Salida del Filtro Paso-Banda.

Frecuencia central: 868 MHz

Intervalo de frecuencias: 20 MHz

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla
 Frecuencia central: [Freq/Dist] > {Center} > [868] > {MHZ}
 Intervalo frecuencias: [Freq/Dist] > {Freq Span} > [20] > {MHZ}

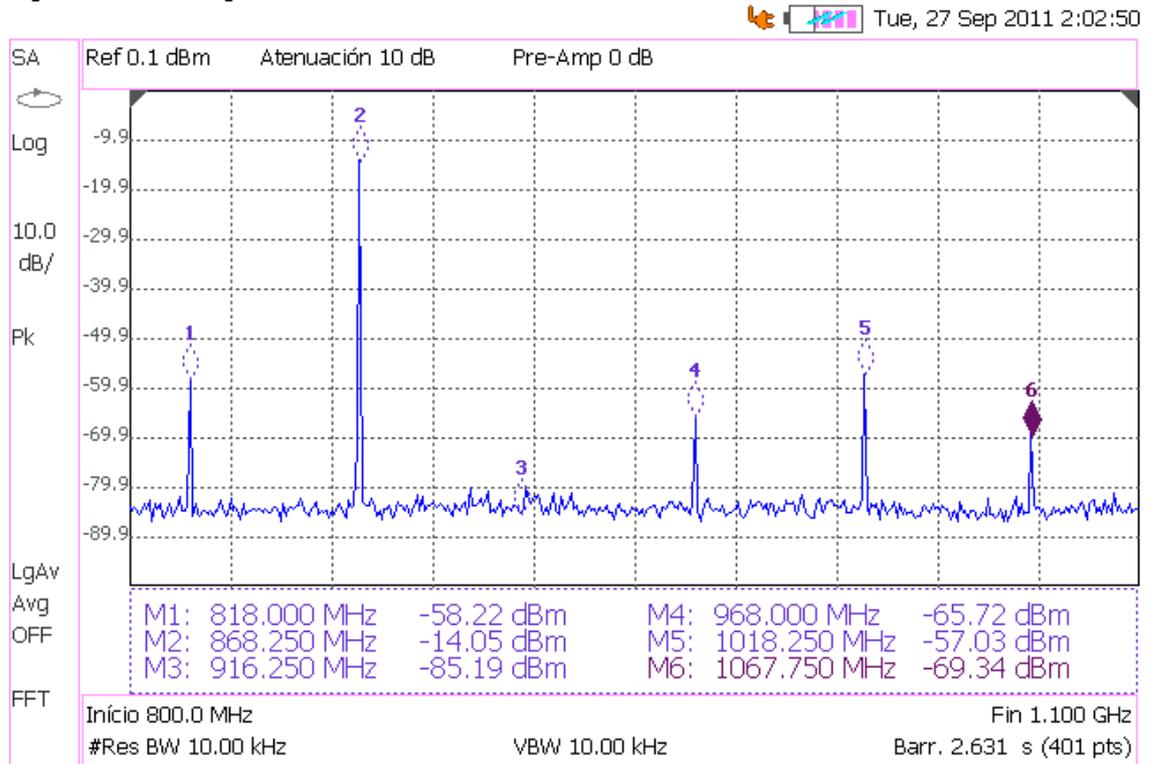
- Use los puentes SMA para conectar todos los puertos de la siguiente forma:



- Haga clic sobre **Power Amplifier Off/On** en el Panel de Control del Entrenador de RF para encender el amplificador de potencia.

- Compruebe con el SA que la salida del SG está siendo desplazada en frecuencia de 50 MHz a 868 MHz.

Agilent Technologies: N9912A



Ejercicios

- Varíe la frecuencia establecida en el sintetizador de frecuencias y observe la salida del mezclador en el SA. ¿Se desplaza la señal de entrada de 50 MHz de acuerdo a las variaciones del oscilador? Explique lo que observa.

Sí, siendo en todo momento la frecuencia de la señal de salida igual a la del oscilador más 50 MHz. En la imagen anterior los armónicos que aparecen se encuentran situados en $(818 + n \cdot 50)$ MHz. El tono de mayor amplitud en realidad está situado en 868,030 MHz, lo que sucede es que para comprobarlo hay que reducir el intervalo de frecuencias.

Para capturar el espectro de frecuencia en el SA mientras varía la frecuencia establecida en el sintetizador, realice el siguiente ajuste en el SA:

Configuración N9912A: **[Trace 6] > {State} > {MaxHold}**

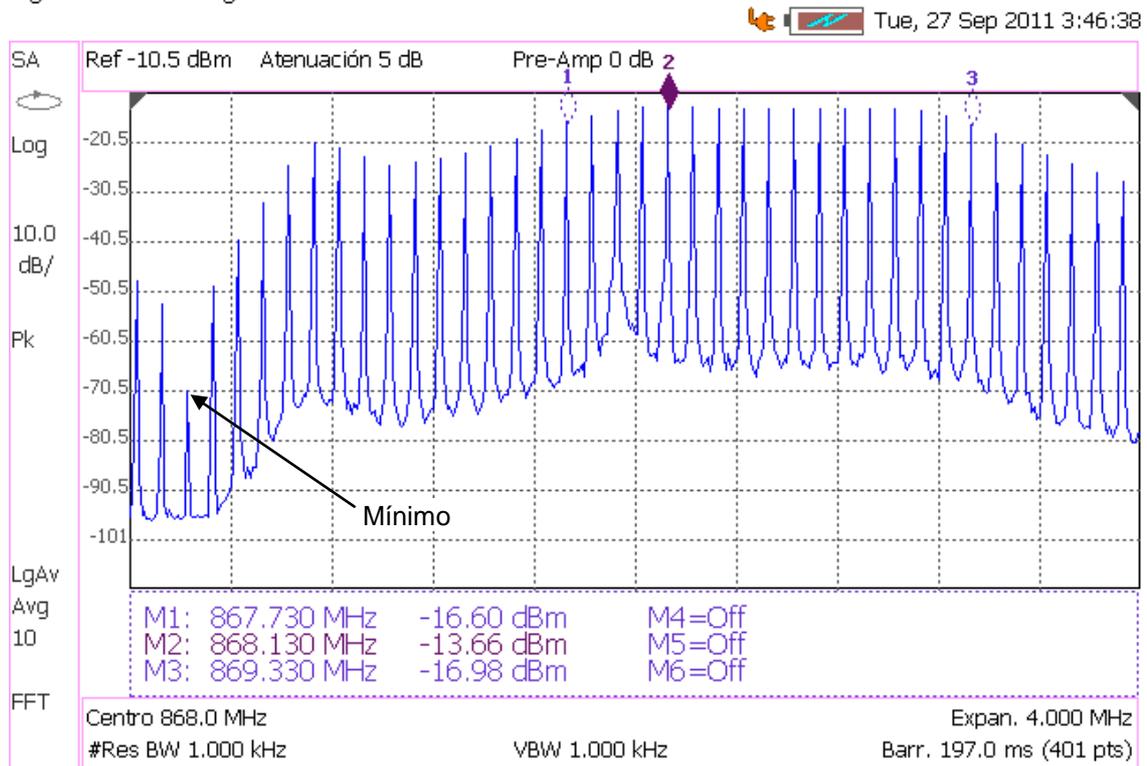
Esta configuración almacena los valores de pico de todas las señales anteriores.

- b) Varíe la frecuencia del sintetizador desde el valor más bajo hasta el valor más alto que pueda sintetizar (usando las flechas arriba/abajo) y observe el espectro de frecuencia. Indique cuando alcanza la señal RF su amplitud mínima.

Nota:

Use la función marcador para medir la amplitud. Presione **[Mkr>/Tools] > {Next Peak}**, **{Peak Left}** o **{Peak Right}**.

Agilent Technologies: N9912A



De la gráfica anterior se desprende que la señal de RF posee una amplitud mínima de 70,81 dBm a la frecuencia de 866,23 MHz. Dicho valor mínimo de la amplitud de RF se alcanza cuando la frecuencia asignada al LO es de 816,2 MHz.

Determine el ancho de banda de -3 dB del transmisor a partir del espectro capturado en el analizador de espectros.

Para hallar la frecuencia de corte inferior, sitúe un marcador sobre la señal que tiene 3 dB por debajo del pico máximo del espectro, haciendo girar la perilla en el panel frontal del SA. Luego, presione **[Marker] > {Delta}**. Esto anclará el primer marcador y activará un segundo marcador. Para hallar la frecuencia de corte superior, gire la perilla otra vez y sitúe el segundo marcador sobre otra señal que también esté 3 dB por debajo del pico máximo del espectro.

Tabla 1 – Medidas de la unidad de transmisión

	Frecuencia Salida TX (MHz)	Potencia Salida TX (dBm)	Frecuencia LO (MHz)
Frecuencia a -3 dB inferior	867,73	-16,60	817,7
Frecuencia de pico	868,13	-13,66	818,1
Frecuencia a -3 dB superior	869,33	-16,98	819,3
Ancho de banda de -3 dB	1,6	0,38 (dB)	1,6

3. Configuración de la Unidad de Recepción

1. Conecte la unidad de recepción a su PC mediante un cable USB.

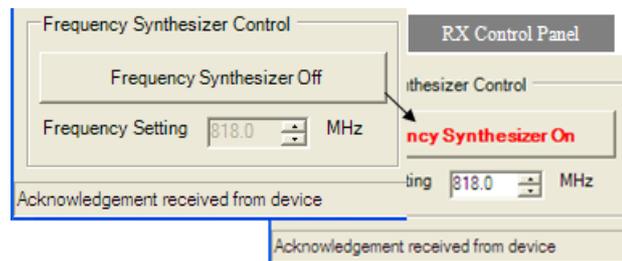
Nota:

Puede usar el mismo PC para hacer esta segunda conexión.

2. Seleccione la **Unidad RX** en el otro panel de control y haga clic en **Connect to RF Trainer**. El LED verde parpadeará una vez en la Unidad de Control de la unidad de recepción, para indicar que la conexión se ha llevado a cabo con éxito.

3.1. Verificación de la Unidad de Recepción

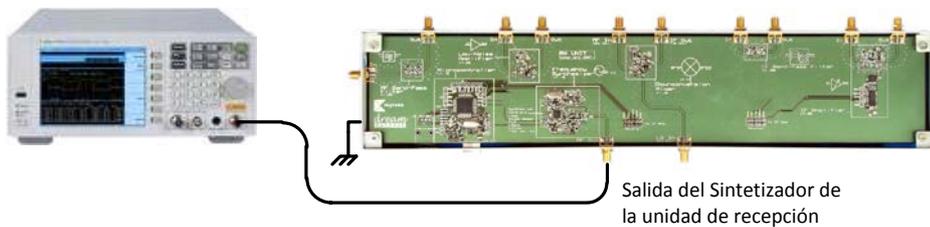
1. Haga clic en **Frequency Synthesizer Off/On** para encender el sintetizador de frecuencias. Fije la frecuencia en 818 MHz.



3.1.1. Verificación del Sintetizador

1. Conecte el SA al puerto de Salida del Sintetizador.

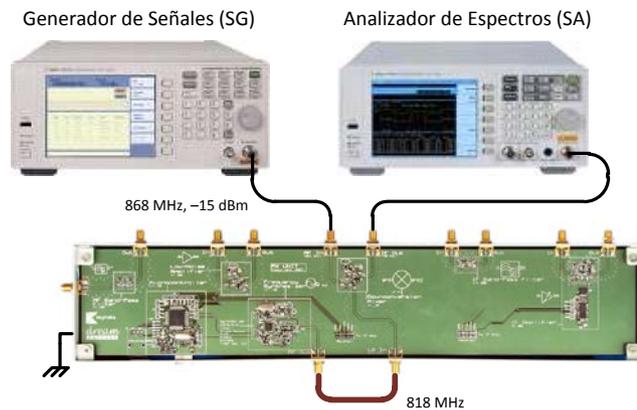
Analizador de Espectros (SA)



2. Compruebe que la señal de salida del sintetizador es correcta.

3.1.2. Verificación del Mezclador

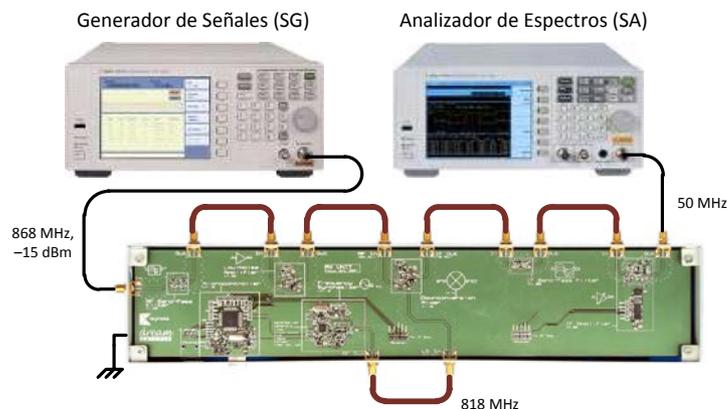
1. Conecte el SA al puerto de Salida IF del Mezclador.
2. Use un cable jumper SMA para conectar el puerto de Salida del Sintetizador con el puerto de Entrada LO del Mezclador.
3. Conecte el SG (868 MHz, -15 dBm) al puerto de Entrada RF del Mezclador.



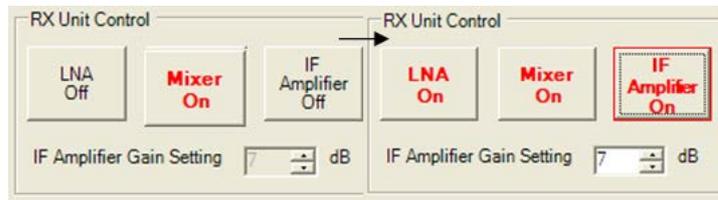
4. Haga clic en **Mixer Off/On** para encender el mezclador.
5. Observe en el SA si el mezclador genera productos de inter-modulación, es decir, señales de $(\pm n \cdot 818 \pm m \cdot 50)$ MHz.

3.1.3. Verificación del Receptor de Principio a Fin

1. Conecte el SA al puerto de Salida del Filtro Paso-Banda.
2. Conecte el SG al puerto de Entrada del Filtro Paso-Banda.
3. Use los puentes SMA para conectar todos los puertos de la siguiente forma:



- Haga clic en **LNA Off/On** y en **IF Amplifier Off/On** para encender el LNA y el amplificador de IF.



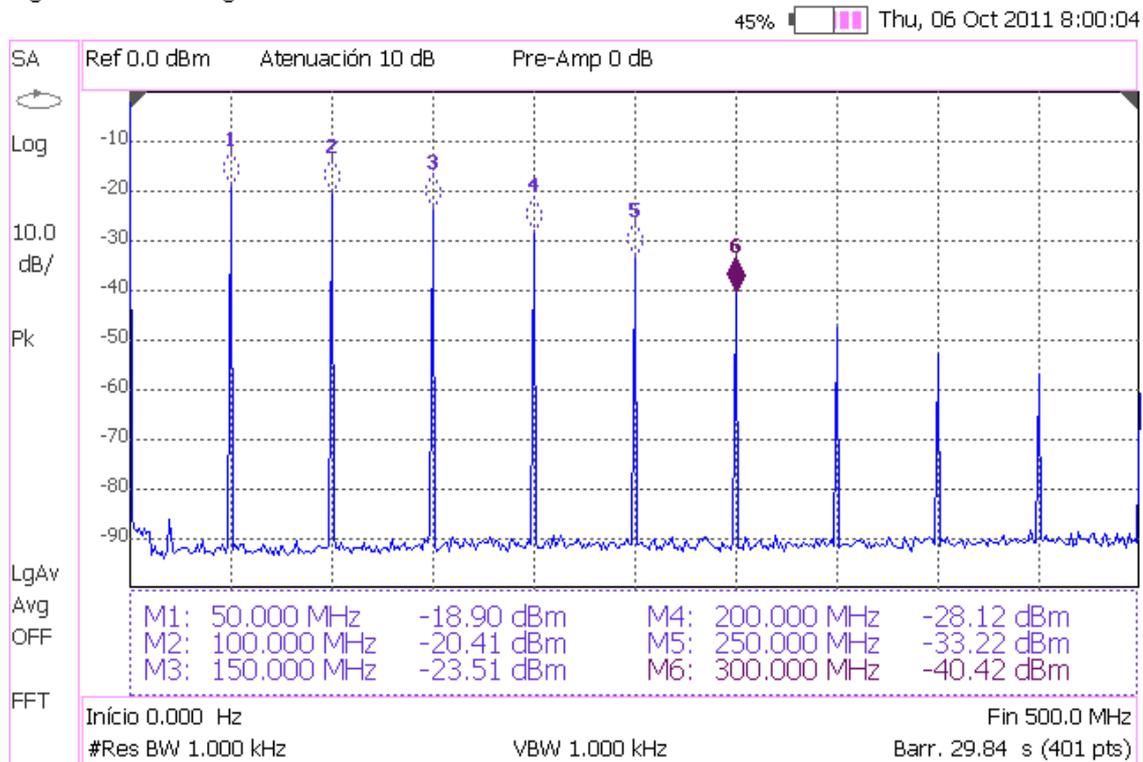
- Compruebe con el SA que la salida del SG está siendo desplazada en frecuencia de 868 MHz a 50 MHz.

Nota:

Ajuste la ganancia del amplificador de IF para que el SA pueda capturar una señal más grande.

En la siguiente captura de pantalla se muestra la señal de salida del receptor cuando la ganancia del amplificador de IF es de 7 dB.

Agilent Technologies: N9912A



Ejercicios

- a) Ajuste la frecuencia del SG a 867 MHz para simular una portadora diferente. ¿Qué necesita hacer para recuperar la señal de IF de 50 MHz a la salida de receptor?

Para que la diferencia entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia del LO se mantenga constante (50 MHz), tendremos que reducir también la frecuencia del LO 1 MHz, es decir, fijar el sintetizador en 817 MHz.

- b) ¿Cuáles son las ventajas de un receptor super-heterodino?

