



Facultad de Ingeniería Universidad de Buenos Aires

66.44 Instrumentos Electrónicos

Trabajo Práctico N°5: Analizador de espectro y
analizador de redes

Integrantes:

Padrón	Nombre	Email
92903	Sanchez, Eduardo Hugo	hugo_044@hotmail.com
91227	Soler, José Francisco	francisco._tw@hotmail.com

Índice

1. Objetivo	3
2. Introducción	4
2.1. Analizador de espectro	4
2.2. Analizador de redes	5
3. Desarrollo	6
3.1. Mediciones con el analizador de espectro	6
3.1.1. Selectividad	6
3.1.2. Distorsión armónica de un generador de funciones	7
3.1.3. Distorsión por intermodulación del analizador de espectro	8
3.1.4. Frecuencia de conversión de un generador digital	9
3.1.5. Ruido de fase	10
3.1.6. Modulación AM	12
3.1.7. Modulación FM	13
3.1.8. Figura de ruido	16
3.2. Mediciones con el analizador de redes	18
3.2.1. Transferencia de un pasabanda	18
3.2.2. Transferencia de 2 cables coaxiales	19
3.2.3. Impedancia de entrada	20
4. Conclusiones	23

1. Objetivo

El objetivo de este trabajo práctico consiste en conocer el funcionamiento del analizador de espectro y del analizador de redes y mostrar algunos de sus múltiples usos posibles.

2. Introducción

2.1. Analizador de espectro

Un analizador de espectro es básicamente un instrumento que permite observar la composición espectral de frecuencias de una señal de entrada. Un diagrama en bloques simplificado puede observarse en la Figura 1. En dicha figura se puede observar que la señal de entrada pasa inicialmente por un atenuador y por un filtro pasabajos (cuyo uso determina, sin ambigüedades, el rango de frecuencias con las que se opera, aunque si se lo elimina permite extender el rango de frecuencias del analizador). Luego pasa a un mixer donde se multiplica con la señal generada por un oscilador local estable. A la salida del multiplicador se encuentran señales cuyas frecuencias son sumas y diferencias de las frecuencias del oscilador local y de la señal de entrada. Las componentes más relevantes se encuentran en $f = f_{osc} - f_{señal}$ y $f = f_{osc} + f_{señal}$, pero en general, cuando se utiliza el filtro pasabajo de entrada la componente que interesa es solamente $f = f_{osc} - f_{señal}$.

Si alguna de estas señales producidas tiene la frecuencia del filtro pasabanda intermedio, f_{IF} , ésta es luego amplificada logarítmicamente (la escala generalmente utilizada en pantalla es en decibeles), rectificada por un detector de envolvente, filtrada por un filtro de video y es utilizada para establecer la señal vertical de la pantalla.

Con respecto al eje horizontal (el de frecuencias), un generador de rampa controla su barrido de izquierda a derecha. A su vez este mismo generador se encarga de controlar la frecuencia del oscilador local, la cual varía proporcionalmente con la tensión de la rampa. De esta forma se pueden barrer las frecuencias presentes en la señal de entrada y mostrarlas en pantalla.

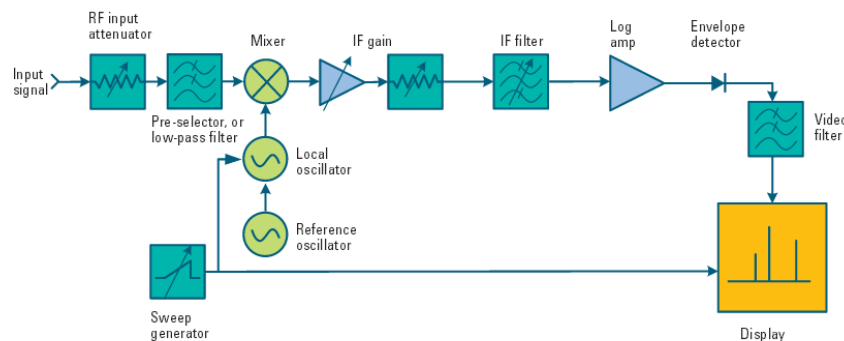


Figura 1: Diagrama en bloques de un analizador de espectro superheterodino

2.2. Analizador de redes

El analizador de redes es un instrumento que permite medir la magnitud y fase de un elemento, su retardo de grupo, las impedancias de los puertos en un gráfico de Smith, parámetros de transmisión y reflexión y, en el dominio del tiempo, la distancia entre un terminal y una desadaptación en una línea de transmisión.

Está compuesto de un generador que entrega una señal de referencia, un elemento que permite separar las señales y un receptor. La separación de señales permite medir una porción de la señal incidente para realizar relaciones de mediciones y separa las señales incidente y reflejada presentes en el terminal del equipo bajo prueba. En la Figura 2 se muestra el diagrama en bloques de un analizador de redes.

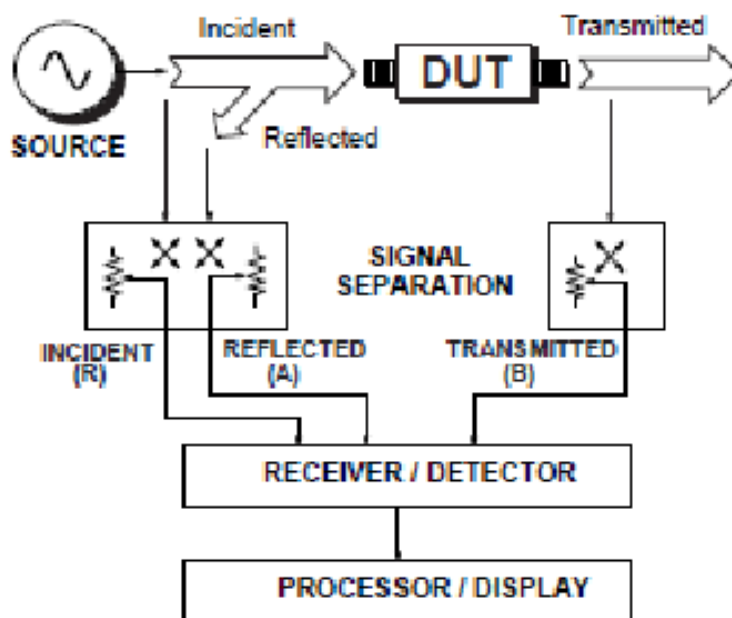



Figura 2: Diagrama en bloques de un analizador de redes

Antes de realizar medición, el analizador de redes debe ser calibrado en el rango de frecuencia en el cual se desea realizar la medición. La calibración consiste en ajustar el equipo mediante un kit de calibración para compensar la medición y que la misma se realice directamente sobre el terminal a medir. De otra manera, se estarían midiendo también los conectores y cables de la conexión, cuando en realidad se desea medir el dispositivo presente entre los terminales del equipo. El kit de calibración está formado por un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50Ω de RF (son 3 elementos que a las frecuencias de trabajo del equipo se comportan de dicha manera).