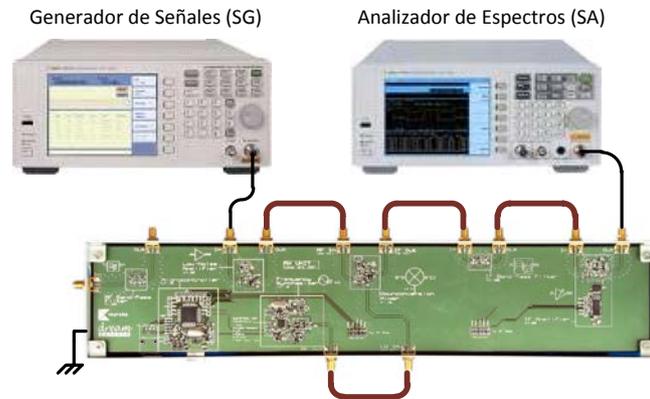
En un receptor superheterodino, la mayor parte del circuito sólo ha de ser sensible a una estrecha gama de frecuencias. Solamente la parte anterior a la etapa convertora de frecuencia (la comprendida entre la antena y el mezclador) necesita ser sensible a una gama amplia de frecuencias.

Una IF de rango medio permite el uso de filtros con frecuencias de corte más angostas para mejorar la selectividad. Los filtros de IF pueden tener una banda de paso mucho más estrecha para un mismo factor de calidad Q que un filtro equivalente para RF.

Otra ventaja es que se evitan las desadaptaciones de las impedancias al usar una frecuencia constante y se pueden obtener ganancias más altas mediante amplificadores de IF.

Por último, la sintonización de las emisoras se consigue variando la frecuencia de un oscilador y no con filtros mecánicamente sintonizables. Dado que es mucho más fácil estabilizar un oscilador que un filtro, especialmente con la moderna tecnología de sintetizadores de frecuencia, los receptores superheterodinos tienen unas características superiores, tanto en selectividad como en estabilidad de frecuencia.

- c) Conecte el SG a la entrada del LNA como se muestra a continuación:



Fije la frecuencia del SG a 768 MHz. ¿Se obtiene en el SA una señal de 50 MHz?. Explique lo que se observa.

En el SA se muestra un tono de 50 MHz debido a que el mezclador genera, entre otros, un tono de frecuencia de 50 MHz como resultado de restar $818 - 768$ MHz.

- d) ¿Cómo se denomina a esta señal de 768 MHz?. Explique el problema que surge con la presencia de esta señal y cómo la arquitectura de la unidad receptora previene este problema.

La frecuencia de 768 MHz es la frecuencia imagen de la frecuencia 868 MHz en nuestro demodulador ya que $\frac{768+868}{2} (MHz) = 818 (MHz)$.

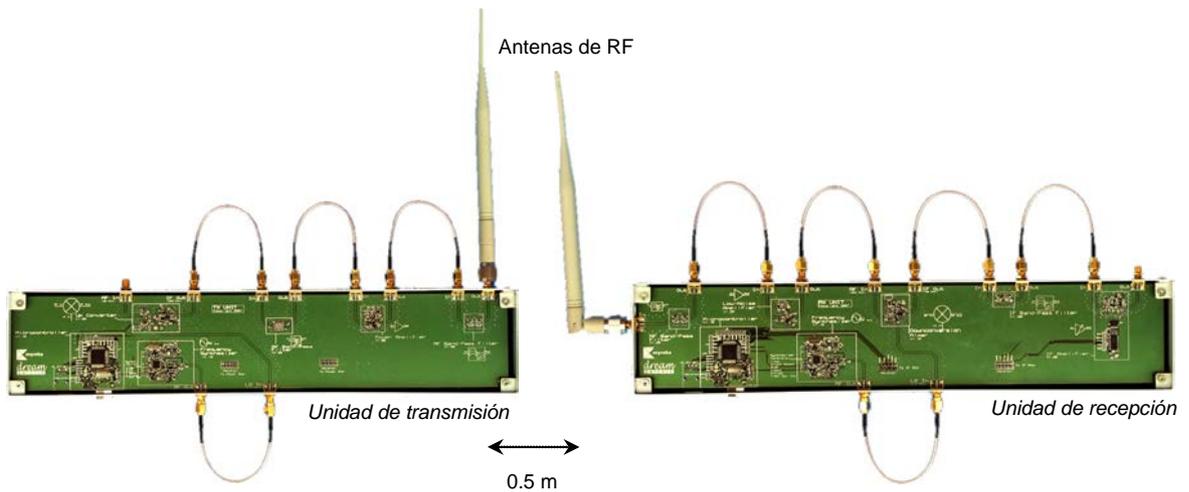
Como hemos visto en la práctica 10, la frecuencia imagen es una frecuencia de entrada indeseable que produce la misma IF en la salida del mezclador que la señal deseada. Una imagen debe ser rechazada antes de ser mezclada porque una vez haya entrado en la cadena de IF, la imagen será indistinguible de la señal deseada e imposible de rechazar filtrándola. El rechazo de la imagen se realiza colocando el filtro necesario antes del mezclador de frecuencias. En la unidad de recepción del ME1000 este filtro es el v2.00.

Tabla 2 – Medidas de la unidad de recepción (con ganancia de IF igual a 7 dB)

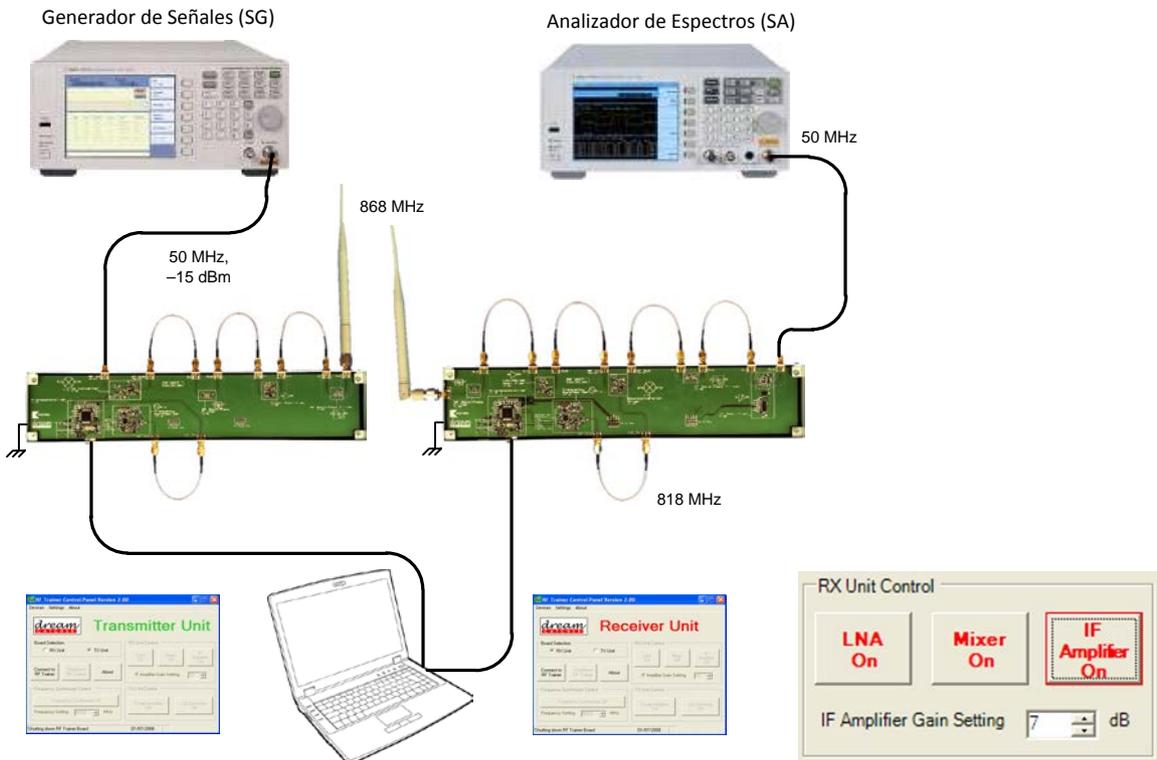
Frecuencia RF (MHz)	Frecuencia LO (MHz)	Potencia Salida (dBm)
868	818,1	-18,88
867	817,1	-25,41
768	818,1	-62,10
768	818,1	-17,41 (sin filtro)

4. Configuración del Radio Transmisor-Receptor Completo

1. Conecte una antena a la unidad transmisora.
2. Conecte la otra antena a la unidad receptora.
3. Separe las unidades aproximadamente 0.5 m una de otra.



4. Conecte el SG como se muestra a continuación:



5. Revise el SA para ver si la señal SG que se transmite desde la unidad transmisora se recibe en la unidad receptora. Para ello, encienda el mezclador elevador de frecuencia, el amplificador de potencia y el sintetizador de frecuencias ajustado a 818 MHz en la unidad de transmisión. Asimismo, encienda el LNA, el mezclador, el amplificador de IF y el sintetizador de frecuencias, también a 818 MHz, en la unidad de recepción.
6. La potencia de la señal recibida debe ser -50 dBm, aproximadamente. Asegúrese de que el ruido de fondo en el SA está por debajo de este nivel. Si la señal recibida es demasiado débil o el ruido de fondo del SA es demasiado alto, tendremos que aumentar la ganancia del amplificador de IF (por ejemplo al Nivel 8).

Ejercicios

- a) Haga aparecer la señal en el SA y mida la frecuencia de la misma con la función Buscar Pico.

Nota:

Si la señal es demasiado pequeña, sitúe las unidades transmisor y receptor más cerca; o aumente la ganancia asignada al amplificador de IF.

La señal de salida posee una frecuencia de 50 MHz.

- b) Realice los siguientes ajustes en el SA:

Frecuencia central: 50 MHz

Intervalo de frecuencias: 2 MHz

Ancho de banda de resolución: 40 kHz

Configuración N9912A: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia central: **[Freq/Dist] > {Center Freq} > [50] > [MHZ]**

Intervalo frecuencias: **[Freq/Dist] > {Freq Span} > [2] > [MHZ]**

RBW: **[BW 2] > {Res BW} > [40] > [KHZ]**

Ponga en el SG una señal de 50 MHz y encienda la modulación de frecuencia (FM) con los siguientes valores:

Máxima desviación de frecuencia: 80 kHz

Frecuencia de la señal moduladora: 80 kHz

Fuente de la señal moduladora: Interna

Configuración E4438C: “[]”: Teclado; “{ }”: Pantalla

Frecuencia: **[Frequency] > [50] > {MHZ}**

Amplitud: **[Amplitude] > [+/-] > [15] > {dBm}**

Máx. desviación FM: **[FM] > {FM Dev} > [80] > [KHZ]**

Frec. moduladora: **> {FM Rate} > [80] > [KHZ]**

Fuente moduladora: **> {FM Source} > {Internal}**

Activar FM: **> {FM On}**

Moduladora: **> {More (1 of 2)} > {FM Waveform} > {Sine}**

Activar modulación: **[Mod On/Off]**

Activar salida: **[RF On/Off]**

- c) Teóricamente, ¿qué señal deberíamos obtener a la salida del generador de señales?

(Para responder a esta pregunta se ha consultado la referencia bibliográfica [1])

Señal portadora, $A \cos \omega_c t = 56,23 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(2\pi 50 \cdot 10^6 t)$ (V)

Señal moduladora, $a \sin \omega_m t = a \sin(2\pi 80 \cdot 10^3 t)$ (V)

Máxima desviación de frecuencia, $\Delta\omega = 2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \left(\frac{rd}{s}\right)$

Frecuencia fundamental de la señal moduladora,

$$\omega_m = \frac{2\pi}{T} = 2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \left(\frac{rd}{s}\right)$$

Frecuencia máxima de la señal moduladora, $\omega_{m\acute{a}x} = 2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \left(\frac{rd}{s}\right)$

Señal de FM,

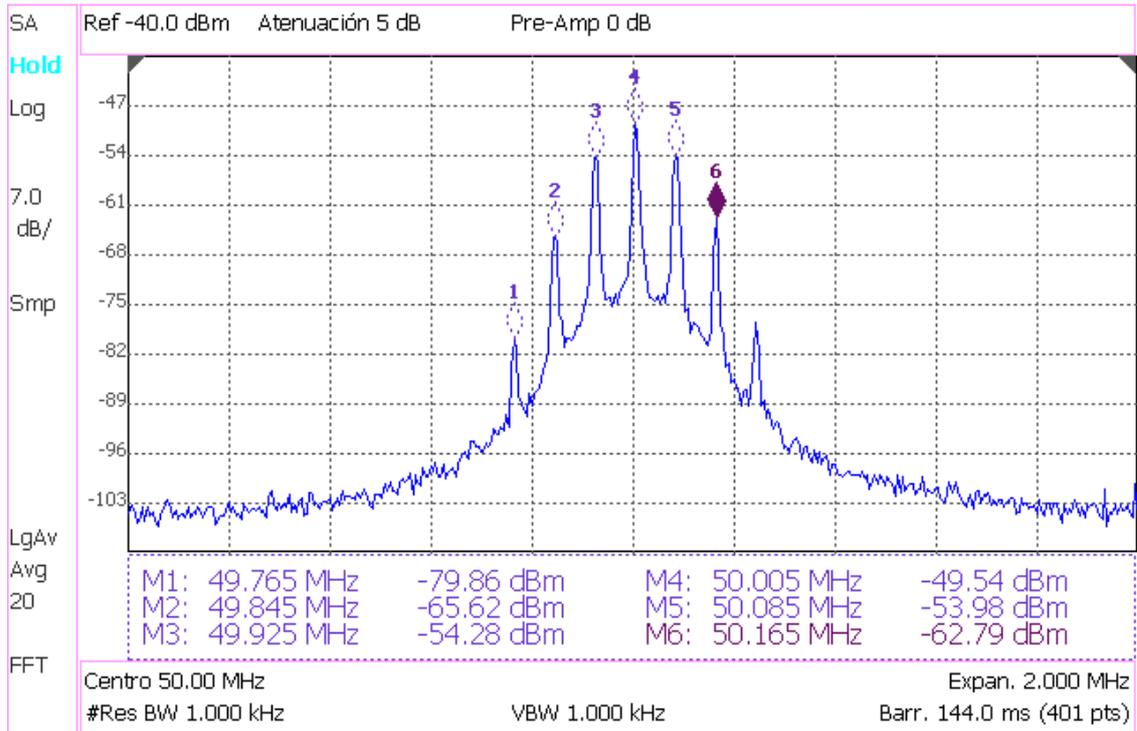
$$\begin{aligned} \varphi_{FM}(t) &\approx A \sum_{n \approx -\frac{\Delta\omega + \omega_{m\acute{a}x}}{\omega_m}}^{\frac{\Delta\omega + \omega_{m\acute{a}x}}{\omega_m}} J_n\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \\ &= 56,23 \cdot 10^{-3} \sum_{n=-2}^2 J_n(1) \cos [2\pi(50 \cdot 10^6 + n 80 \cdot 10^3)t] \\ &= 6,19 \cos(2\pi 49,84 \cdot 10^6 t) - 24,74 \cos(2\pi 49,92 \cdot 10^6 t) \\ &\quad + 43,30 \cos(2\pi 50 \cdot 10^6 t) + 24,74 \cos(2\pi 50,08 \cdot 10^6 t) \\ &\quad + 6,19 \cos(2\pi 50,16 \cdot 10^6 t) \quad (mV) \end{aligned}$$

- d) Determine la frecuencia moduladora a partir del espectro de frecuencias que muestra el SA.

Con una ganancia de 15 dB en el amplificador de IF, el espectro de frecuencia intermedia que se obtiene es el siguiente:

Agilent Technologies: N9912A

29% Thu, 06 Oct 2011 8:39:23



Por la separación constante de los tonos en el espectro de FM, determinamos que la señal moduladora es periódica y de frecuencia 80 kHz.

$$f_n - f_{n-1} = 50,005 \text{ MHz} - 49,925 \text{ MHz} = 80 \text{ kHz}$$

- e) Reduzca la frecuencia de la moduladora hasta 70 kHz y observe el cambio en el SA. Incremente el ancho de banda de resolución del SA a 100 kHz. ¿Todavía es posible medir la frecuencia moduladora?. Explique el porqué.

Al fijar la frecuencia de la moduladora en 70 kHz, el espectro de la señal de FM ahora presenta una separación entre los tonos de 70kHz.

Si incrementamos el ancho de banda de resolución del SA a 100 kHz, no es posible medir la frecuencia moduladora porque faltan tonos debido a la poca resolución de frecuencia que le asignamos.

11.2. Modelo Comportamental del Sistema

En los capítulos 1 y 8 se explica que los transmisores y receptores heterodinos y superheterodinos realizan el procesamiento de la señal en tres bandas de frecuencia bien definidas. En el caso del entrenador ME1000 estas bandas se encuentran centradas en 868 MHz, la banda de RF, en 50 MHz, la banda de Frecuencia Intermedia, y la Banda Base comprende desde 0 Hz a 1 MHz. Si nos fijamos en los esquemas del equipo de prácticas ME1000, podemos ver que el entrenador contiene solamente las etapas de procesamiento de RF y por tanto no se trata de un equipo de comunicaciones completo sino que se trata de un front end. En el caso de un receptor, el front end o cabecera de RF es el término genérico que se da a toda la circuitería existente entre la antena y la primera etapa de frecuencia intermedia (IF). El front end está constituido por todos los componentes del receptor que procesan la señal a la frecuencia de radio (RF) a la que es captada originalmente, antes de que sea convertida a una frecuencia intermedia (IF) más baja. En los receptores de satélite y microondas el front end se suele denominar Bloque de Bajo Ruido (LNB) o Disminuidor de frecuencia de Bajo Ruido (LND) y normalmente se coloca en la antena, para que la señal de la antena pueda ser transferida al resto del receptor a una frecuencia intermedia, más fácil de manejar. [27]

En la mayoría de los receptores superheterodinos, el front end de RF está constituido por:

- Un circuito adaptador de impedancia para adaptar la impedancia de entrada del receptor a la impedancia de la antena, de forma que se transfiera el máximo de potencia desde la antena.
- Un filtro paso banda (BPF) con poca selectividad para reducir el ruido de entrada y la frecuencia imagen.
- Un amplificador de RF, que normalmente se denomina amplificador de bajo ruido (LNA). Su función principal es incrementar la sensibilidad del receptor mediante la amplificación de señales débiles sin contaminarlas con ruido, de forma que puedan estar por encima del nivel de ruido en las etapas sucesivas. El amplificador ha de tener una figura de ruido (NF) muy baja.
- El mezclador, el cual mezcla las señales recibidas con la señal de un oscilador local (LO) para desplazar la señal a una frecuencia intermedia (IF).

Con las medidas que hemos obtenido a lo largo de todas las prácticas, y otras especificaciones que nos da el fabricante, a continuación haremos un modelo comportamental del circuito que nos permita simular el comportamiento de todo el sistema front end. El modelo comportamental del circuito podemos verificarlo usando el mismo esquema de conexiones que en la práctica 15, donde hacíamos funcionar el sistema como un transceptor de RF completo.

Los modelos simulados nos permiten visualizar las señales de todos los nodos del sistema a la vez. Además, son capaces de realizar balances de potencia, ruido, intermodulación, etc. Sin embargo, al faltarnos muchas de las especificaciones de los bloques constituyentes del sistema sólo podemos esperar resultados aproximados.

A lo largo de este proyecto hemos realizado las medidas de algunos de los componentes del entrenador y a cada uno de ellos le hemos dedicado un capítulo de este proyecto. Los bloques que hemos caracterizado en el laboratorio aparecen coloreados en los siguientes esquemas para hacernos una idea de la gran cantidad de medidas que se han hecho en este proyecto, a la vez que podemos ver cuáles son las medidas que quedan por hacer para completar el estudio de todo el sistema front end de RF. Para configurar los bloques no caracterizados del front end hemos usado los valores típicos que el fabricante nos facilita en las especificaciones técnicas del equipo ME1000 (véase anexo 1).

En el software ADS, los filtros basados en plantillas toman el parámetro IL (pérdidas de inserción) como un valor de pérdidas constante para todas las frecuencias. Teniendo en cuenta esto, para modelar los filtros paso bajo que se forman debido a los cables, conectores y pistas de PCB, lo que hemos hecho es usar filtros Butterworth y, al ser éstos muy planos, añadirles las pérdidas de inserción que hemos medido a las frecuencias de portadora.

Para que los esquemas nos sirvieran como resumen de medidas, a los filtros paso banda de RF e IF también les hemos asignado unas pérdidas de inserción iguales a las medidas a las frecuencias de portadora. Aunque podríamos ajustar aún más los niveles de pérdidas de inserción variando IL o Fcenter o BWpass, etc. no ha resultado necesario porque, tanto en los filtros del entrenador como en los filtros Chebyshev, todas las frecuencias de interés han quedado próximas a las crestas. Igualmente, para configurar los amplificadores y los mezcladores hemos usado los valores obtenidos a las frecuencias de portadora porque estos dispositivos son ideales y presentan una respuesta plana con la frecuencia.

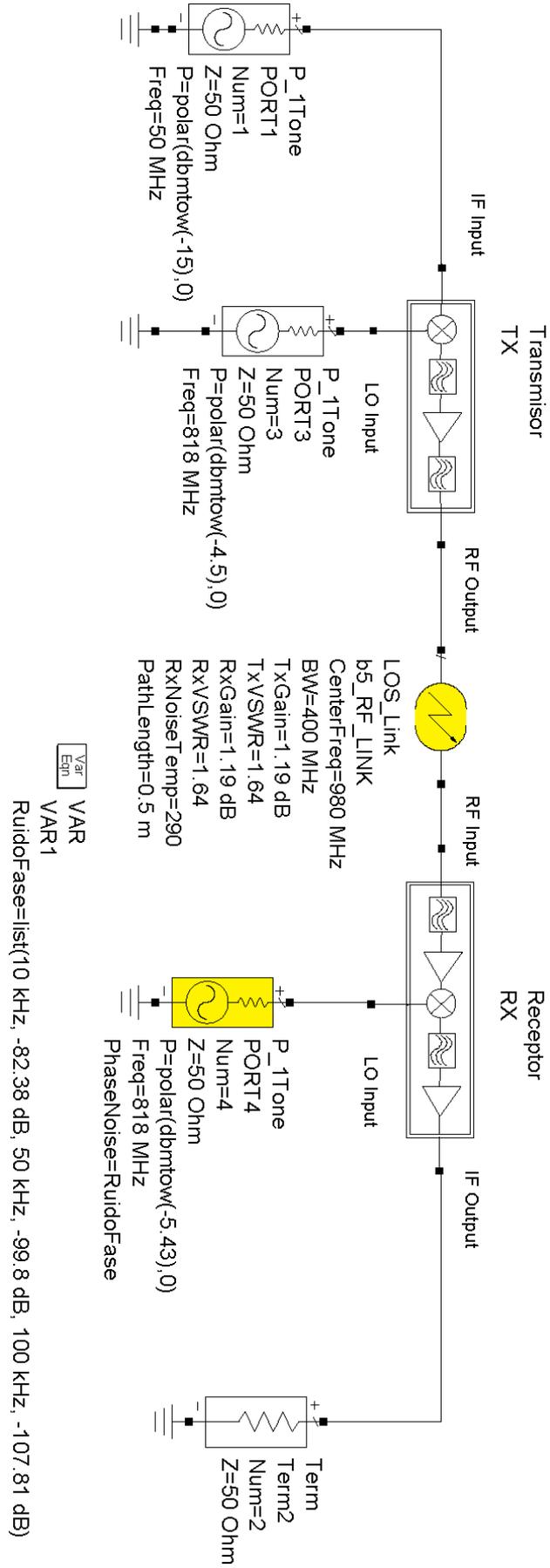


Figura 1 – Cabeceras de RF de un transmisor y un receptor heterodinos

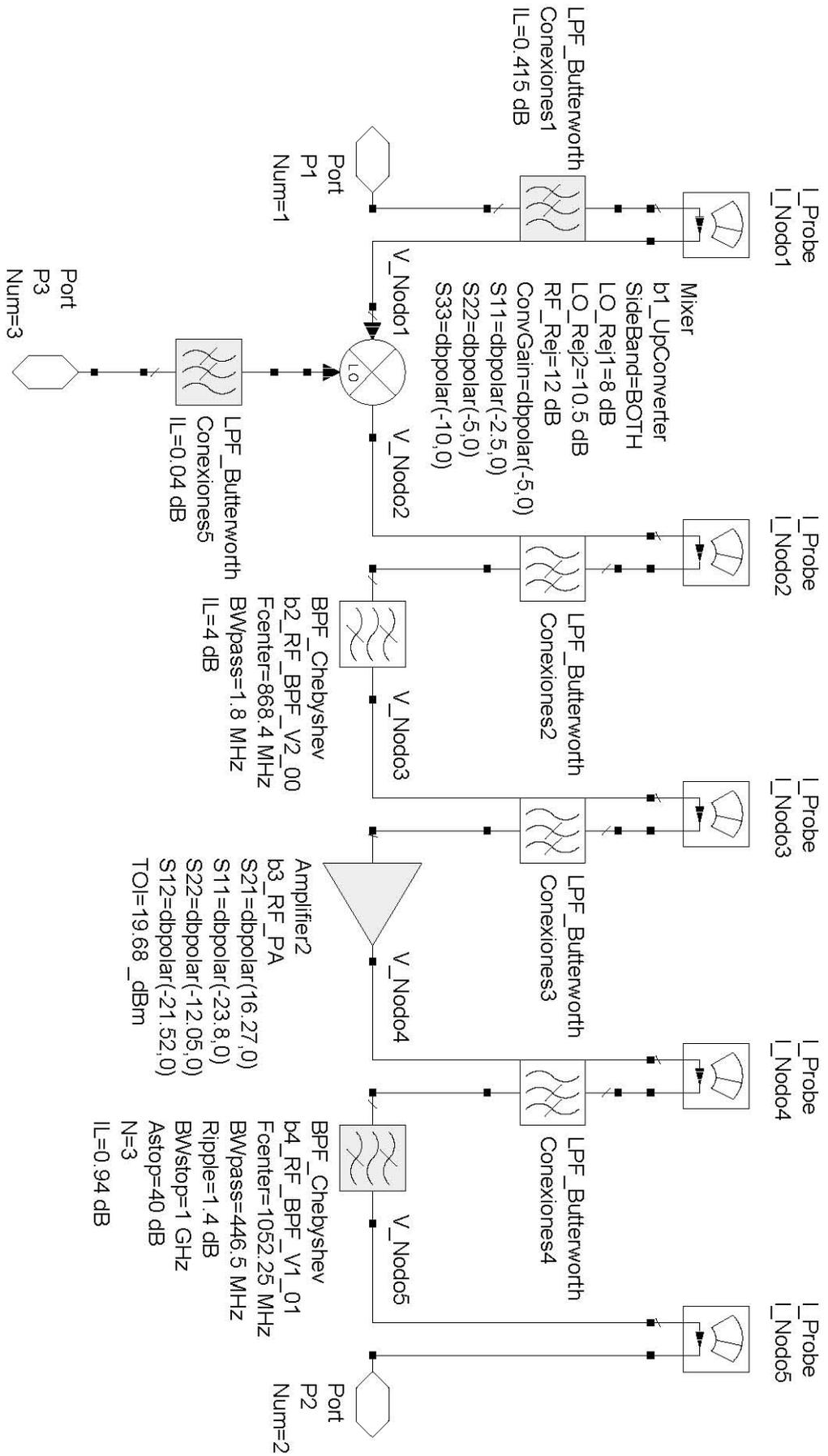


Figura 2 – Front end de RF de etapa simple de un Transmisor heterodino

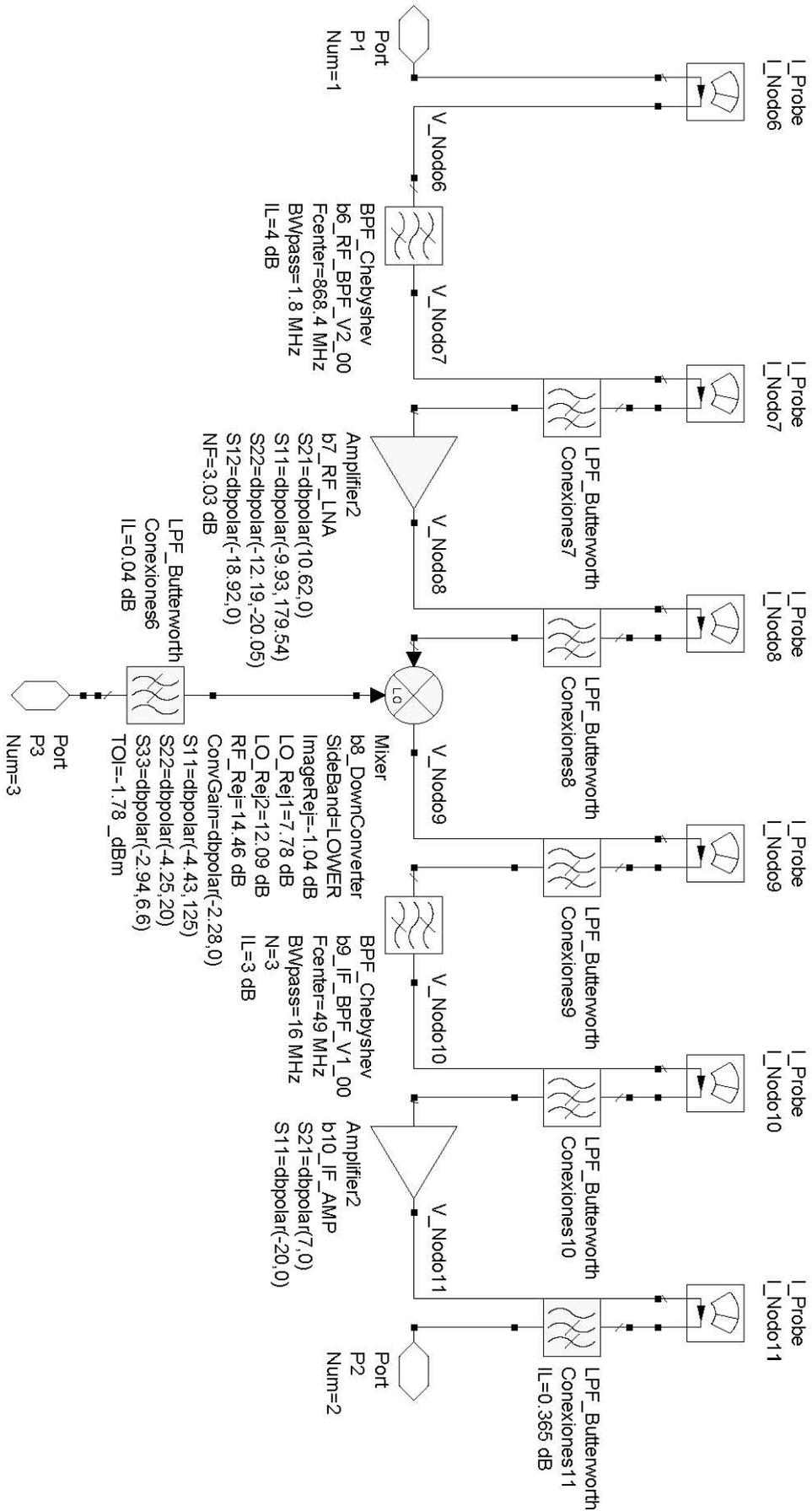
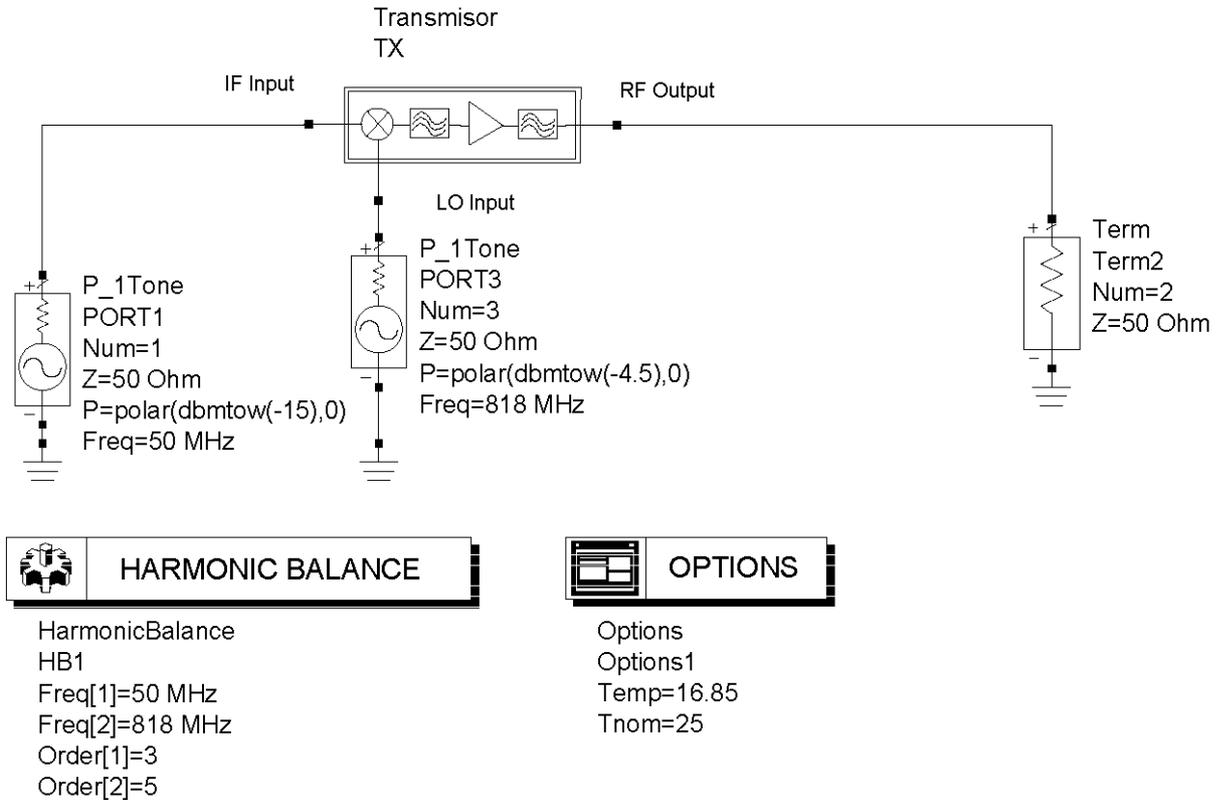


Figura 3 – Front end de RF de etapa simple de un Receptor heterodino

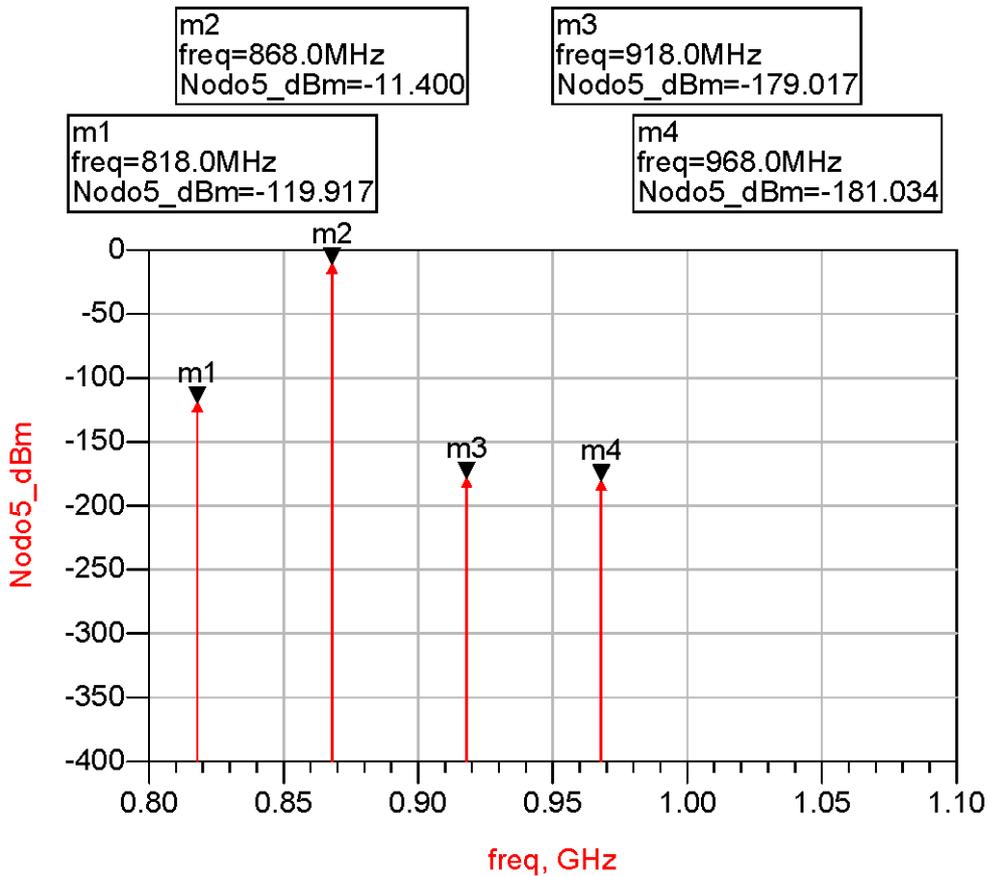
11.3. Simulaciones

1. Unidad de Transmisión



En la simulación para ajustar los valores de ganancia hemos asignado al mezclador un TOI de -5 dBm.