Los pasos a seguir para realizar cualquier medición son los siguientes:

- Se seleccionan en el instrumento el rango de frecuencias, la cantidad de puertos, la cantidad de puntos de la medición y la potencia de la señal de

referencia (low or high).

- Debe indicarse el kit de calibración que se va a utilizar, ya que hay varios modelos tanto en la configuración de sus conectores como en su tipo de operación. Los mecánicos son de conexión manual, mientras que los kits electrónicos poseen una interfaz que evita que el usuario deba interactuar durante el proceso de calibración.
- Una vez realizados los pasos anteriores, el equipo indica los pasos a seguir. En este caso, se utilizó un kit mecánico. Primero pide el circuito abierto, luego el cortocircuito y por último la carga. Si se utilizaran 2 puertos, se deberá repetir la conexión para el puerto 2 y por último se requerirá que se conecte un puente entre el puerto 1 y el 2.
- Si se requiere medir en otro rango de frecuencia  se debe realizar nuevamente la calibración en dicho rango.

3. Desarrollo

3.1. Mediciones con el analizador de espectro

Para llevar a cabo las mediciones, se utilizan los siguientes instrumentos:

- Analizador de espectro HM 5006
- Analizador de espectro PSA 6000
- Sintetizador de frecuencias Agilent N9310A
- Generador de funciones arbitrarias Siglent SDG1050
- Cable coaxil para conexión de los instrumentos.

3.1.1. Selectividad

La resolución en frecuencia de un analizador de espectro es su capacidad para poder distinguir 2 señales senoidales de la misma amplitud. Este valor se especifica como el ancho de banda de los filtros FI cuando su respuesta cae 3 dB.

Sin embargo, si las señales están separadas en la frecuencia de resolución pero con diferente amplitud puede ocurrir que una quede enmascarada dentro de la otra. De esta manera surge otra especificación que es la selectividad, la cual se define como la relación entre el ancho de banda cuando la respuesta cae 60 dB y cuando cae 3 dB. Matemáticamente

$$S = \frac{BW(-60 \text{ dB})}{BW(-3 \text{ dB})}$$

En esta sección se obtiene la selectividad de los analizadores de espectro HM 5006 y PSA 6000 con diferentes resoluciones. Para ello se conectan por medio de un cable coaxil a un generador Agilent N9310A que produce una señal senoidal de 100 MHz. En la Tabla 1 se puede observar los resultados obtenidos. En la Figura 3 se pueden observar los espectros obtenidos por el analizador PSA 6000, utilizando resoluciones diferentes.

La incerteza relativa de la frecuencia en el analizador HM 5006 es del 10 %, mientras que la del analizador PSA 6000 sigue la siguiente fórmula

$$\Delta f = \pm (f \cdot \%_{ref} + 3 \% \cdot Span + 50 \% \cdot RBW)$$

Analizador	Resolución	$BW(-3\text{ dB})$	$BW(-60\text{ dB})$	Selectividad
HM 5006	250 kHz	300 kHz \pm 30 kHz	900 kHz \pm 90 kHz	3 \pm 20 %
HM 5006	20 kHz	30 kHz \pm 3 kHz	160 kHz \pm 16 kHz	5,33 \pm 20 %
PSA 6000	3 kHz	32,5 kHz \pm 4,5 kHz	3,5 kHz \pm 4,5 kHz	9,29 \pm 142 %
PSA 6000	300 Hz	3,5 kHz \pm 3,15 kHz	250 Hz \pm 3,15 kHz	14 \pm 1350 %

Cuadro 1: Resultados obtenidos para los analizadores 5066 y PSA 6000

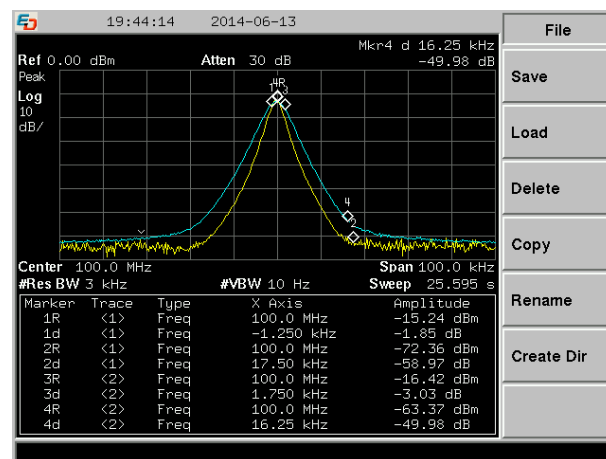


Figura 3: Espectros obtenidos con $RBW = 300\text{ Hz}$ (en amarillo) y con $RBW = 3\text{ kHz}$ (en celeste)

Como se puede notar, usando el analizador PSA 6000 la incerteza de la frecuencia está dominada por los términos correspondientes a la incerteza del Span y de la resolución de ancho de banda (RBW), los cuales son elevados para la medición que se realiza. La selectividad obtenida por lo tanto tiene una incerteza alta y no resulta útil más que para tener una idea del orden de su magnitud.

3.1.2. Distorsión armónica de un generador de funciones

Cuando un sistema no lineal tiene una entrada que consiste en una señal senoidal de frecuencia f_0 , a la salida de este sistema las frecuencias presentes son f_0 y múltiplos de esta frecuencia $2f_0, 3f_0$, etc, llamados armónicos de la fundamental f_0 .

De esta manera se define la distorsión armónica cuyo valor da una idea de qué tan lineal es el sistema y se define como

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{+\infty} a_n^2}{a_0^2}}$$

Donde a_n son los coeficientes de la serie de Fourier de cada componente de frecuencia f_n .