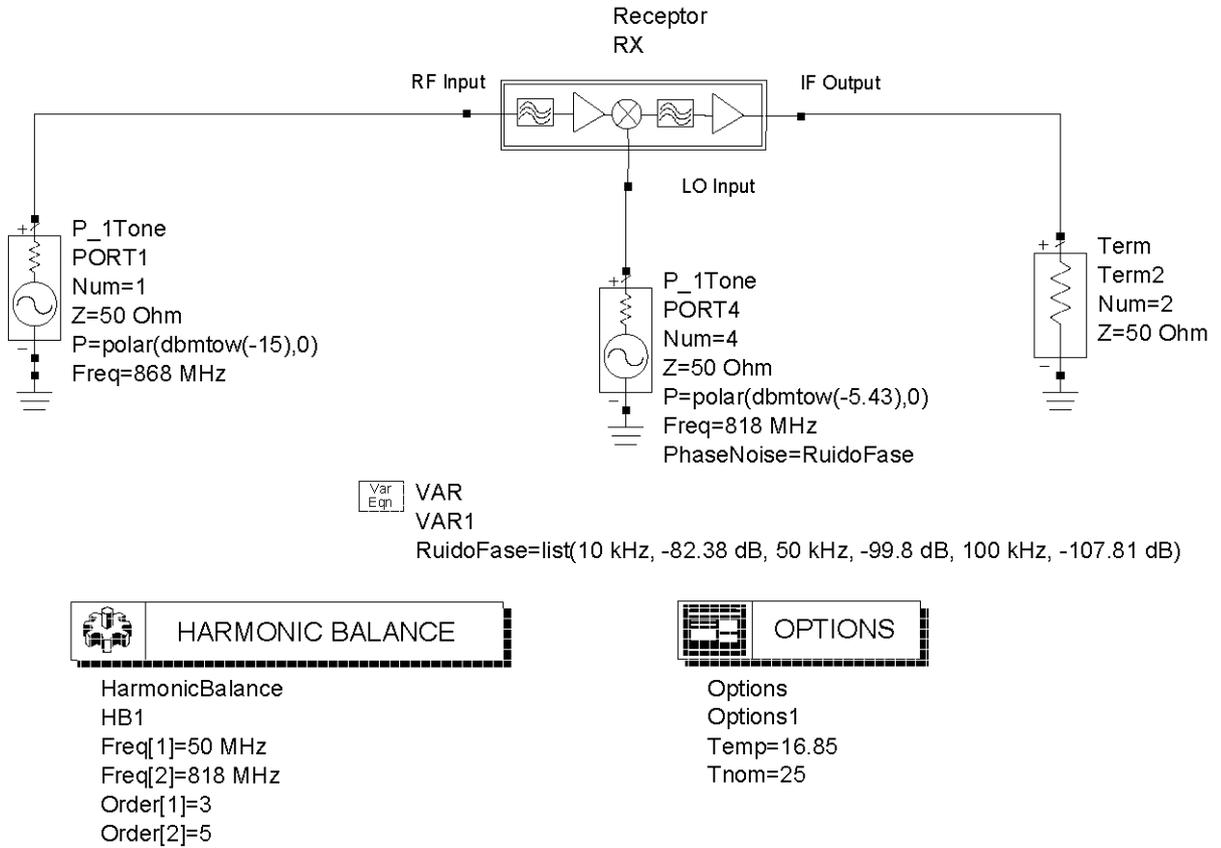
1.1. Resultados de la simulación de la unidad de transmisión



$$\text{Eqn } \text{Nodo5_dBm} = 10 \cdot \log(\text{abs}(0.5 \cdot \text{real}(V_{\text{Nodo5}} \cdot \text{conj}(I_{\text{Nodo5}})))) + 30$$

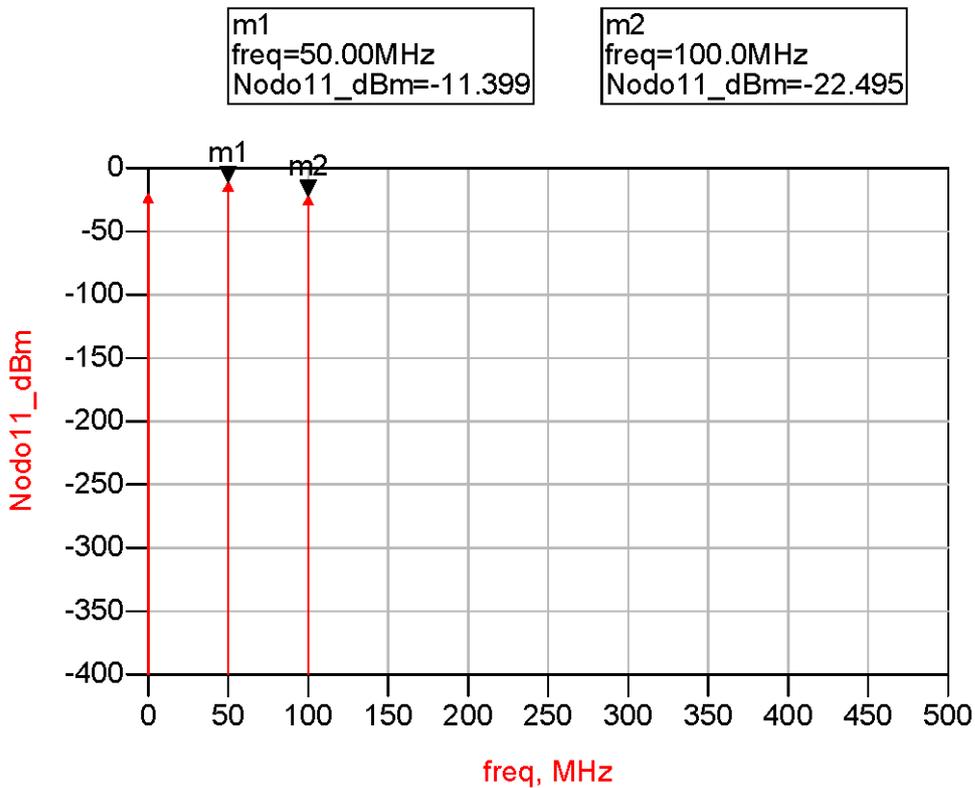
En la gráfica podemos observar que sólo el armónico de 868 MHz adquiere una potencia superior a -85 dBm que es donde se sitúa el suelo de ruido para la medida hecha en el ejercicio 2.1.3.4 de la práctica 15. La razón de que los armónicos espurios aparezcan tan atenuados en la simulación es que el filtro de 1,8 MHz de ancho de banda es mucho más selectivo que el filtro que realmente trae el entrenador. Así pues, aunque el mezclador genera armónicos del tipo $(818 + n \cdot 50)$ MHz, a la salida del transmisor prácticamente sólo llega el armónico de 868 MHz.

2. Unidad de Recepción



Para aproximar los valores de ganancia hemos usado en el LNA un TOI de 0 dBm. Al amplificador de IF le hemos supuesto un TOI de -5 dBm, el parámetro $S_{12} = 0,01$ y el $20 \log|S_{22}| = -12,5 \text{ dB}$. Además le hemos asignado un SOI de -5 dBm porque el modelo de amplificador de ADS requiere este parámetro para generar los armónicos pares.

2.1. Resultados de la simulación de la unidad de recepción



$$\text{Eqn } \text{Nodo11_dBm} = 10 * \log(\text{abs}(0.5 * \text{real}(V_Nodo11 * \text{conj}(I_Nodo11.i)))) + 30$$

El amplificador de frecuencia intermedia, al ser de ganancia variable, introduce mucha distorsión, provocando la aparición de armónicos múltiples de 50 MHz a la salida del receptor. Esto se vio en el ejercicio 3.1.3.5.A de la práctica 15. En la simulación, sin embargo, sólo aparece un armónico porque el amplificador de IF que usamos es mucho más lineal.

Capítulo 12

Conclusiones

12.1. Resumen de Medidas

En este proyecto se recoge el trabajo de un semestre, a lo largo del cual he estado realizando todo tipo de medidas en el laboratorio para caracterizar las etapas de RF de un transmisor y un receptor heterodinos. Dichas cabeceras de RF o front ends están montadas en unidades independientes y constituyen el equipo de prácticas ME1000.

La finalidad de este proyecto no es caracterizar todos los componentes que forman el entrenador sino aprender a caracterizarlos y entender mejor su funcionamiento. Al final del capítulo anterior se muestra el esquema de todo el sistema front end de transmisión y

recepción y como se puede apreciar tan sólo se han caracterizado los componentes electrónicos con funciones distintas dentro del sistema de transmisión y recepción. Los principales resultados de las medidas que hemos hecho, primero de los componentes individuales y luego de las unidades de transmisión y recepción completas, los vamos a presentar a continuación con el fin de que podamos tener un resumen gráfico de las características de cada componente. Para realzar las medidas tomadas a las frecuencias de portadora anotaremos éstas a la derecha de cada gráfico. Al lado de cada imagen anotaremos también el número del ejercicio en que hicimos la medida.

1. Cables, Conectores y Pistas de PCB

Para saber con exactitud la potencia que llega a los terminales de un dispositivo debemos conocer las pérdidas de inserción que introducen los Cables, los Conectores y las Pistas de PCB. Realizar estas medidas es lo que se conoce genéricamente como la Calibración. Según vimos en el ejercicio 2.6.F de la práctica 6, la magnitud de S_{21} se puede expresar en función de la potencia de salida del dispositivo menos la potencia del generador (cuando trabajamos en escala logarítmica). En definitiva, lo que hemos hecho en la práctica 1 ha sido medir indirectamente con el analizador de espectros la transmisión de los dispositivos de interconexión que se proveen junto con el entrenador ME1000. En el Gráfico 1 puede verse la magnitud de la transmisión de una prolongación de cable coaxial SMA de 1 m. En el Gráfico 2, la magnitud de la transmisión de un adaptador de N a SMA. En el Gráfico 3, se mide la transmisión de las pistas de circuito impreso (PCB). Finalmente, el conjunto de cables, conectores y pistas de PCB que constituyen el circuito de entrada de un dispositivo bajo medida, queda caracterizado por sus pérdidas de inserción en el Gráfico 4. En el Gráfico 5, en cambio, lo que se mide es la magnitud de la reflexión de una extensión de cable coaxial de 18 cm. Conocidos los valores de las transmisiones y las reflexiones de los cables, conectores y pistas de PCB, cualquier Analizador de RF es capaz de compensar las pérdidas de inserción y de retorno que estos dispositivos de interconexión introducen en la medida.

Extensión de Cable Coaxial de 1 m

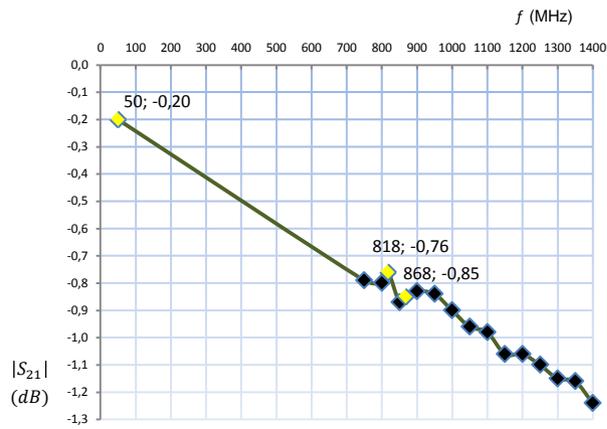


Gráfico 1.-

Medida del $20 \log|S_{21}| = P_o - P_i$

Ejercicio: P1 - 3.2.3

Adaptador de N a SMA (macho-hembra)

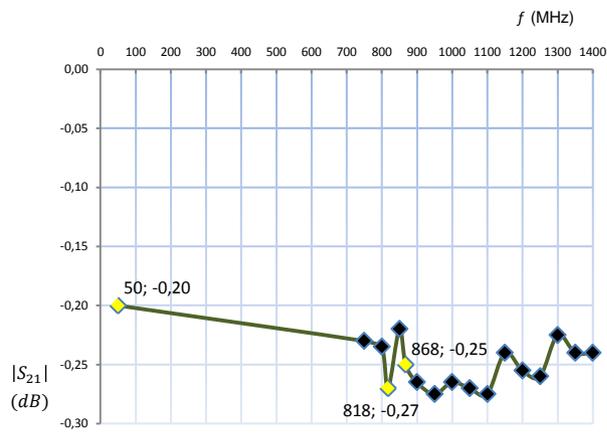


Gráfico 2.-

Medida del $20 \log|S_{21}| = P_o - P_i$

Ejercicio: P1 - 4.5

Placa de Circuito Impreso para Calibración TRM

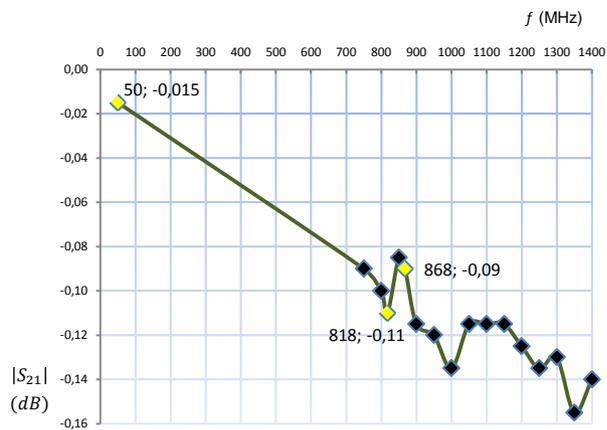


Gráfico 3.-

Medida del $20 \log|S_{21}| = P_o - P_i$

Ejercicio: P1 - 4.5

Cableado para Conectar los Instrumentos de Medida al DUT

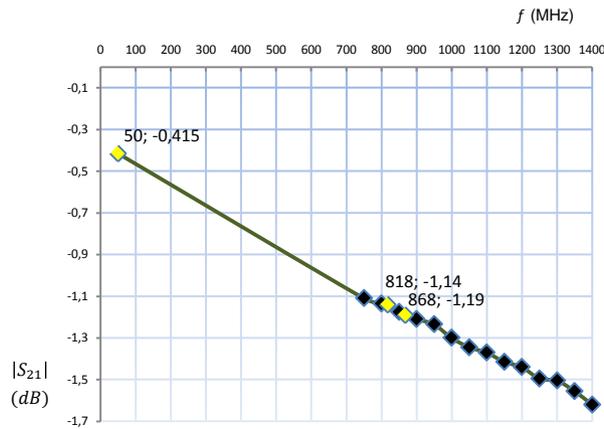


Gráfico 4.-

Medida del $20 \log|S_{21}| = P_o - P_i$

Ejercicio: P1 - 4.5

Extensión de Cable Coaxial de 18 cm



Gráfico 5.-

Medida del $20 \log|S_{11}|$

Ejercicio: P2 - 3.2

2. Amplificador de Potencia (PA)

Las magnitudes características del Amplificador de Potencia que se han medido son la magnitud de la reflexión del puerto de entrada y de salida, Gráficos 1 y 2, la magnitud de la transmisión y de la transmisión inversa, Gráficos 3 y 4, la compresión de la ganancia, Grafico 5, y el punto de intersección de tercer orden, Gráfico 6.

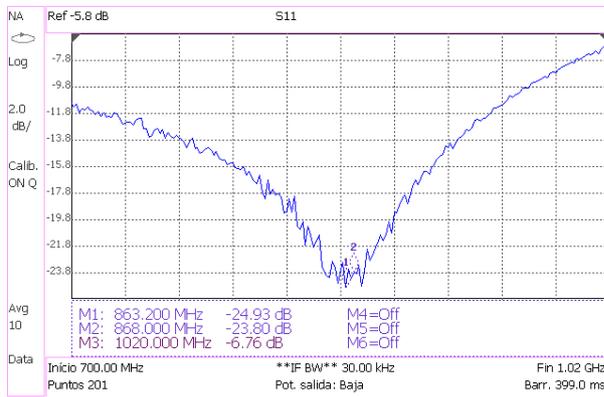


Gráfico 1.-
 Medida del $20 \log|S_{11}|$
 = $-23,80 \text{ dB @ 868 MHz}$

Ejercicio: P4 - 3.3.C

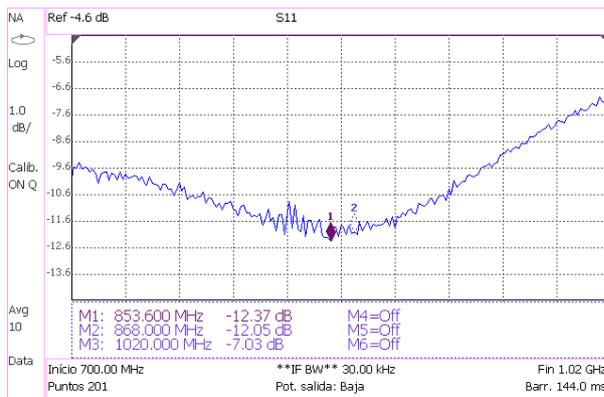


Gráfico 2.-
 Medida del $20 \log|S_{22}|$
 = $-12,05 \text{ dB @ 868 MHz}$

Ejercicio: P4 - 3.5.C

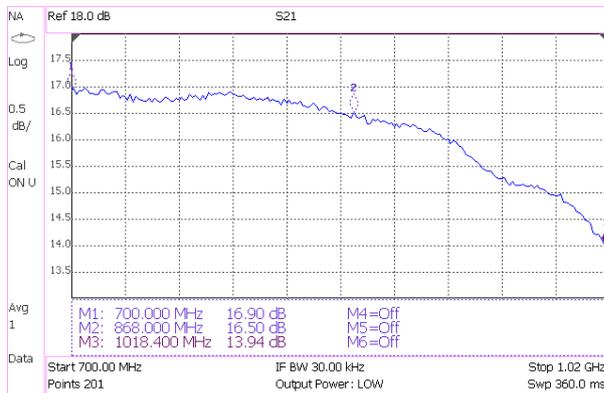


Gráfico 3.-
 Medida del $20 \log|S_{21}|$
 = $16,50 \text{ dB @ 868 MHz}$

Ejercicio: P4 - 2.5.C

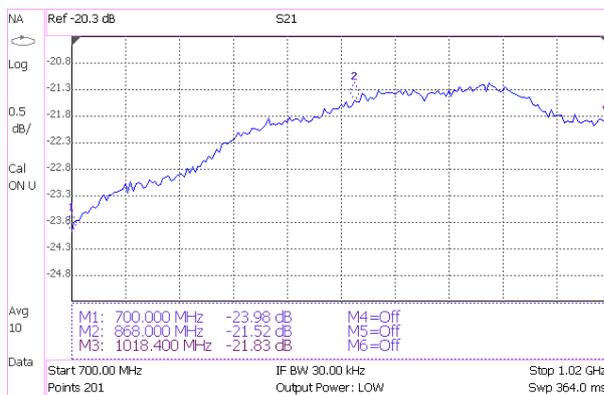


Gráfico 4.-
 Medida del $20 \log|S_{12}|$
 = $-21,52 \text{ dB @ 868 MHz}$

Ejercicio: P4 - 2.6.A

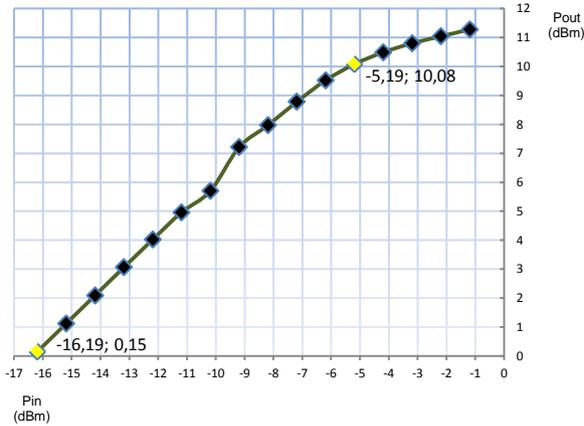


Gráfico 5.-

Medida del $P_{1dB} = 10,08 \text{ dBm}$

Ejercicio: P3 - 2.4.B

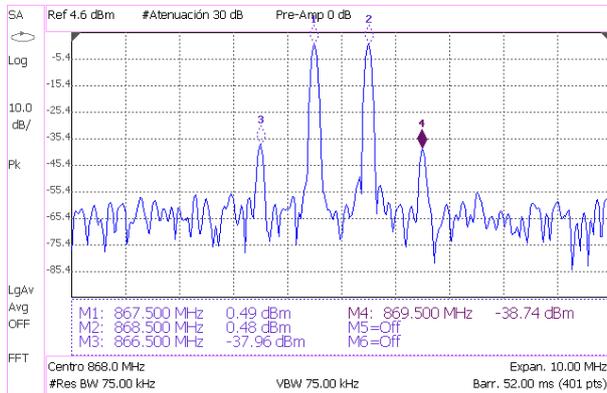


Gráfico 6.-

Medida del $OIP3 = \frac{1}{2} [3 \cdot P_{f_1} - P_{2f_1-f_2}]$
 $= 19,71 \text{ dBm}$

Ejercicio: P3 - 4.6.B

3. Amplificador de Bajo Ruido (LNA)

En el caso del Amplificador de Bajo Ruido las magnitudes características que se han medido son la reflexión de los puertos de entrada y salida, Gráficos 1 y 2, la magnitud de la transmisión y de la transmisión inversa, Gráficos 3 y 4, y la figura de ruido del LNA, Gráfico 5.

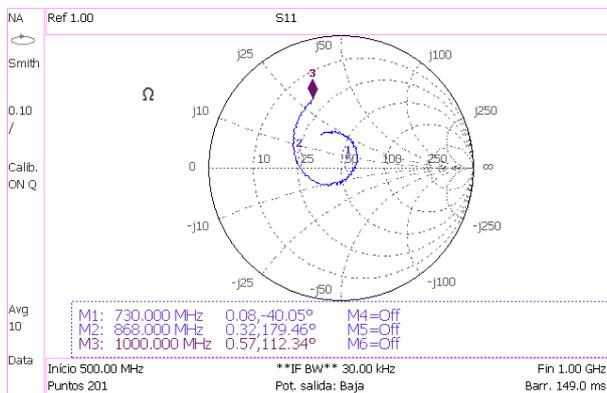


Gráfico 1.-

Medida de S_{11}
 $= 0,32 \angle 179,46^\circ @ 868 \text{ MHz}$

Ejercicio: P6 - 3.6.A

4. Filtro Paso Banda de RF v1.01

Teniendo en cuenta que el Filtro Paso Banda de salida de la unidad de transmisión es simétrico, se cumple que $S_{11} = S_{22}$ y $S_{21} = S_{12}$ y, por tanto, sólo son necesarios dos parámetros para caracterizar el filtro. La magnitud de la reflexión de entrada se muestra en el Gráfico 1. Por otra parte, la magnitud de la transmisión en la banda de paso y en la banda de rechazo se muestran en los Gráficos 2 y 3, respectivamente.

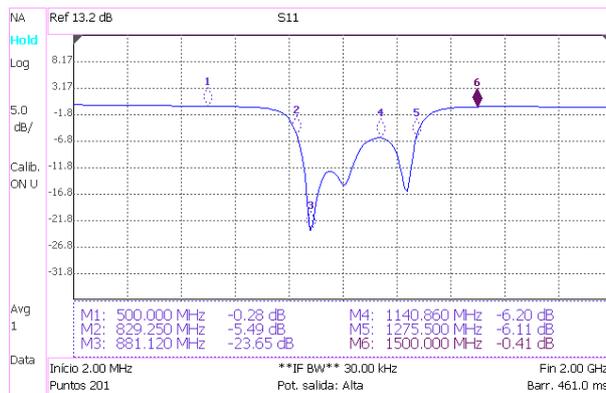


Gráfico 1.-

Medida del $20 \log|S_{11}| = 20 \log|S_{22}|$
 $\approx -16,8 \text{ dB @ } 868 \text{ MHz}$

Ejercicio: P9 - 3.2.A

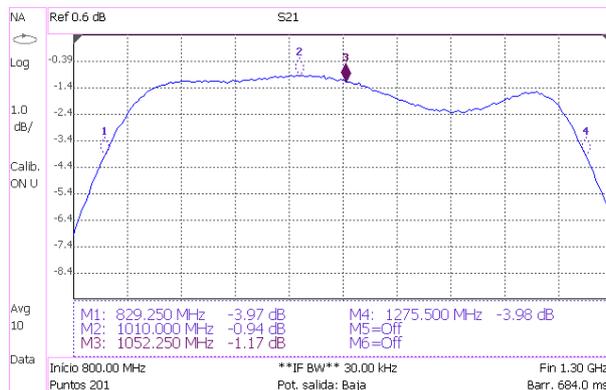


Gráfico 2.-

Medida del $20 \log|S_{12}| = 20 \log|S_{21}|$
 $\approx -1,58 \text{ dB @ } 868 \text{ MHz}$

Ejercicio: P9 - 2.4.B

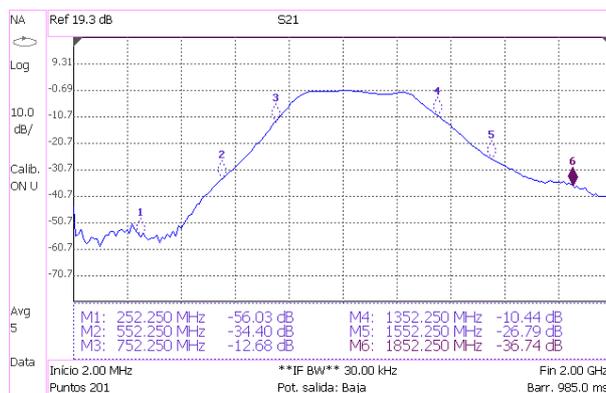


Gráfico 3.-

Medida del Rechazo
 $\approx 10 \text{ dB @ } 768 \text{ MHz (Frecuencia Imagen)}$

Ejercicio: P9 - 2.4.E

5. Mezclador Demodulador de Frecuencias

Como hemos visto en el capítulo 8, el Mezclador es un dispositivo de 3 puertos y es por eso que requiere un mayor número de medidas. Al basar su funcionamiento en circuitos no lineales, a la salida del mezclador se generan tonos de frecuencia múltiplos de las frecuencias de entrada y de oscilador local, como podemos ver en el Gráfico 1. En el Gráfico 2 representamos la potencia de salida del mezclador en función de la potencia de entrada, pudiéndose medir las pérdidas de conversión y el punto de compresión 1 dB. Para la frecuencia imagen (768 MHz) el mezclador debería presentar rechazo pero en el Gráfico 3 podemos observar que la conversión de la frecuencia imagen da lugar a más potencia IF incluso que la propia señal portadora (Gráfico 1).

En el Gráfico 4 se observa cómo la magnitud de la reflexión en la entrada del mezclador ($|S_{11}|$) se ha medido en presencia de la señal de oscilador local. En el Gráfico 5, la magnitud de la reflexión del puerto de salida ($|S_{22}|$) se mide también en presencia del oscilador local mientras que la reflexión del puerto LO ($|S_{33}|$) se mide con los demás puertos terminados en impedancias de línea, Gráfico 6.

El *Feedthrough* se define como el $-20 \log|S_{21}|$ y también se mide en presencia del oscilador local como puede verse en el Gráfico 7. Finalmente, en el Gráfico 8 se muestra el aislamiento de LO a RF y en el Gráfico 9 el aislamiento de LO a IF.

Como norma general, siempre que no se vaya a hacer medidas sobre el puerto LO terminaremos éste con una fuente de oscilador local. Por otra parte, como norma general, cuando no hagamos medidas sobre el puerto RF o IF terminaremos éstos con impedancias adaptadas a la línea.

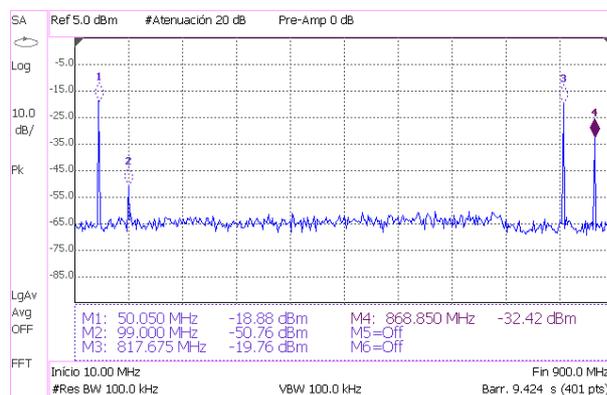


Gráfico 1.-

Medida de las Frecuencias de

Conversión = $(n \cdot 818 + m \cdot 868)$ MHz

Ejercicio: P10 - 3.4.A

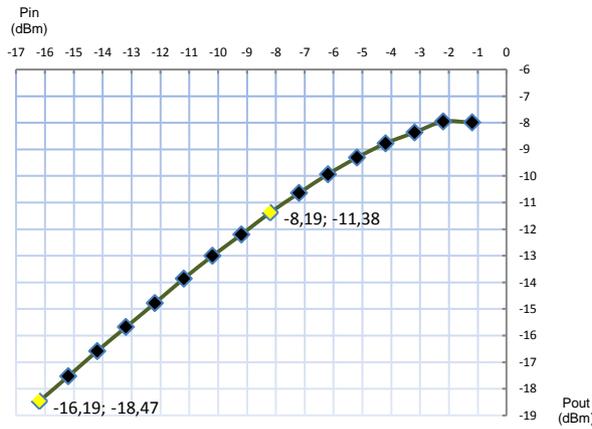


Gráfico 2.-

Cálculo de las Pérdidas de Conversión = $P_i - P_o = 2,28 \text{ dB}$
 Medida del P1dB = $- 11,38 \text{ dBm}$

Ejercicio: P10 - 4.4.A

Agilent Technologies: N9912A

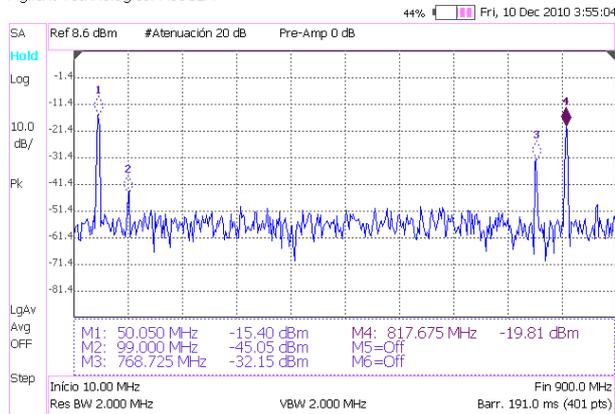


Gráfico 3.-

Cálculo del Rechazo de la Frecuencia Imagen = $P_i - P_o = -1,045 \text{ dB}$

Ejercicio: P10 - 4.4.A

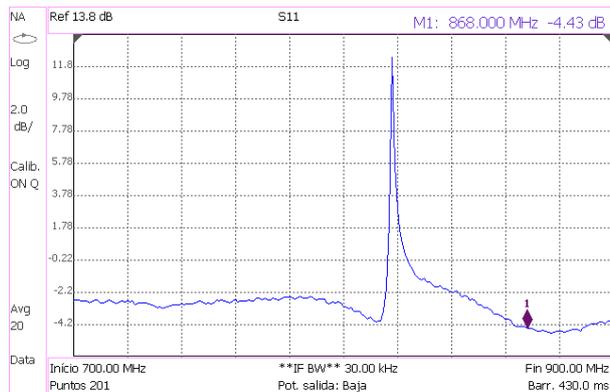


Gráfico 4.-

Medida del $20 \log|S_{11}| = -4,43 \text{ dB @ } 868 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 2.4.A

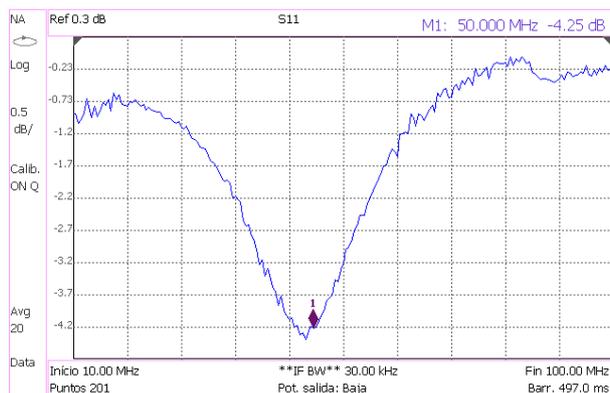


Gráfico 5.-

Medida del $20 \log|S_{22}| = -4,25 \text{ dB @ } 50 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 2.6.A

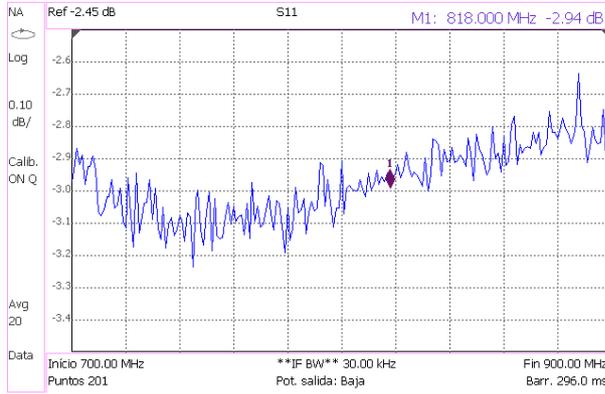


Gráfico 6.-

Medida del $20 \log|S_{33}|$
 $= -2,94 \text{ dB @ } 818 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 3.3.A

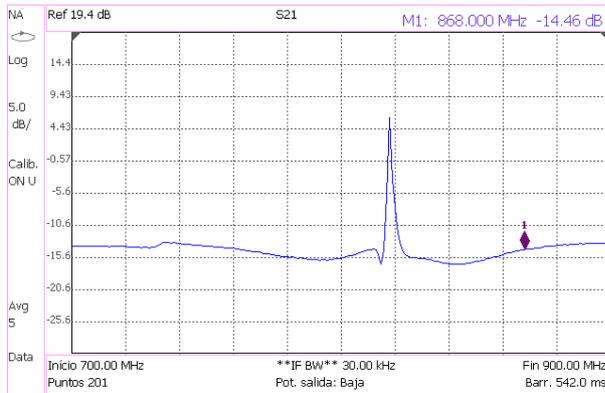


Gráfico 7.-

Medida del $20 \log|S_{21}|$
 $= -14,46 \text{ dB @ } 868 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 4.2.A

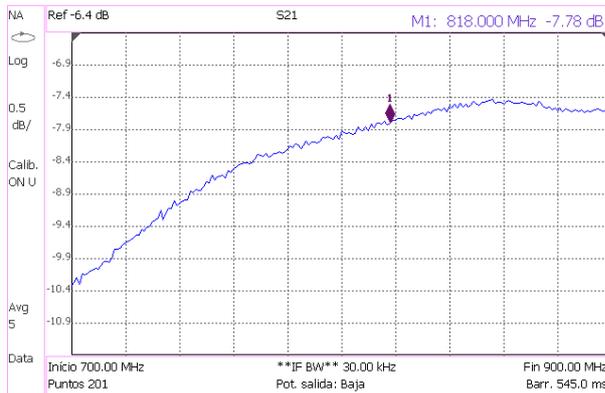


Gráfico 8.-

Medida del $20 \log|S_{13}|$
 $= -7,78 \text{ dB @ } 818 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 5.2.A

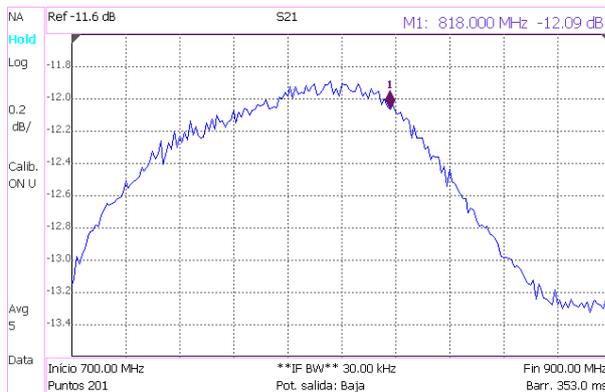


Gráfico 9.-

Medida del $20 \log|S_{23}|$
 $= -12,09 \text{ dB @ } 818 \text{ MHz}$

Ejercicio: P11 - 6.2.A

6. Sintetizador de Frecuencias

Las medidas que practicamos al Sintetizador de Frecuencias fueron: medimos la potencia disponible a 818 MHz, véase Gráfico 1, y realizamos la medida del Ruido de Fase del sintetizador, véase Gráfico 2.