En esta sección se mide la THD del sintetizador de frecuencias N9310A. Para ello se conecta el generador al analizador de espectros PSA 6000 por medio de un cable coaxil. La señal del generador tiene una frecuencia de 500 MHz. En la Figura 4 se puede observar las componentes espectrales de la señal.

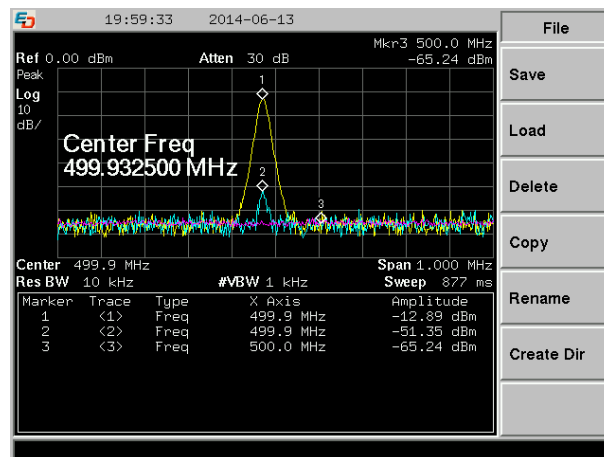


Figura 4: Frecuencia fundamental y primeros dos armónicos de la señal generada por el N9310A.

Con lo cual puede calcularse la distorsión, despreciando los armónicos superiores al segundo

$$THD = \sqrt{\frac{a_1^2 + a_2^2}{a_0^2}}$$

$$THD = \sqrt{\frac{10^{\frac{-51,35}{5}} + 10^{\frac{-65,24}{5}}}{10^{\frac{-12,89}{5}}}} = 3,16 \cdot 10^{-4}$$

La cual es una distorsión bastante baja. Por otra parte, el fabricante del generador asegura que las amplitudes de los armónicos se encuentran 30 dB por debajo de la amplitud de la fundamental. Esto es fácil de comprobar ya que $A_0 - A_1 = (-12,89 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}) - (-51,35 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}) = 38,46 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$, en cuyo peor caso (35,46 dB) es mayor a lo especificado.

3.1.3. Distorsión por intermodulación del analizador de espectro

La distorsión por intermodulación ocurre cuando a un sistema ingresan simultaneamente dos o más señales senoidales de diferente frecuencia generando a la salida del mismo la presencia espectral de componentes cuyas frecuencias son sumas y diferencias de las frecuencias de entrada. Para analizar la distorsión que posee el analizador de espectro se realiza la siguiente experiencia: se conecta al analizador de espectro PSA 6000, por medio de una "T" dos señales de 0 dBm de frecuencias $f = 10 \text{ MHz}$ y $f = 10 \text{ MHz} + 10 \text{ kHz}$, provenientes del generador de funciones arbitrarias. Utilizando una atenuación de 30 dB en el analizador de

espectro, no se puede apreciar la presencia de componentes espectrales adicionales a las de entrada, pero como se puede ver en la Figura 5, con una atenuación de 20 dB esto sí ocurre (cuyas amplitudes están $52,78 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$ por debajo de la componente fundamental). Más aún, aumentando las señales del generador a 3 dBm, las componentes de intermodulación son mucho más considerables como se puede ver en la Figura 6. En este caso las amplitudes están $43,79 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$ por debajo de la componente fundamental. Esto ocurre ya que el mixer debe trabajar con señales de baja amplitud para no agregar alinealidades a su operación.

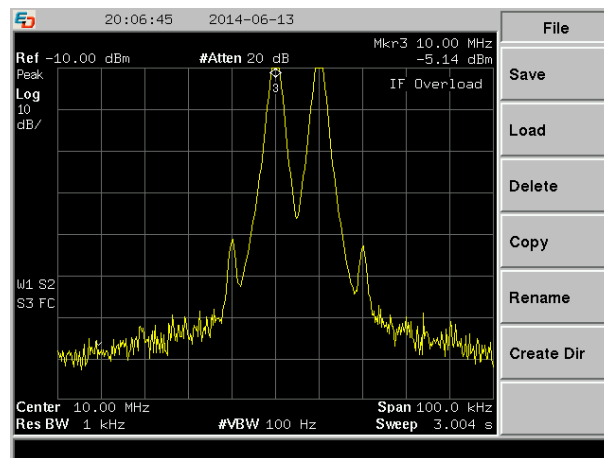


Figura 5: Espectro obtenido con señales de 0 dBm y atenuación de 20 dB

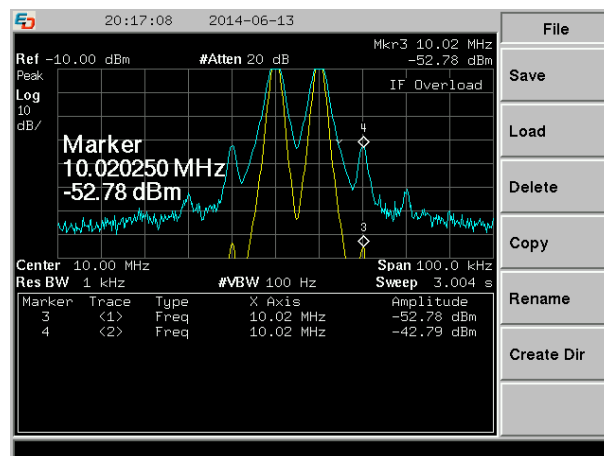


Figura 6: Espectro obtenido con señales de 3 dBm y atenuación de 20 dB

3.1.4. Frecuencia de conversión de un generador digital

Un generador de funciones arbitrarias digital, mediante un convertor digital-analógico, transforma una palabra de bits en un valor de tensión. Evidentemente

esta conversión la realiza a determinada frecuencia (125 MSa/s), con lo cual es razonable que ésta componente esté presente en el espectro de la señal de salida del generador. En esta sección, se busca obtener la frecuencia de conversión, 125 MHz y su amplitud respecto de la frecuencia de salida. En la Figura 7 se puede ver la presencia de una componente residual que está $88,5\text{ dB} \pm 1,5\text{ dB}$ por debajo de la amplitud de la señal de entrada que es de $0\text{ dB} \pm 1,5\text{ dB}$. Es decir que la diferencia con respecto a la frecuencia portadora es $88,5\text{ dB} \pm 3\text{ dB}$ y como se esperaba, su frecuencia es de $125\text{ MHz} \pm 3,275\text{ kHz}$