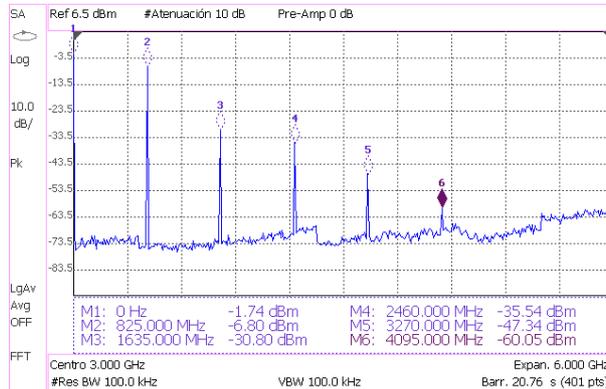


Gráfico 1.-

Medida de la Potencia de salida
 $= P_{sa_LO} + L_{adapter} + L_{cable_sa}$
 $= -5,43 \text{ dBm}$

Ejercicio: P12 - 2.3.C

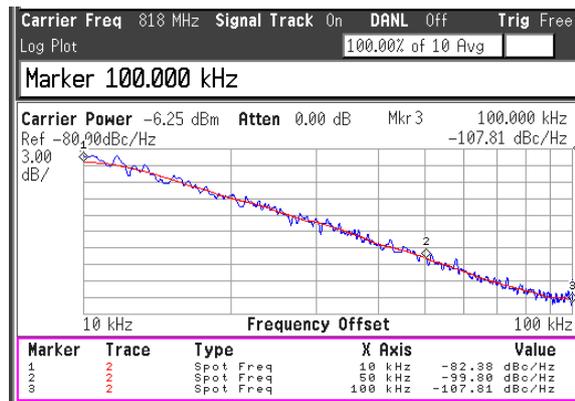


Gráfico 2.-

Medida del Ruido de Fase
 @ 10 kHz = -82,38 dBc/Hz
 @ 50 kHz = -99,80 dBc/Hz
 @ 100 kHz = -107,81 dBc/Hz

Ejercicio: P12 - 3.2.A

7. Antena

Las características más importantes que hemos medido de las antenas son la magnitud de la reflexión, el VSWR y la ganancia de las mismas. En los Gráficos 1, 2 se muestran las medidas de la magnitud de la reflexión y el VSWR de las antenas en posición doblada. A continuación, en la Tabla 1 se calcula el valor de la ganancia en función de la frecuencia y la distancia entre las antenas, aunque los resultados son poco precisos debido a las reflexiones del laboratorio.

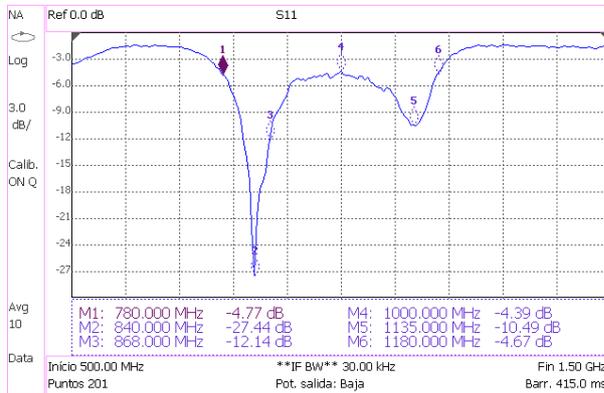


Gráfico 1.-

Medida del $20 \log|S_{11}|$

$$= -12,14 \text{ dB @ } 868 \text{ MHz}$$

Ejercicio: P13 - 2.7.B

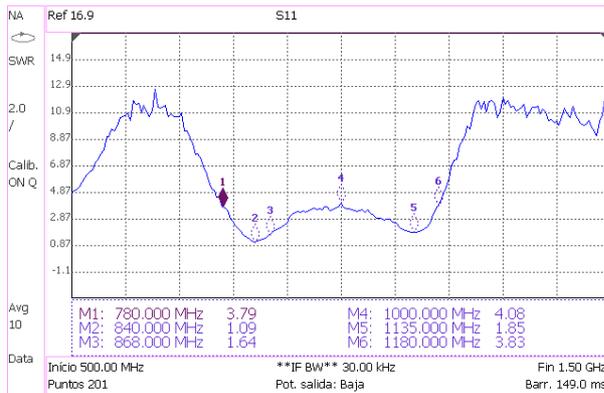


Gráfico 2.-

Medida del $VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}$

$$= 1,64 : 1 @ 868 \text{ MHz}$$

Ejercicio: P13 - 2.7.D

Las medidas de Ganancia de la Antena se realizaron con un generador de señales de potencia $P_t = 10 \text{ dBm}$, el cual conectamos a la antena transmisora.

P14 – 2.4.A

Frecuencia del SG, f (MHz)	Longitud de onda, $\lambda = c / f$ (m)	Distancia de campo lejano calculada, R_{ff} (m)	Distancia entre antenas, R (m)	Potencia de salida medida con SA, P_r (dBm)	Ganancia calculada, G (dBi)
750	0,400	0,221	$1,5 \times R_{ff} = 0,331$	-14,8	-2,23
750	0,400	0,221	$2 \times R_{ff} = 0,441$	-15,6	-1,38
750	0,400	0,221	$2,5 \times R_{ff} = 0,551$	-18,2	-1,72
868	0,346	0,255	$1,5 \times R_{ff} = 0,383$	-10,4	1,24
868	0,346	0,255	$2 \times R_{ff} = 0,510$	-13	1,19
868	0,346	0,255	$2,5 \times R_{ff} = 0,638$	-15	1,15
1100	0,273	0,323	$1,5 \times R_{ff} = 0,485$	-30,2	-6,61
1100	0,273	0,323	$2 \times R_{ff} = 0,647$	-32,6	-6,56
1100	0,273	0,323	$2,5 \times R_{ff} = 0,809$	-37,8	-8,19
1200	0,250	0,353	$1,5 \times R_{ff} = 0,529$	-28,8	-5,15
1200	0,250	0,353	$2 \times R_{ff} = 0,706$	-30,7	-4,85
1200	0,250	0,353	$2,5 \times R_{ff} = 0,882$	-31,6	-4,33
1300	0,231	0,382	$1,5 \times R_{ff} = 0,573$	-30,1	-5,11
1300	0,231	0,382	$2 \times R_{ff} = 0,764$	-31	-4,31
1300	0,231	0,382	$2,5 \times R_{ff} = 0,956$	-31,2	-3,44

Tabla 1.- Medida de la Ganancia de la Antena = 1,19 dBi @ 868 MHz

$$G(\text{dBi}) = \frac{1}{2} \left[P_r(\text{dBm}) - P_t(\text{dBm}) + 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right]; \quad R > R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda}; \quad D = 0,21 \text{ m}$$

8. Unidad de Transmisión

Las medidas de la Unidad de Transmisión se realizaron con una potencia de entrada de -15 dBm. Las principales medidas que se realizaron con la unidad de transmisión fueron verificar la correcta conversión de frecuencia, Gráfico 1, y medir el ancho de banda de esta cabecera de RF de transmisión, Gráfico 2.

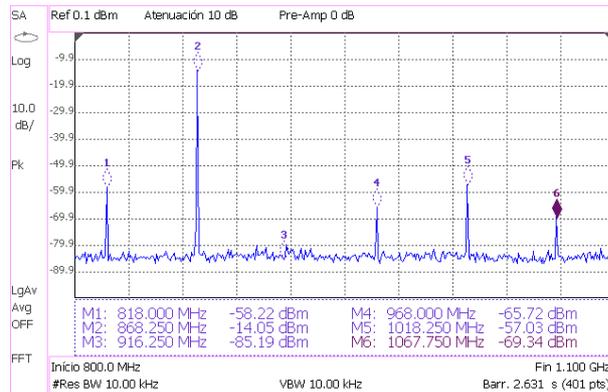


Gráfico 1.-

Medida de las Frecuencias de
Conversión = $(818 + n \cdot 50) \text{ MHz}$

Ejercicio: P15 - 2.1.3.4

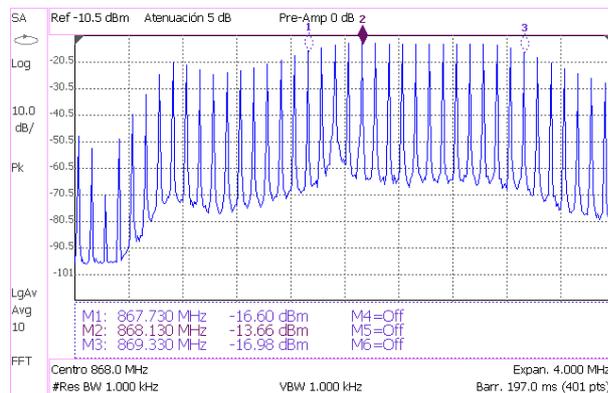


Gráfico 2.-

Medida del $BW = 1,6 \text{ MHz}$

Ejercicio: P15 - 2.1.3.4.B

9. Unidad de Recepción

Las medidas de la Unidad de Recepción se realizaron con una potencia de entrada de -15 dBm y con ganancia de IF igual a 7 dB.

En el Gráfico 1 se observa que el amplificador de IF, de ganancia variable, introduce una gran distorsión en la señal de salida, de frecuencia intermedia. Por otra parte, en la tabla 1 se mide la potencia de dicha señal de frecuencia intermedia para varias frecuencias de entrada. La conversión hacia una frecuencia intermedia fija se logra incrementando la frecuencia del oscilador local en la misma cantidad que se incrementa la frecuencia de la señal de entrada. Observe cómo el filtro de entrada del receptor sólo permite pasar las frecuencias cercanas a 868 MHz, pues se supone que la unidad de transmisión emite en ese rango de frecuencias. Observe también el gran rechazo que experimenta la “Frecuencia Imagen” gracias al citado filtro.

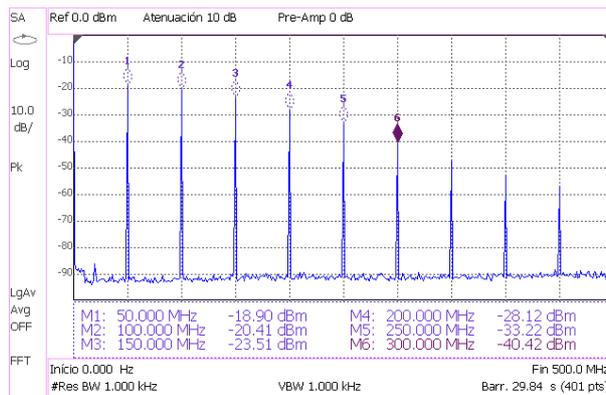


Gráfico 1.-
Medida de las Frecuencias de
Conversión = $n \cdot 50 \text{ MHz}$

Ejercicio: P15 - 3.1.3.5

Frecuencia RF (MHz)	Frecuencia LO (MHz)	Potencia Salida (dBm)
868	818,1	-18,88
867	817,1	-25,41
768	818,1	-62,10
768	818,1	-17,41 (sin filtro)

Tabla 1.-
Medida de la Potencia de Salida a
distintas Frecuencias de Entrada

Ejercicio: P15 - 3.1.3.5.C

10. Transceptor de RF Completo

Las medidas del nivel de señal que pasa a través de los dos Front ends de RF se realizaron con una potencia de entrada de -15 dBm y, en el receptor, con ganancia de IF igual a 15 dB. En el Gráfico 1 se ilustra el espectro de una señal de FM. La separación constante entre los tonos indica que la señal moduladora es periódica.

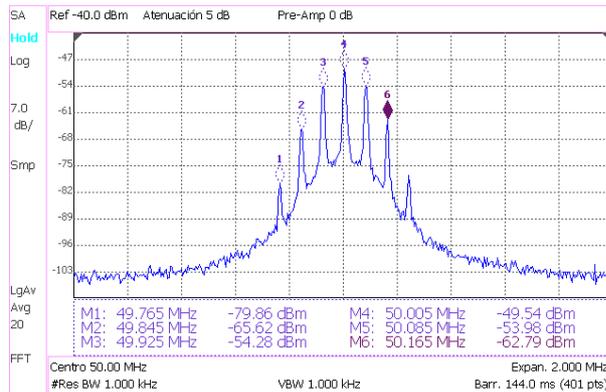


Gráfico 1.-

Medida de la Frecuencia

Moduladora de FM

$$= f_n - f_{n-1} = 80 \text{ kHz}$$

Ejercicio: P15 - 4.6.B

12.2. Conclusiones

Aunque las comunicaciones se pueden llevar a cabo en Banda Base, la modulación de las señales suele ser la mejor opción para transmitir múltiples señales a la vez. En comunicaciones inalámbricas, la modulación, además, es fundamental porque a frecuencias altas se puede transmitir con antenas más pequeñas.

Las limitaciones tecnológicas de los filtros, mezcladores, amplificadores y osciladores hacen que la conversión de frecuencia sea satisfactoria sólo si se usan determinadas arquitecturas de transmisores y receptores.

Las arquitecturas de los receptores de radio pueden clasificarse, por ejemplo, en función de la frecuencia a la cual se realiza el filtrado para seleccionar un canal:

- Receptores de radiofrecuencia sintonizada. El filtrado y selección del canal se realiza a la frecuencia que se radia las señales.

- Receptores homodinos. El filtrado y selección de la señal se realiza a frecuencia cero, es decir, con filtros paso bajo.
- Receptores heterodinos. El filtrado se realiza a una frecuencia intermedia fija y el oscilador que se usa para trasladar y sintonizar la frecuencia deseada presenta la mayor relación entre su frecuencia máxima y mínima.
- Receptores superheterodinos. El filtrado se realiza también en una frecuencia intermedia fija pero el oscilador que se usa para sintonizar la frecuencia deseada presenta la menor relación entre su frecuencia máxima y mínima.

La arquitectura más versátil, más precisa y más ampliamente utilizada en los receptores de radiofrecuencia es la del receptor superheterodino. Incluso hemos visto que en la mayoría de los instrumentos de medida la detección de frecuencia se realiza con detectores superheterodinos.

El equipo de prácticas ME1000 formaría parte de un transmisor-receptor heterodino. Concretamente constituye la cabecera de RF de un radio transmisor-receptor heterodino. Las etapas de frecuencia intermedia y de banda base no se incluyen en el kit y, por tanto, se precisa de otros equipos para modular y demodular la información. Si se desea transmitir varios canales, el ancho de banda de los subcanales puede ir desde los 0,1 MHz, que es la resolución del sintetizador de frecuencias, hasta 1,5 MHz que es el ancho de banda total del canal de transmisión. Dado que en los receptores heterodinos la selección de los subcanales se realiza a frecuencia intermedia, en la unidad de recepción se ha colocado un filtro de IF muy poco selectivo para atenuar la señal lo menos posible, puesto que la señal ha de volverse a filtrar externamente con un filtro más fino, centrado en 50 MHz, para seleccionar exclusivamente el subcanal deseado.

En la unidad de transmisión, la amplificación y el filtrado a frecuencia intermedia se suponen ya hechos externamente, y la primera etapa que se lleva a cabo es una conversión de frecuencias. El mezclador está diseñado para potenciar la banda lateral superior de la señal modulada de salida, ya que la banda lateral inferior no se transmitirá al ser información redundante. Transmitir sólo una banda lateral reduce a la mitad el ancho de banda de la señal modulada, aunque veremos que aumenta la figura de ruido del sistema.

Para el sistema de la sección 11.2 — Figuras 1, 2, y 3 — la expresión del factor de ruido (F) y la expresión del punto de intercepción de tercer orden (OIP3) son las siguientes:

$$F = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_8 - 1}{G_1 G_2 \dots G_7} \right) \cdot 2 + \frac{F_9 - 1}{G_1 G_2 \dots G_8} + \frac{F_{10} - 1}{G_1 G_2 \dots G_9}$$

$$\frac{1}{OIP3} = \frac{1}{OIP3_1 \cdot G_2 G_3 \dots G_{10}} + \frac{1}{OIP3_2 \cdot G_3 G_4 \dots G_{10}} + \dots + \frac{1}{OIP3_9 \cdot G_{10}} + \frac{1}{OIP3_{10}}$$

(Si desea obtener más información acerca de las expresiones anteriores puede consultar las referencias [17] y [6]).

Observe cómo el factor de ruido (F) se multiplica por dos en el receptor cada vez que se elimina una banda lateral en el transmisor.

Una interpretación que podemos hacer de estas fórmulas es que para mejorar el factor de ruido interesa que los bloques de más ganancia y menos ruidosos estén al principio de la cadena. Para mejorar el OIP3 del sistema, interesa que los bloques de más ganancia y más alto OIP3 estén al final.

El mezclador no sólo provoca productos de intermodulación de 2º orden (que sería lo deseable) sino que también genera productos de intermodulación de 1º,3º,4º... orden, como suele ser habitual en los dispositivos no lineales. A la salida del mezclador se encuentra un filtro de RF muy selectivo, que tiene la doble misión de eliminar los armónicos indeseables que se generan en el mezclado y eliminar cualquier otra señal que pudiera estar presente debido a la ausencia de filtro de frecuencia intermedia. Los filtros de RF tan selectivos no suelen ser muy habituales, ya que resultan bastante complejos de realizar. Lo normal es concentrar la selectividad del canal en la etapa de frecuencia intermedia, donde los filtros con ancho de banda igual, e incluso más estrechos para seleccionar un subcanal, se pueden diseñar fácilmente. La razón fundamental por la que se usa un filtro de RF tan selectivo es para evitar radiar la frecuencia del oscilador local que, al no ser estándar, podría estar siendo usada por cualquier otro aparato como portadora y consecuentemente crearle interferencias.

Para poder radiar la señal con suficiente potencia se usa un amplificador de potencia. En la práctica 13 medimos las antenas y vimos que las frecuencias de corte de las mismas, con pérdidas de retorno mínimas, eran 780 MHz y 1180 MHz. Dado que la banda lateral inferior de la señal modulada se encuentra situada en 768 MHz, para asegurarnos de no radiar la banda lateral inferior, se coloca otro filtro a la salida del transmisor, aunque con muy poca selectividad para atenuar lo menos posible la señal que sí queremos radiar. Las frecuencias de corte del filtro las medimos en la práctica 9 y eran 829,25 MHz y 1275,5 MHz.

Aunque lo razonable sería amplificar la señal nada más llegar al receptor para mejorar la figura de ruido del sistema, en los receptores heterodinos lo que se suele hacer es colocar en primer lugar un filtro para evitar que el amplificador se sature debido a la amplificación de señales indeseables que pudieran haber en el medio. El filtro tiene que tener su entrada adaptada a la impedancia característica de la antena y no tiene por qué ser muy selectivo aunque, eso sí, debe rechazar las frecuencias imagen. Las frecuencias imagen son aquellas que se instalan en lugar de la banda lateral inferior suprimida en el transmisor y distan $2 \cdot f_I$ de las frecuencias de interés. Sin embargo, para mejorar sus prestaciones el equipo de prácticas ME1000 utiliza filtros de RF muy selectivos. De esta forma no sólo se elimina la frecuencia imagen sino que también se evita que la frecuencia del oscilador local del propio receptor se radie al exterior a través de la antena.

A continuación del filtro se usa un amplificador de bajo ruido para mejorar la figura de ruido del sistema. En el mezclado se genera prácticamente sólo la banda lateral inferior de la señal demodulada y, por supuesto, múltiples productos de intermodulación debido a la naturaleza del mezclador. Estos armónicos se atenúan levemente con un filtro de frecuencia intermedia. La componente continua queda bloqueada con un condensador a la salida del mezclador.

Para aumentar el OIP3 del sistema y sobre todo para poder realizar un control automático de la ganancia, la etapa de frecuencia intermedia suele disponer de un amplificador de ganancia variable. Como se ha explicado en el capítulo 11, la etapa de frecuencia intermedia apenas se lleva a cabo en nuestro equipo, que al ser un front end sólo dispone de las etapas de RF.

Este proyecto deja abierta muchas posibilidades para futuros proyectos como terminar de caracterizar los componentes que quedan del entrenador, realizar un modelo simulado del sistema front end a nivel de transistores o incluso diseñar las etapas de frecuencia intermedia y de banda base que faltan para completar el transmisor y el receptor. En cualquier caso, el equipo es de gran ayuda para poner en práctica los conocimientos teóricos de RF adquiridos y para realizar nuestros propios diseños.

Presupuesto

Una vez finalizada la caracterización de los distintos subsistemas del entrenador ME1000, redactadas las prácticas y elaborado los informes, para concluir con el proyecto, en este capítulo se realizará un estudio económico con los costes tanto parciales como totales del proyecto. [30]

P.1. Costes de recursos humanos

Este coste es el generado por el personal empleado para el mantenimiento de las herramientas y las estructuras necesarias, ver Tabla P.1. Este personal está formado por dos técnicos a tiempo completo para un total de cien usuarios.

Tabla P.1. Costes de recursos humanos

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Gastos		Gastos (€)
		Total (€/mes)	Usuario (€/mes-usuario)	
2 Técnicos a tiempo completo	7	3005	30,05	210,35
TOTAL				210,35

P.2. Costes de ingeniería

Se ha invertido un total de 7 meses a tiempo completo en el desarrollo de este proyecto. Durante este tiempo se han desarrollado las tareas de formación, estudio y análisis, medidas, análisis de resultados y documentación; como muchas de estas tareas se solapan en el tiempo se han incluido los períodos de tiempo en función de la tarea predominante. En este presupuesto se ha incluido los costes de formación al ser específicos para el desarrollo de este proyecto. Tomando la tarifa por costes de ingeniería aplicada a un ingeniero junior en España, asciende a un total de 2.232,16 €/mes englobando en la misma el salario, la Seguridad Social, y el IRPF (Impuesto sobre la Renta de las personas físicas). La Tabla P.2 muestra los costes de ingeniería desglosados.

Tabla P.2. Costes de ingeniería

Descripción	Tiempo (meses)	Gastos (€/mes)	Gastos (€)
Formación y estudios previos	2	2232,16	4464,32
Realización de medidas en el laboratorio	2	2232,16	4464,32
Redacción de las prácticas	2	2232,16	4464,32
Realización de la memoria	1	2232,16	2232,16
TOTAL			15625,12

P.3. Costes de amortización

En este apartado se exponen los costes derivados del uso de paquetes *software*, material *hardware* e instrumentos de medida. Estos equipos *hardware* y paquetes *software* presentan un coste de amortización, en función del periodo de tiempo usado y el número de usuarios que accedan a estos, los cuales se han estimado en 10.

1. Costes de recursos hardware

En la Tabla P.3 se detalla el coste total por amortización y mantenimiento para los recursos *hardware* utilizados. Para este tipo de equipos se considera el periodo de amortización de tres años.

Tabla P.3. Costes de recursos hardware

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Gastos		Gastos (€)
		Total (€año)	Usuario (€año-usuario)	
Impresora Hewlett Packard Laserjet 4L	7	4000	400	233,33
Ordenador Personal Pentium IV 2.5 GHz	7	411	41,1	23,97
Ordenador Portátil 2,4 GHz	7	578,22	57,82	33,73
TOTAL				291,03

2. Costes de recursos software

El cálculo de los gastos totales de los recursos *software* bajo licencia utilizados, tienen un coste estimado de amortización y mantenimiento según el período de uso (referenciados a un período de un año). Estos costes de licencias pertenecen a licencias universitarias, no comerciales se detallan en la Tabla P.4.

Tabla P.4. Costes de recursos software

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Gastos		Gastos (€)
		Total (€año)	Usuario (€año-usuario)	
Sistema Operativo Microsoft Windows XP	7	300	30	17,5
Microsoft Office 2007	7	450	45	33,75
Advance Design System (ADS)	7	3200	320	240,00
TOTAL				291,25

3. Costes de medidas

En este apartado se realizará un análisis económico de los gastos derivados del uso del laboratorio para la medida de los circuitos. Para la elaboración del estudio se ha tenido en cuenta que el laboratorio está siendo utilizado por una media de 10 personas a lo largo del año y la amortización de los equipos y el kit de calibración es a 10 años. Por otro lado al material fungible de laboratorio tales como cables, sondas, etc... se le ha puesto un periodo de amortización de 3 años. Los costes de medidas se detallan en la Tabla P.5.

Tabla P.5. Costes de medidas

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Gastos		Gastos (€)
		Total (€año)	Usuario (€año-usuario)	
Kit de entrenamiento de diseño de circuitos de RF ME1000	7	279,22	27,92	16,29
Generador de señales de RF Agilent E4438C	7	2179,58	217,96	127,14
Analizador de espectros Agilent N9912A FieldFox	7	1292,80	129,28	75,41
Analizador de redes Agilent N9912A FieldFox	7	1259,80	125,98	73,49
Analizador de figura de ruido y analizador de ruido de fase, Agilent E4440A	7	7223,30	722,33	421,36
Fuente de ruido Agilent 346C	7	364,80	36,48	21,28
Kit de calibración 3.5mm Agilent 85052D	7	532,50	53,25	31,06
Material fungible del laboratorio	7	50	5	2,92
TOTAL				768,95

La Tabla P.6 muestra el total de los gastos por costes de amortización.

Tabla P.6. Costes de amortización

Descripción	Gastos (€)
Costes por recursos hardware	291,03
Costes por recursos software	291,25
Costes de medidas	768,95
TOTAL	1351,23

P.4. Otros costes

En este apartado se incluyen los costes debidos al uso de internet, material fungible y a la elaboración del documento final del proyecto.

Tabla P.7. Otros costes

Descripción	Unidades	Coste unidad (€)	Gastos (€)
Horas de uso de internet	300	1,2 €/hora	360
Paquetes papel DIN_A4 80 gr/m ²	3	4,5	13,50
Fotocopias	1000	0,04	40,00
CDs	3	3	9,00
Otros			100,00
TOTAL			162,50

P.5. Presupuesto total

Para finalizar en la siguiente tabla se recoge el coste total del proyecto en función de los costes parciales comentados en las secciones anteriores.

Tabla P.8. Presupuesto total

Descripción	Gastos (€)
Costes de recursos humanos	210,35
Costes de ingeniería	15625,12
Costes de amortización	1351,23
Otros costes	162,50
PRESUPUESTO FINAL	17349,20
TOTAL (IGIC 5%)	18216,66

D. Octavio García Trenzado declara que el proyecto “Caracterización del equipo de prácticas ME1000 para el diseño de circuitos de RF” asciende a un total de 18216,66 euros.

Fdo.: Octavio García Trenzado

DNI: 44.322.014-W

Las Palmas de Gran Canaria, a 3 de septiembre de 2012.

Referencias

- [1] B. P. Lathi, "Introducción a la teoría y sistemas de comunicación", Limusa, 1983.
- [2] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, "Señales y Sistemas", Prentice-Hall, 1983.
- [3] B. P. Lathi, "Sistemas de comunicación", McGraw Hill Interamericana, 1986.
- [4] Miranda/Sebastian/Sierra/Margineda, "Ingeniería de Microondas", Prentice Hall, 2002.
- [5] "ME1000 RF Circuit Design Courseware Quick Start Guide", Acehub Vista Sdn. Bhd. Dreamcatcher, 2009.
- [6] David M. Pozar, "*Microwave Engineering*," 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.

-
- [7] <http://www.phys.lsu.edu/~tfricke/notebook/2010/08/29/Tmatrix.pdf>
(Conversión de parámetros “S” a “T” y viceversa).
- [8] Michael Steer, “Microwave and RF design, a system approach”, Scitech Publishing, 2010.
- [9] “ME1000 RF Circuit Design Courseware Lab sheets & model answers”, Acehub Vista Sdn. Bhd. Dreamcatcher, 2009.
- [10] “ME1000 RF Circuit Design Courseware Teaching slides”, Acehub Vista Sdn. Bhd. Dreamcatcher, 2009.
- [11] <http://dreamcatcher.asia/cw>
(Página web oficial del equipo de prácticas ME1000).
- [12] Application Note 150, “*Spectrum Analysis Basics*”, Agilent Technologies, 2006.
- [13] Thomas H. Lee, “*Planar Microwave Engineering*,” Cambridge University Press, 2004.
- [14] “*Agilent Fieldfox RF Analyzer N9912A User’s Guide*”, Agilent Technologies, 2009.
- [15] <http://www.agilent.com/find/fieldfox>
(Página web del Analizador de RF Fieldfox N9912A).
- [16] “ME1000 RF Circuit Design Courseware CAE design files”, Acehub Vista Sdn. Bhd. Dreamcatcher, 2009.
- [17] F. Javier del Pino, Apuntes de la asignatura: “Electrónica aplicada a las comunicaciones”, ULPGC, 2010.
- [18] Application Note 1287-1, “*Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis*”, Agilent Technologies.
- [19] Application Note 1287-2, “*Exploring the Architectures of Network Analyzers*”, Agilent Technologies.
- [20] Application Note 1287-3, “*Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements*”, Agilent Technologies.
- [21] Application Note 1287-4, “*Network Analyzer Measurements: Filter and Amplifier Examples*”, Agilent Technologies.
-

-
- [22] Application Note 1354, "*Practical Noise-Figure Measurement and Analysis for Low-Noise Amplifier Designs*," Agilent Technologies.
- [23] Product Note 8753-1, "*RF Component Measurements: Amplifier Measurements Using the Agilent 8753B Network Analyzer*", Agilent Technologies.
- [24] Product Note 8753-2, "*RF Component Measurements: Mixer Measurements Using the Agilent 8753B Network Analyzer*", Agilent Technologies.
- [25] http://na.tm.agilent.com/pna/help/WebHelp7_5/FreqOffset/Isolation.htm
(Procedimientos para medir el aislamiento de los dispositivos de conversión de frecuencia).
- [26] Roberto Esper-Chaín, Apuntes de la asignatura: "Electrónica analógica", ULPGC, 2008.
- [27] http://en.wikipedia.org/wiki/RF_front_end
(Definición de front-end según la Wikipedia).
- [28] Roy Blake, "Sistemas Electrónicos de Comunicaciones", Thomson Learning, 2004.
- [29] Francisco Ruiz Vassallo, "Radiorreceptores: AM, FM, Estéreo, RDS", Ediciones CEAC, 2005.
- [30] <http://www.coitt.es>
(Colegio oficial de ingenieros técnicos de telecomunicación y asociación española de ingenieros técnicos de telecomunicación).

Anexo

A.1. Especificaciones Técnicas del Equipo de prácticas ME1000



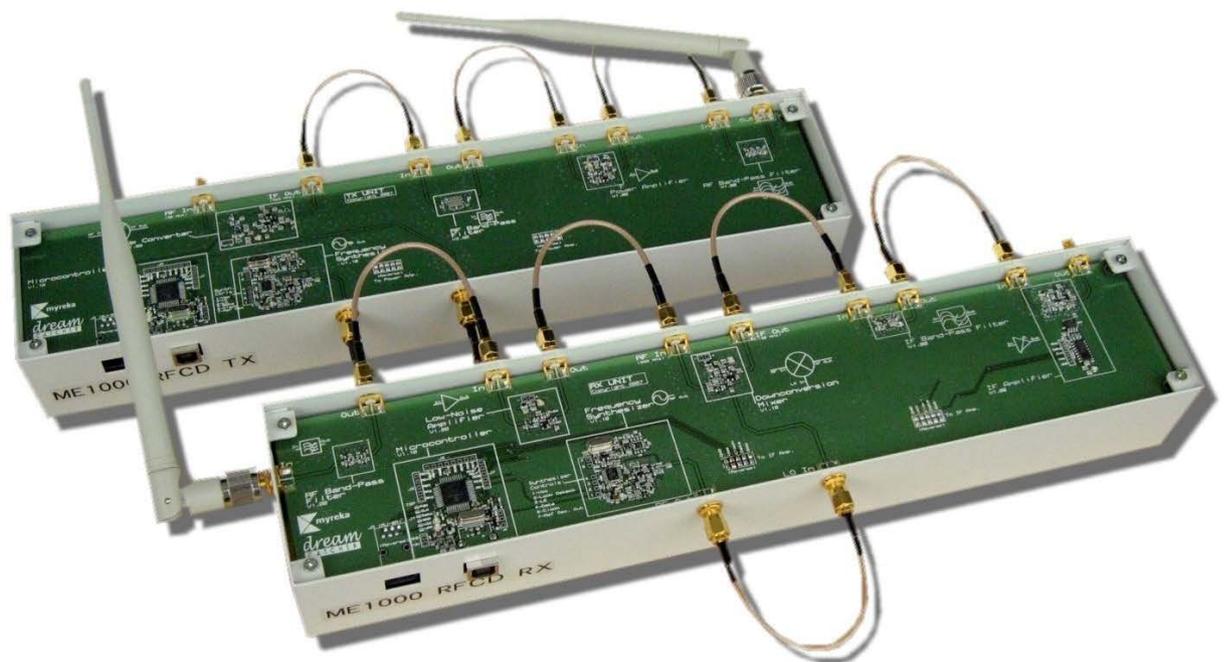
Especificaciones Técnicas

Material listo para enseñar a Diseñar Circuitos de RF

Equipo de prácticas ME1000

Revisión 2.40

Impreso el 28 de Diciembre de 2009



Especificaciones Técnicas

Amplificador de Bajo-Ruido	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Ganancia de pequeña-señal @ 868 MHz	9	11	15	dB	
Pérdidas de retorno de entrada	9	14	18	dB	
Pérdidas de retorno de salida	9	13	15	dB	
Aislamiento	15	20	22	dB	
Figura de Ruido	-	-	5	dB	a T= 23 °C
Sintetizador de Frecuencias	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Frecuencia de salida	816	-	880	MHz	
Potencia de salida	-6	-4.5	-2	dBm	sobre una carga de 50 Ω
Supresión del 1º armónico	15	-	45	dB	
Supresión del 2º armónico	20	-	50	dB	
Resolución de frecuencia	-	0.1	-	MHz	
Amplificador de Potencia	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Ganancia de pequeña-señal @ 868 MHz	13	15	16	dB	
Pérdidas de retorno de entrada	13	18	29	dB	
Pérdidas de retorno de salida	7	12	15	dB	
Potencia de salida de compresión 1 dB	8	10	11	dBm	sobre una carga de 50 Ω
Potencia de entrada de compresión 1 dB	-7	-5	-3	dBm	
Potencia de intersección de 3º orden	15	17	25	dBm	1 MHz separación, sobre carga 50Ω
Aislamiento	20	21	23	dB	
Filtro Paso-Banda de RF (V1.01)	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Frecuencia de -3 dB inferior	800	-	-	MHz	Necesario sólo límite mín
Frecuencia de -3 dB superior	-	-	1300	MHz	Necesario sólo límite máx
Pérdidas de inserción @ 868 MHz	-	2.5	4	dB	
Pérdidas de inserción @ 600 MHz	-	25	30	dB	200 MHz desde frecuencia a -3dB
Pérdidas de inserción @ 1500 MHz	-	22	32	dB	200 MHz desde frecuencia a -3dB
Pérdidas de retorno de entrada @ 868MHz	8	15	21	dB	
Pérdidas de retorno de salida @ 868 MHz	8	21	23	dB	