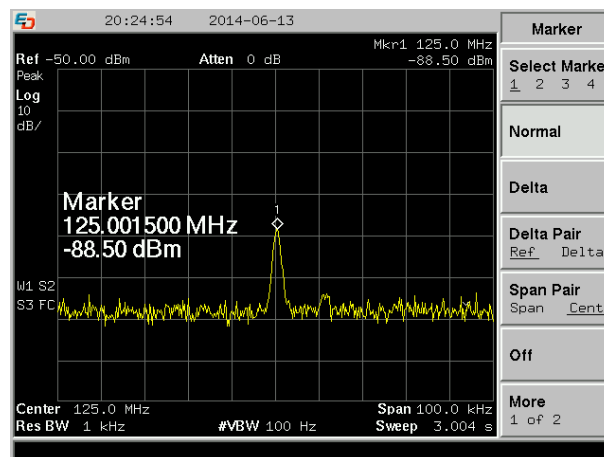


Figura 7: Espectro residual de la frecuencia del conversor digital-analógico del generador de señales.

3.1.5. Ruido de fase

El objetivo de esta medición es evaluar el uso del analizador de espectro para medir el ruido de fase. Este ruido se debe principalmente a pequeñas variaciones en la frecuencia instantánea de los osciladores involucrados. Tanto el generador como el oscilador VCO del instrumento aportan a generar este tipo de ruido.

Normalmente se lo puede apreciar en el display del instrumento como una deformación del piso de ruido en forma de campana o pollera en los alrededores de la frecuencia que se esté midiendo.

En este caso se va a evaluar el ruido de fase para una señal sinusoidal de frecuencia 100 MHz . La idea es medir la potencia que posee la señal de ruido en un ancho de banda de 1 Hz y dividir dicha potencia con la potencia de la portadora. La Figura 8 muestra un diagrama de la medición.

Generalmente tarda demasiado utilizar un resolution bandwidth de 1 Hz , por lo tanto se utiliza uno mayor y luego se realiza la conversión, a su vez, cabe destacar que, para realizar correctamente la medición de la potencia del ruido, al ancho de banda se lo tiene que multiplicar por un factor que depende del resolution bandwidth, como se utilizó uno de 300 Hz , el factor de multiplicación es de 1.128 .

A su vez, a la medición hay que sumarle unos 2.51 dB por las detección de envolvente más el amplificador logarítmico.

Dado que la campana de ruido de fase se extiende en un "span" de frecuencias

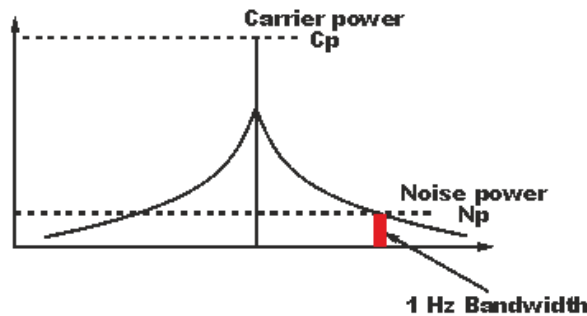


Figura 8: Procedimiento de medición del ruido de fase

aproximadamente de 20 KHz y es simétrica con respecto a la frecuencia central se determinó tomar una muestra a los 5 KHz y la otra a los 10 KHz de la portadora.

A continuación, en la figura 9 se muestran las mediciones de dichos puntos

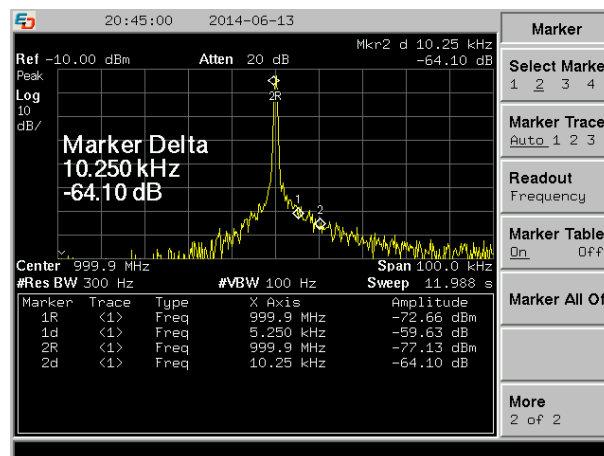


Figura 9: Mediciones del ruido de fase con el analizador de espectro

Con los datos de la imagen, se observa que el ancho de banda tomado para el ruido es de 5 KHz, diferencia de potencia de ruido en ese ancho de banda con respecto a la potencia del carrier se calcula realizando el promedio de las diferencias de potencia como se muestra en la ecuación 1

$$difPot = 10 \log_{10} \left(\frac{10^{\frac{difPot1}{10}} + 10^{\frac{difPot2}{10}}}{2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{10^{\frac{-59.63}{10}} + 10^{\frac{-64.10}{10}}}{2} \right) = -61,31dB \quad (1)$$

Con dichos resultados se procede a calcular el ruido de fase

$$PhaseNoise = -61,31dBm + 2,51dB - 10 \log_{10}(5640) = -96,31 \frac{dBc}{Hz}$$

Como el fabricante especifica que el ruido de fase es $PhaseNoise < -90 \frac{dBc}{Hz}$,

se puede asumir que el instrumento cumple con lo especificado y funciona correctamente.

3.1.6. Modulación AM

En una modulación AM, la señal que contiene la información que se desea transmitir se utiliza para modular la amplitud de una señal senoidal de frecuencia determinada, llamada portadora.

Matemáticamente, si la señal que se desea transmitir tiene un espectro $X(\omega)$, el espectro de la señal modulada es $\Phi(\omega) = \frac{1}{2}X(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}X(\omega + \omega_c) + A \cdot \pi \cdot \delta(\omega - \omega_c) + A \cdot \pi \cdot \delta(\omega + \omega_c)$, donde ω_c es la frecuencia de la portadora y A es una constante de la modulación. (Cuando la modulación no incluye las deltas en el espectro, se llama modulación AM con portadora suprimida)

De todas maneras lo que se puede observar con el analizador de espectro es la parte correspondiente a las frecuencias positivas, es decir,

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{2}X(\omega - \omega_c) + A \cdot \pi \cdot \delta(\omega - \omega_c)$$

Si la señal a transmitir es senoidal de frecuencia angular ω_0 y amplitud f , entonces el espectro que puede observarse en el analizador de espectro debe ser

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{2}f \cdot \pi \cdot \delta(\omega - (\omega_c - \omega_0)) + \frac{1}{2}f \cdot \pi \cdot \delta(\omega - (\omega_c + \omega_0)) + A \cdot \pi \cdot \delta(\omega - \omega_c)$$

Al la relación $m_{AM} = \frac{f}{A}$ se la denomina índice de modulación y debe ser menor a 1 si la detección se realiza por envolvente.

En esta sección se utiliza el analizador de espectro para ver cómo varían las componentes de una modulación AM al variar el índice de modulación, m_{AM} . Para ello se conecta el generador de funciones arbitrarias Siglent SDG1050 para crear una señal modulada AM ($\omega_c = 10 \text{ MHz}$ y $\omega_0 = 2 \text{ kHz}$) al analizador de espectro PSA 6000. En las Figuras 10, 11 y 12 se pueden observar los espectros obtenidos para modulaciones con $m_{AM} = 1$, $m_{AM} = 0,25$ y $m_{AM} = 0,03$, respectivamente. Las diferencias entre la amplitud de la portadora y las amplitudes laterales se pueden estimar a partir de la siguiente relación

$$A_{diff}(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{2}{m_{AM}}\right)$$

En la Tabla 2, se resumen los resultados obtenidos y se compara con el calculo teórico. Como se puede observar los resultados son cercanos y la incertidumbre de la medición incluye los valores analíticos.

m_{AM}	$A_{diff}(dB)$ (Medido)	$A_{diff}(dB)$ (Calculado)
1	$6,29 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$	$6,02 \text{ dB}$
0,25	$18,5 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$	$18,06 \text{ dB}$
0,03	$36 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$	$36,47 \text{ dB}$

Cuadro 2: Diferencias entre las amplitudes de la portadora y la señal de entrada obtenidas y estimadas

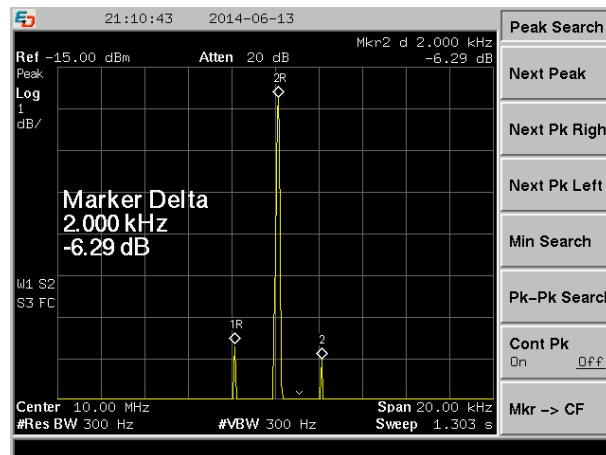


Figura 10: Espectro residual de la frecuencia del convertor digital-analógico del generador de señales.

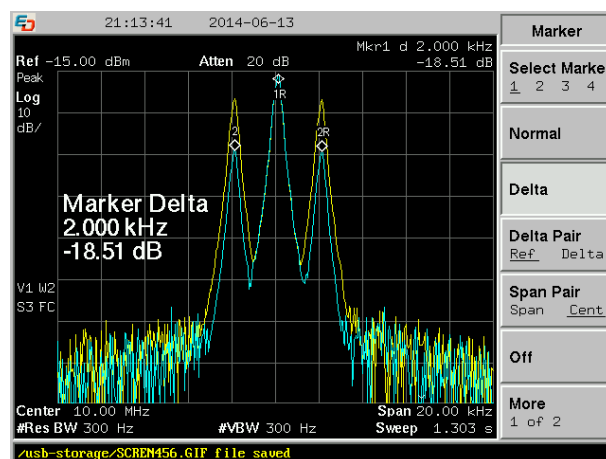


Figura 11: Espectro residual de la frecuencia del convertor digital-analógico del generador de señales.

Por último debe notarse que existen diferencias entre las amplitudes de los picos laterales, cuando en teoría deberían ser idénticos. Las diferencias encontradas son de 0,4 dB, 0,35 dB y 0,15 dB para $m_{AM} = 1$, $m_{AM} = 0,25$ y $m_{AM} = 0,03$, respectivamente. Pero la incerteza de cada medición es $\pm 1,5$ dB con lo cual no es posible conocer el origen de esta diferencia.

3.1.7. Modulación FM

Una modulación FM consiste básicamente de modular la frecuencia de una señal portadora con la señal que contiene la información que se desea transmitir.

Se puede demostrar que en una modulación FM, si la entrada a modular es del tipo $f_{in} = a \cdot \cos(w_{in} \cdot t)$, la señal modulada es

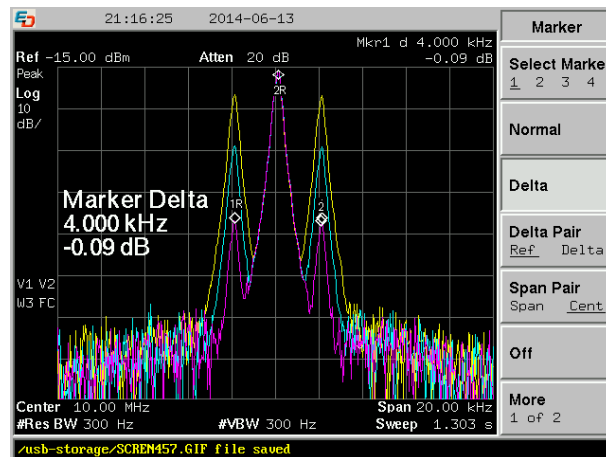


Figura 12: Espectro residual de la frecuencia del convertor digital-analógico del generador de señales.

$$\phi(t) = A \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos((w_c + n \cdot w_{in}) \cdot t)$$

Donde $J_n(\cdot)$ es la función de Bessel de orden n y m_f es el índice de modulación. En la Figura 13 se puede observar los gráficos de la función de Bessel hasta el orden 5.