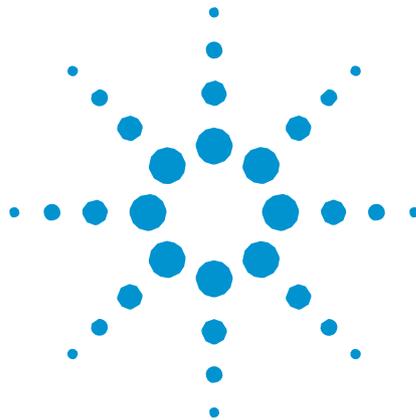
Filtro Paso-Banda de RF (V2.00)	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Frecuencia de -3 dB inferior	867.5	-	-	MHz	Necesario sólo límite mín
Frecuencia de -3 dB superior	-	-	869.3	MHz	Necesario sólo límite máx
Pérdidas de inserción @ 868 MHz	-	4	6.5	dB	
Pérdidas de retorno de entrada @ 868MHz	10	12	15	dB	
Pérdidas de retorno de salida @ 868 MHz	10	12	15	dB	
Filtro Paso-Banda de IF (V1.00)	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Frecuencia de -3 dB inferior	41	-	-	MHz	Necesario sólo límite mín
Frecuencia de -3 dB superior	-	-	57	MHz	Necesario sólo límite máx
Pérdidas de inserción @ 50 MHz	-	3	5	dB	
Pérdidas de inserción @ 43 MHz	-	5	7	dB	
Pérdidas de inserción @ 57 MHz	-	5	7	dB	
Pérdidas de retorno de entrada @ 50MHz	10	17	19	dB	
Pérdidas de retorno de salida @ 50 MHz	10	14	17	dB	
Mezclador Demodulador	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Aislamiento de LO a RF @ 818 MHz	5	7	9	dB	sobre una carga de 50 Ω
Aislamiento de LO a IF @ 818 MHz	13	15.5	18	dB	sobre una carga de 50 Ω
Pérdidas de retorno de entrada @ 868MHz	2	3	5.5	dB	IN
Pérdidas de retorno de entrada @ 818MHz	1.5	2.5	4	dB	LO
Pérdidas de retorno de entrada @ 50 MHz	2	4	6	dB	OUT
Aislamiento de RF a IF @ 868 MHz	14	15	17	dB	
Pérdidas de conversión @ 868 MHz	0.5	2	3.5	dB	RF @ -15 dBm, 868 MHz; LO @ -4 dBm, 818 MHz
Mezclador Modulador	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Aislamiento de LO a RF @ 818 MHz	6	8	11	dB	sobre una carga de 50 Ω
Aislamiento de LO a IF @ 818 MHz	7	10.5	12	dB	sobre una carga de 50 Ω
Pérdidas de retorno de entrada @ 868MHz	3	5	8	dB	OUT
Pérdidas de retorno de entrada @ 818MHz	8	10	12	dB	LO
Pérdidas de retorno de entrada @ 50 MHz	1.5	2.5	4	dB	IN
Aislamiento de RF a IF @ 50 MHz	7	12	16	dB	
Pérdidas de conversión @ 50 MHz	3	5	-	dB	RF @ -15 dBm, 50 MHz; LO @ -3 dBm, 818 MHz

Amplificador de IF	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Tensión de la fuente de alimentación	3	3.3	3.6	V	
Rango de ganancias	0	-	15	dB	
Ganancia pequeña-señal @ 50 MHz (Nivel de Ganancia = 10)	7	9	12	dB	
Ganancia pequeña-señal @ 50 MHz (Nivel de Ganancia = 12)	11	12.5	16	dB	
Ganancia pequeña-señal @ 50 MHz (Nivel de Ganancia = 15)	14	16	20	dB	
Pérdidas de retorno de entrada	10	12.5	17	dB	
Antena	Mín	Típico	Máx	Unidad	Restricciones / Descripciones
Rango de frecuencia	806	-	960	MHz	
Ganancia en el rango de operación	-	2.5	-	dBi	
VSWR	-	< 2	-	-	
Polarización	-	Vertical	-	-	
Longitud	-	210	-	mm	

A.2. Especificaciones Técnicas del Analizador de RF Agilent N9912A FieldFox

Agilent **FieldFox** RF Analyzer N9912A 4/6 GHz

Technical Overview



A condensed version of the specifications is provided here. See the User's Guide for the complete version: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/N9912-90001.pdf>

Specification (spec.):

Warranted performance. Specifications include guardbands to account for the expected statistical performance distribution, measurement uncertainties, and changes in performance due to environmental conditions. The following conditions must be met:

- FieldFox has been turned on at least 90 minutes
- FieldFox is within its calibration cycle
- Storage or operation at 25 °C ±5 °C range (unless otherwise stated)

Typical (typ.):

Expected performance of an average unit over a 20 °C to 30 °C temperature range, unless otherwise indicated; does not include guardbands. It is not covered by the product warranty. The FieldFox must be within its calibration cycle.

Nominal (nom.):

A general, descriptive term or design parameter. It is not tested, and not covered by the product warranty.

Cable and antenna analyzer (Option 104 or 106)

Frequency

Frequency range			
	Option 104	2 MHz ¹ to 4 GHz	
	Option 106	2 MHz ² to 6 GHz	
Frequency reference			
	Accuracy	±2 ppm	
	Aging rate	±1 ppm/yr	
	Temperature stability	±1 ppm over -10 to 55 °C	
Frequency resolution			
	MHz to 1.6 GHz	2.5 kHz	
	> 1.6 GHz to 3.2 GHz	5 kHz	
	> 3.2 GHz to 6 GHz	10 kHz	
Measurement speed			
	Return loss	1.5 ms/point (nominal)	1.75 GHz to 3.85 GHz, 1001 points, Cal ON
	Distance to fault	2.4 ms/point (nominal)	0 to 500 ft, 601 points, Cal ON
Data points			
		101, 201, 401, 601, 801, 1001	
Directivity			
	Corrected	> 42 dB	
	QuickCal (Option 111)	> 42 dB (typical)	
Source match			
	Corrected	> 36 dB	
	QuickCal (Option 111)	> 35 dB (typical)	
Reflection tracking			
	Corrected	± 0.06 dB	
	QuickCal (Option 111)	± 0.15 dB (typical)	

1. Spectrum analyzer (Option 230) start frequency is 100 kHz, usable to 5 kHz.
 2. Spectrum analyzer (Option 231) start frequency is 100 kHz, usable to 5 kHz.

Dynamic range

Reflection (RF Out port)

2 MHz to 4 GHz	60 dB (typical)
> 4 GHz to 6 GHz	55 dB (typical)

Transmission measurement (Option 110)

2 MHz to 2 GHz	72 dB (typical)
> 2 GHz to 3 GHz	67 dB (typical)
> 3 GHz to 5 GHz	58 dB (typical)
> 5 GHz to 6 GHz	49 dB (typical)

Output power range

High power

2 MHz to 4 GHz	< +8 dBm, +6 dBm (nominal)
> 4 GHz to 6 GHz	< +7 dBm, +2 dBm (nominal)

Low power

2 MHz to 4 GHz	< -23 dBm, -25 dBm (nominal)
> 4 GHz to 6 GHz	< -24 dBm, -25 dBm (nominal)

Immunity to interference

+16 dBm (nominal)

Maximum input level (RF Out port)

+23 dBm

Maximum input DC voltage (RF Out port)

±50VDC

Cable and antenna measurements

Return loss

Display range	0 to 100 dB
Resolution	0.01 dB

VSWR

Display range	0 to 100
Resolution	0.01

Distance to fault (DTF)

- **Range** = $(\text{number of points} - 1) / (\text{span}^2) \times V_f$ (velocity factor in cable) $\times c$ (light speed)
- **Resolution** = $\text{range} / (\text{number of points} - 1)$
- **Number of points**: 101, 201, 401, 601, 801, 1001
- **Distance to fault display**: Return loss, VSWR

Cable loss (1-port)

Terminated cable under test with short

Insertion loss (2-ports)

Requires Option 110

Transmission measurement (Option 110)

Frequency range	
Option 104	2 MHz to 4 GHz
Option 106	2 MHz to 6 GHz
Dynamic range	
2 MHz to 2 GHz	72 dB (typical)
2 GHz to 3 GHz	67 dB (typical)
> 3 GHz to 5 GHz	58 dB (typical)
> 5 GHz to 6 GHz	49 dB (typical)

Network analysis (Option 303)

S11	Vector measurement, S11 magnitude and S11 phase. Specification is listed under Cable and antenna analyzer section (S11/Return loss).
S21	Scalar measurement, S21 magnitude. Specification is listed under transmission measurement S21 requires Option 110 transmission measurement.
A	Reflected power
R	Source power
Display	Log, linear, phase, VSWR, Smith chart
Calibration types	Mechanical cal <i>QuickCal</i> Normalization Automatic cal update with frequency change or number of points change
IF bandwidth selections	300 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 10 kHz and 30 kHz

Spectrum analyzer (Option 230 or 231)

Frequency

Frequency range	
Option 104	100 kHz to 4 GHz, usable to 5 kHz
Option 106	100 kHz to 6 GHz, usable to 5 kHz, tunable to 6.1 GHz
Frequency reference	
Accuracy	±2 ppm
Frequency aging	± 1 ppm/yr
Frequency reference temperature stability	± 1 ppm over -10 to 55 °C
Frequency readout accuracy	
	± (readout frequency x frequency reference accuracy + RBW centering + 0.5 x horizontal resolution)
Frequency span	
Range	0 Hz (zero span), 10 Hz to maximum frequency
Span accuracy	±(2 x RBW centering + horizontal resolution)
Span resolution	1 Hz

Resolution bandwidth (RBW)

Range (-3 dB bandwidth)

Zero span	300 Hz to 1 MHz in 1-3-10 sequence; 2 MHz
Non-zero span	10 Hz to 300 kHz in 1/1.5/2/3/5/7.5/10 sequence; 1 MHz, 2 MHz

Accuracy

1 kHz to 1 MHz: $\pm 5\%$ (nominal)
10 Hz to 100 KHz non-zero span: $\pm 1\%$ (nominal)
2 MHz: $\pm 10\%$ (nominal)
300 Hz zero span: $\pm 10\%$ (nominal)

Selectivity (-60 dB/ -3 dB)

4:1 (nominal)

Video bandwidth (VBW)

Range	1 Hz to 2 MHz in 1/1.5/2/3/5/7.5/10 sequence
-------	----------------------------------------------

Stability

Noise sidebands, CF = 1 GHz

10 kHz offset: -88 dBc/Hz (typical)
30 kHz offset: -89 dBc/Hz, (typical)
100 kHz offset: -95 dBc/Hz, (typical)
1 MHz offset: -115 dBc/Hz, (typical)

Sweep acquisition, span > 0 Hz

Range	1 to 5000, number of data acquisitions per trace point; value is normalized to the minimum required to achieve amplitude accuracy with CW signals
Resolution	1
Readout	Measured value representing time required to tune receiver, acquire data, and process trace

Trace updates

Span = 20 MHz, RBW = 3 kHz: 1.5 updates/second
Span = 100 MHz, RBW auto coupled: 7 updates/second
Span = 6 GHz, RBW auto coupled: 1 update/second

Trace points

101, 201, 401, 601, 801, 1001 points, default is 401

Amplitude

Measurement range

Displayed average noise level (DANL) to +20 dBm

Input attenuator range

0 to 31 dB, 1 dB steps

Maximum DC voltage at RF In port

±50VDC

Maximum input power at RF In port

+27 dBm (0.5 W)

Displayed average noise level (DANL)

10 Hz RBW, 10 Hz VBW, 50 ohm termination on input, 0 dB attenuation, average detector

Preamplifier OFF

20 to 30 °C

10 MHz to 2.4 GHz	-130 dBm (typical)
> 2.4 GHz to 5.0 GHz	-125 dBm (typical)
> 5.0 GHz to 6.0 GHz	-119 dBm (typical)

Preamplifier ON (Option 235)

20 to 30 °C

10 MHz to 2.4 GHz	-148 dBm (typical)
> 2.4 GHz to 5.0 GHz	-145 dBm (typical)
> 5.0 GHz to 6.0 GHz	-138 dBm (typical)

-10 to 55 °C

10 MHz to 2.4 GHz	< -141 dBm
> 2.4 GHz to 5 GHz	< -138 dBm
> 5 GHz to 6 GHz	< -130 dBm

Total absolute amplitude accuracy

Peak detector, 10 dB attenuation, preamplifier off, RBW < 2 MHz, input signal 0 dBm to -50 dBm, all settings auto-coupled

20 to 30 °C

2 MHz to 10 MHz	±1.8 dB ±0.60 dB (typical)
> 10 MHz to 3.0 GHz	±1.5 dB ±0.50 dB (typical)
> 3.0 GHz to 5.0 GHz	±1.9 dB ±0.60 dB (typical)
> 5.0 GHz to 6.0 GHz	±2.1 dB ±0.60 dB (typical)

Second harmonic distortion (SHI)

-30 dBm signal at input mixer

2 MHz to 1.35 GHz	< -70 dBc, +40 dBm SHI (nominal)
1.35 GHz to 3.0 GHz	< -80 dBc, +50 dBm SHI (nominal)

Third order intermodulation distortion (TOI)

Two -30 dBm tones at input mixer

< -96 dBc, +18 dBm TOI (nominal)

Residual responses

Input terminated, 0 dB attenuation, preamplifier off, RBW < 1 kHz, VBW auto-coupled

20 MHz to 3 GHz -90 dBm (nominal)

> 3 GHz to 6 GHz -85 dBm (nominal)

Spurious responses

Input mixer level -30 dBm

RFsig = RFtune + 417 MHz -70 dBc (nominal)

RFsig = RFtune + 1.716 GHz -80 dBc (nominal)

Input mixer level -10 dBm, first IF image response

RFsig = RFtune - 2 x 0.8346 GHz, for RFtune 5.7 to 6.0 GHz

-50 dBc (nominal)

Sidebands -80 dBc (nominal)

-60 dBc (nominal) when battery charging, 260 kHz offset

Preamplifier (Option 235 requires Option 230 or 231)

Option 230 100 kHz to 4 GHz

Option 231 100 kHz to 6 GHz

Gain 22 dB (nominal)

Reference level

Range -170 dBm to +30 dBm

Resolution 0.1 dB

Accuracy 0 dB (no error)

Traces

4 traces, data/max/average/min

Detectors

Normal, positive peak, negative peak, sample, average

Markers

Marker types Normal, noise marker

Number of markers or

delta markers 6

Marker functions Peak, next peak, peak left, peak right, marker to center, minimum search

RF In VSWR

1.5:1 (50 ohm)

Independent signal source or tracking generator

The independent source or tracking generator is included with either spectrum analyzer option 230 or 231. The source can be used in continuous wave (CW) or stimulus/response (S/R) mode. In CW mode, the source frequency is independent of the receiver frequency. The source can be tuned to a frequency that is different from the receiver. In stimulus/response mode, the source operates the same as a traditional tracking generator - the receiver tracks the source.

Frequency range

2 MHz to 4 GHz (Option 230) or 2 MHz to 6 GHz (Option 231)

Amplitude

High power 2 MHz to 4 GHz < +8 dBm, +6 dBm (nominal)
>4 GHz to 6 GHz < +7 dBm, +2 dBm (nominal)

Low power 2 MHz to 4 GHz < -23 dBm, -25 dBm (nominal)
>4 GHz to 6 GHz < -24 dBm, -29 dBm (nominal)

Attenuation 0 to 31 dB

Functions Continuous wave, stimulus / response

Power meter measurement (Option 302)

Frequency range

9 kHz to 24 GHz (sensor dependent)

USB power sensor

9 kHz to 24 GHz, see Agilent U2000 Series USB power sensor specifications for details

General specifications

Connector type

Type-N (female)

Input impedance

50 ohm

External reference

Input type BNC female
Reference frequency 10 MHz
Required level -5 dBm to 10 dBm

Display

6.5" transfective, color VGA LED backlit 640 x 480 with anti-glare coating

Speaker

Built-in speaker

Headphone jack

Built-in headphone jack

Connectivity

2 x USB 2.0; 1 x mini USB; 1 x LAN

Internal storage

Minimum 16 MB, up to 1000 traces

External storage		1 x micro SD slot and 2 x USB 2.0														
EMC		<p>Complies with European EMC Directive 2004/108/EC</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ IEC/EN 61326-2-1) ■ CISPR Pub 11 Group 1, Class A ■ AS/NZS CISPR 11 ■ ICES/NMB-001 														
ESD		<ul style="list-style-type: none"> ■ IEC/EN 61000-4-2, functional up to 20 kV test 														
Safety		<p>Complies with European Low Voltage Directive 2006/95/EC</p> <ul style="list-style-type: none"> • IEC/EN 61010-1 2nd Edition • Canada: CSA C22.2 No. 61010-1-04 • USA: UL 61010-1 2nd Edition 														
Environmental		<p>Meets MIL-PRF-28800F Class 2 specification</p> <table border="0"> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Humidity</td> <td>95% at 40 °C</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Temperature</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 40px;">Operating</td> <td>-10 °C to +55 °C</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 40px;">Non-operating</td> <td>-51 °C to 71 °C</td> </tr> </table>	Humidity	95% at 40 °C	Temperature		Operating	-10 °C to +55 °C	Non-operating	-51 °C to 71 °C						
Humidity	95% at 40 °C															
Temperature																
Operating	-10 °C to +55 °C															
Non-operating	-51 °C to 71 °C															
Weight		6.2 lbs / 2.8 kg including battery														
Dimensions (H x W x D)		11.5" x 7.4" x 2.8" (292 x 188 x 72 mm)														
Power		<table border="0"> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Power supply</td> <td>External DC input: 15 to 19 VDC</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">External AC power adapter</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 40px;">Input</td> <td>100 to 250 VAC, 50 to 60 Hz; 1.25 to 0.56 A</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 40px;">Output</td> <td>15 VDC, 4 A</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Power consumption</td> <td>12 W</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Battery</td> <td>6 cell Lithium Ion, 10.8 V, 4.6 A-h</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Battery operating time</td> <td>4 hours</td> </tr> </table>	Power supply	External DC input: 15 to 19 VDC	External AC power adapter		Input	100 to 250 VAC, 50 to 60 Hz; 1.25 to 0.56 A	Output	15 VDC, 4 A	Power consumption	12 W	Battery	6 cell Lithium Ion, 10.8 V, 4.6 A-h	Battery operating time	4 hours
Power supply	External DC input: 15 to 19 VDC															
External AC power adapter																
Input	100 to 250 VAC, 50 to 60 Hz; 1.25 to 0.56 A															
Output	15 VDC, 4 A															
Power consumption	12 W															
Battery	6 cell Lithium Ion, 10.8 V, 4.6 A-h															
Battery operating time	4 hours															
Languages		English, Chinese, French, Spanish, Japanese, Russian, German, and Italian														

N9912A FieldFox RF analyzer

FieldFox RF Analyzer base functions:	One port cable and antenna analyzer (4 GHz), broadband calibration, CalReady, standard mechanical cal kit support. Measurements include: return loss, distance to fault (DTF), one port cable loss and VSWR.
Standard accessories included N9912A:	AC/DC adapter; battery; soft carrying case comes with backpack and shoulder straps; Quick Reference Guide; CD ROM with FieldFox Data Link software and full manual

N9912A FieldFox options

Option 104	4 GHz cable and antenna analyzer
Option 106	6 GHz cable and antenna analyzer
Option 110	Transmission measurement
Option 111	QuickCal
Option 230	4 GHz spectrum analyzer (requires Option 104)
Option 231	6 GHz spectrum analyzer (requires Option 106)
Option 235	Preamplifier for spectrum analyzer (requires Option 230 or 231)
Option 302	External USB power sensor support
Option 303	Network analysis capability
Option 308	Vector voltmeter

For more information go to: www.agilent.com/find/fieldfox