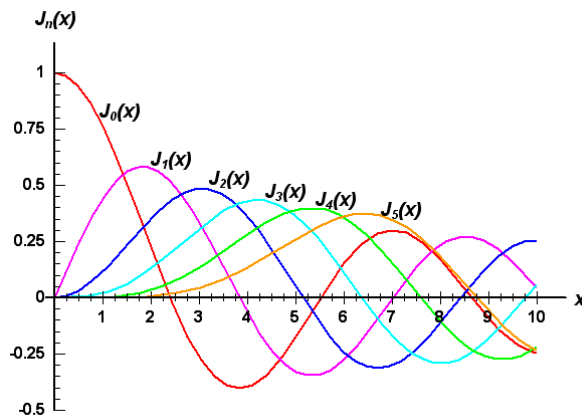


Figura 13: Funciones de Bessel.

Es decir que el espectro de salida ideal consiste en deltas ubicadas en $f = f_c, f_c \pm f_{in}, f_c \pm 2f_{in}, \dots$, cuyo peso está dado por $J_0(m_f), J_1(m_f), J_2(m_f), \dots$ respectivamente.

Se propone encontrar los primeros dos ceros de la función de Bessel de orden 0. Esto se puede conseguir conectando un generador de modulación FM

(el Siglent SDG1050 posee esta característica) al analizador de espectro PSA 6000 y modificando el índice de modulación hasta que la frecuencia portadora desaparezca (es decir, que $J_0(m_f) = 0$).

El primer cero se consigue cuando $f_{\text{desvío}} = 4,8 \text{ kHz}$, es decir cuando $m_f = \frac{f_{\text{desvío}}}{f_{\text{modulación}}} = \frac{4,8 \text{ kHz}}{2 \text{ kHz}} = 2,4$. El cual es un valor bastante exacto, ya que matemáticamente el primer cero se encuentra en $z_1 = 2,4048$.

El segundo cero se encuentra cuando $f_{\text{desvío}} = 11,04 \text{ kHz}$, es decir cuando $m_f = \frac{11,04 \text{ kHz}}{2 \text{ kHz}} = 5,52$. También en este caso, el resultado obtenido es muy cercano al real, el cual es de $z_2 = 5,5201$.

Por otra parte en esta sección se busca comprobar la ley empírica de Carson, la cual postula que el 98 % de la potencia de una señal está comprendida dentro de un ancho de banda de

$$BW = 2 \cdot (f_{\text{desvío}} + f_{\text{modulación}})$$

En las Figuras 14, 15 y 16, se pueden ver los espectros obtenidos para modulaciones FM con $f_{\text{desvío}} = 4,8 \text{ kHz}$, $f_{\text{desvío}} = 10 \text{ kHz}$ y $f_{\text{desvío}} = 18 \text{ kHz}$, respectivamente. El analizador de espectro posee una funcionalidad que permite setear un porcentaje de potencia de la señal modulada y devuelve el ancho de banda asociado a esa potencia.

En la Tabla 3, se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el analizador de espectro para obtener el ancho de banda que contiene el 95 % de la potencia y el que se obtiene usando la regla de Carson.

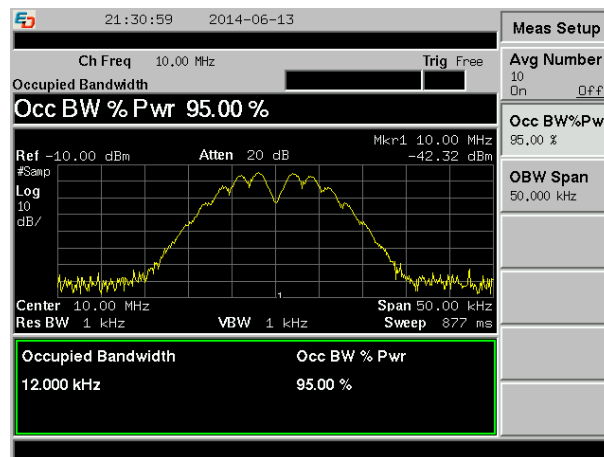


Figura 14: Espectro de una modulación FM, con $f_{\text{modulación}} = 2 \text{ kHz}$ y $f_{\text{desvío}} = 4,8 \text{ kHz}$.

Como era esperado, de la Tabla puede notarse que el ancho de banda obtenido usando la regla de Carson es próximo al obtenido con el analizador de espectro. Por otra parte, debe notarse que el ancho de banda obtenido usando la regla de Carson es mayor, lo cual es lógico pues la potencia de la señal que abarca (98 %) es mayor que el que se calcula con el analizador de espectro (95 %).

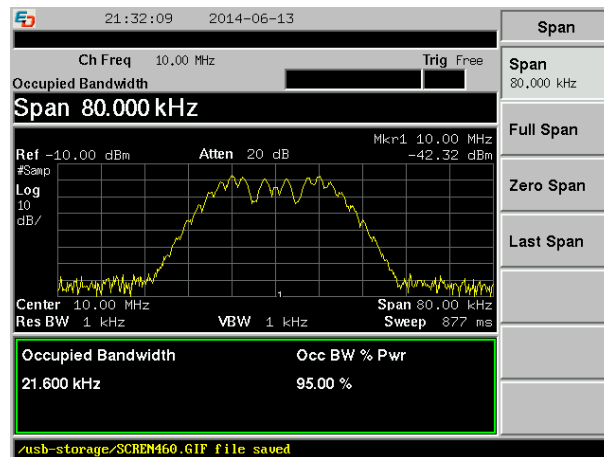


Figura 15: Espectro de una modulación FM, con $f_{\text{modulación}} = 2 \text{ kHz}$ y $f_{\text{desvío}} = 10 \text{ kHz}$.

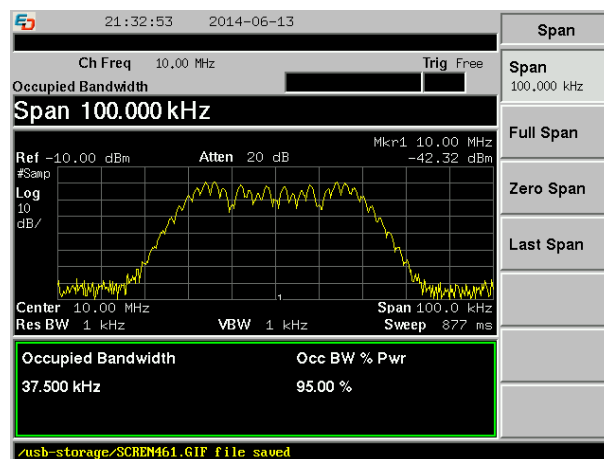


Figura 16: Espectro de una modulación FM, con $f_{\text{modulación}} = 2 \text{ kHz}$ y $f_{\text{desvío}} = 18 \text{ kHz}$.

$f_{\text{modulación}}$	$f_{\text{desvío}}$	$BW(\text{Carson})$	$BW(\text{PSA6000})$
2 kHz	4,8 kHz	13,6 kHz	12 kHz \pm 3,2 kHz
2 kHz	10 kHz	24 kHz	21,6 kHz \pm 3,2 kHz
2 kHz	18 kHz	40 kHz	37,5 kHz \pm 3,2 kHz

Cuadro 3: Resultados obtenidos para calcular el ancho de banda de potencia

3.1.8. Figura de ruido

La figura de ruido de un dispositivo se define como la degradación de la relación señal a ruido, que sufre una señal cuando pasa a través de un dispositivo. Matemáticamente puede expresarse como

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

Para el analizador de espectro, ésta expresión puede simplificarse ya que la ganancia del analizador es unitaria con lo cual $\frac{S_o}{S_i} = 1$ entonces

$$F = \frac{N_o}{N_i}$$

Colocando a la entrada del analizador de espectro una carga de 50Ω , el ruido a la entrada se convierte en

$$N_i(dB) = kTB = -174 \text{ dBm}$$

Donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta en Kelvin y B es el ancho de banda seleccionado.

En la Figura 17, se muestra el resultado obtenido de medir el ruido de salida. Con la entrada adaptada a 50Ω se puede ir variando la sección del espectro a considerar para obtener su densidad espectral de potencia. Como se puede ver se obtiene $N_o(dB) = -145,52 \text{ dBm} \pm 1,5 \text{ dB}$ con lo cual

$$F(dB) = N_o(dB) - N_i(dB) = -145,52 \text{ dBm} - (-174 \text{ dBm}) = 28,48 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$$

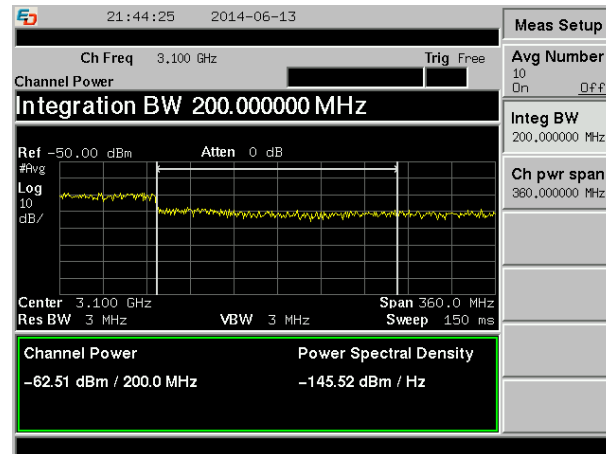


Figura 17: Ruido a la salida analizador de espectro.

Es importante notar que esta figura de ruido también depende de la banda de frecuencias en la que se calcule la potencia de ruido de salida. De hecho LP Technologies tiene especificado el nivel de ruido para 3 rangos de frecuencia.

- $N_o(dB) \leq -105 \text{ dBm}$: $150 \text{ kHz} - 1 \text{ GHz}$
- $N_o(dB) \leq -100 \text{ dBm}$: $1 \text{ GHz} - 2,4 \text{ GHz}$
- $N_o(dB) \leq -95 \text{ dBm}$: $2,4 \text{ GHz} - 6,2 \text{ GHz}$

Las cuales pueden traducirse en especificaciones de figura de ruido, F , restando la potencia de ruido de entrada

- $F \leq 69 - \text{dB}$: $150 \text{ kHz} - 1 \text{ GHz}$
- $F \leq 74 \text{ dB}$: $1 \text{ GHz} - 2,4 \text{ GHz}$
- $F \leq 79 \text{ dB}$: $2,4 \text{ GHz} - 6,2 \text{ GHz}$

Dado que se opera en una región centrada en 3 GHz , la especificación se corresponde con la tercer banda ($2,4 \text{ GHz} - 6,2 \text{ GHz}$) y cómo se puede advertir se cumple holgadamente, $28,48 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB} \ll 79 \text{ dB}$.

3.2. Mediciones con el analizador de redes

Para obtener las incertezas de las mediciones de los parámetros S se puede utilizar un software que proporciona Agilent, en el cual se especifica el modelo del analizador de redes empleado y el kit de calibración asociado. Como el modelo que se utilizó (N9923A) para medir no figura entre los modelos seleccionables, se eligió el analizador N5221A, para tener una idea de las incertidumbres que podrían obtenerse con el N9923A.

3.2.1. Transferencia de un pasabanda

En esta sección se busca obtener, utilizando el analizador de redes, la función de transferencia de un pasabanda PolyPhaser cuya banda de paso se especifica en $800 \text{ MHz} - 900 \text{ MHz}$. En la Figura 18 se observa la transferencia obtenida al medir con el analizador Agilent N9923A. Como se puede observar el ancho de banda obtenido, $584 \text{ MHz} - 1164 \text{ MHz}$ (tomando como criterio que las frecuencias de corte son las están 3 dB por debajo de la amplitud de la frecuencia de paso del filtro) es mayor al especificado por el fabricante, probablemente esto se deba al bajo nivel de potencia con el cual se está realizando la medición, ya que la especificación está referida a un nivel de potencia de 750 W . En la Tabla 4 se resumen las mediciones obtenidas cuyas incertezas se determinan a partir de un software calculador de incertezas proporcionado por Agilent.

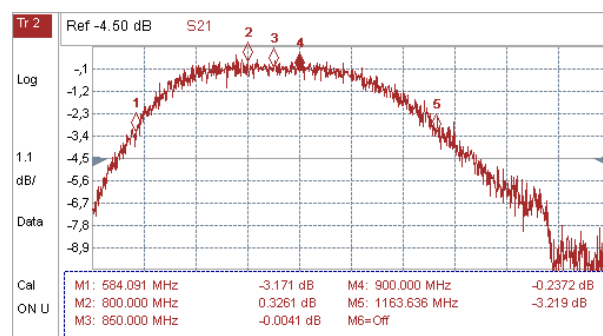


Figura 18: Transferencia (parámetro S_{21}) del pasabanda.

Frecuencia	Amplitud (dB)	Incerteza (dB)
584,091 <i>MHz</i>	-3,171	0,04
800,000 <i>MHz</i>	0,3261	0,07
850,000 <i>MHz</i>	-0,004	0,09
900,000 <i>MHz</i>	-0,2372	0,06
1163,636 <i>MHz</i>	-3,219	0,04

Cuadro 4: Resultados obtenidos de la medición del ancho de banda del pasa-banda

3.2.2. Transferencia de 2 cables coaxiales

En esta sección se busca obtener la transferencia de dos cables coaxiales de $Z_0 = 50 \Omega$, uno fino y otro grueso. En ambos casos se debió recurrir a la utilización de conectores extra para poder conectar los coaxiales con el analizador de redes, por lo tanto en su transferencia se incluye también el efecto de estos conectores. En las Figuras 19 y 20, se muestran las transferencias obtenidas para el cable coaxil fino y el grueso, respectivamente. Los resultados numéricos se muestran en la Tabla 5, los cuales permiten ver que el cable coaxil grueso posee un ancho de banda mayor que el del cable coaxil fino.

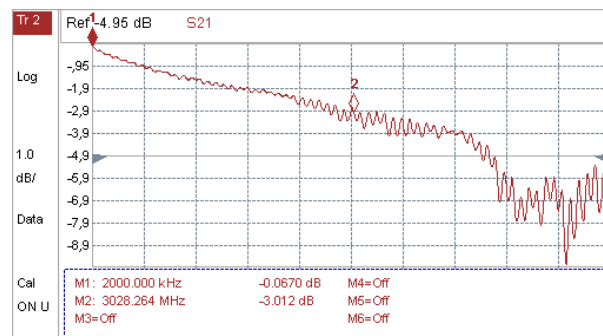


Figura 19: Transferencia (parámetro S_{21}) del cable coaxil fino.

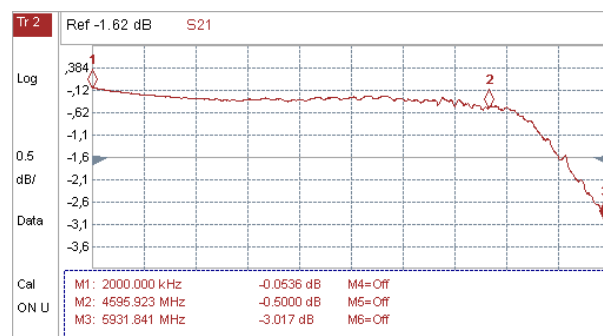


Figura 20: Transferencia (parámetro S_{21}) del cable coaxil grueso.

Para poder analizar el efecto de los conectores se quita el cable coaxil, y

Cable coaxil	Frecuencia	Amplitud (dB)	Incerteza (dB)
'Fino'	3028,265 MHz	-3,012	0,06
'Grueso'	5931,841 MHz	-3,017	0,07

Cuadro 5: Resultados obtenidos de la medición del ancho de banda de los cables coaxiales

se dejan a éstos conectados al analizador para poder obtener su transferencia, la cual se grafica en la Figura 21. A modo de ejemplo, como se puede ver para una frecuencia de 4595,923 MHz (en la cual el cable coaxil grueso posee una transferencia de $-0,5 \text{ dB} \pm 0,06 \text{ dB}$) la transferencia del conector es de $0,3 \text{ dB} \pm 0,07 \text{ dB}$, es decir, para esa frecuencia la transferencia correspondiente al cable coaxil es de $-0,8 \text{ dB} \pm 0,13 \text{ dB}$.

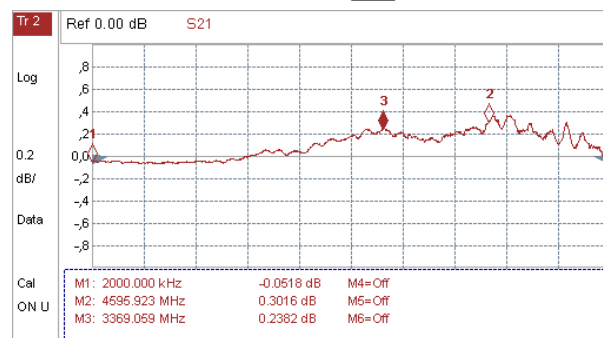


Figura 21: Tranferencia (parámetro S_{21}) de los conectores.

3.2.3. Impedancia de entrada

En esta sección la medición a realizar es la de obtener las impedancias de entrada de alguno de los instrumentos que han sido utilizados en el laboratorio. La forma más conveniente de presentar el resultado es utilizando la carta de Smith, ya que muestra como varía la impedancia, en su parte real e imaginaria, a medida que varía la frecuencia. También resulta útil el gráfico de módulo y fase del parámetro S_{22} (se utilizó el puerto 2 para medir la impedancia de entrada de los instrumentos), es decir el coeficiente de reflexión, ya que las incertezas están especificadas por el software para ese parámetro.

Del trabajo realizado para líneas de transmisión se sabe que el coeficiente de reflexión está dado por la siguiente expresión

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

y que dada la medición del coeficiente de reflexión y conocidas sus incertezas, puede obtenerse la incerteza de la impedancia de carga en la línea mediante la siguiente ecuación

$$Z_L = Z_0 \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \pm Z_0 \cdot \frac{2 \cdot \Delta \rho}{(1 - \rho)^2} \quad (2)$$

Esta es la forma en que se calcularán las impedancias y sus respectivas incertezas.

■ Analizador de espectro HM 5006

En la Figura 22, se puede ver que para una frecuencia de $506,377 \text{ MHz}$ (cercana a la frecuencia de corte especificada por el fabricante de 500 MHz) la impedancia de entrada es de $49,18\Omega + j \cdot 3,83\Omega$. La cual, como se puede notar tiene parte imaginaria a diferencia de los 50Ω especificados por el fabricante. Por otra parte usando la ecuación 2, con los datos de la Figura 22 y utilizando el calculador de incertezas de S_{22} se obtiene $Z_L = 49,2410\Omega + j \cdot 3,8590\Omega \pm (1,1401\Omega + j \cdot 17,1787\Omega)$.

Como se puede notar su valor de referencia es el mismo que se obtiene en el gráfico de la carta de Smith. Por otra parte es notoria la incerteza de la parte compleja, la cual se debe a la incerteza de fase elevada que proporciona el calculador de incertezas de Agilent cuando el coeficiente de reflexión tendiendo a cero.

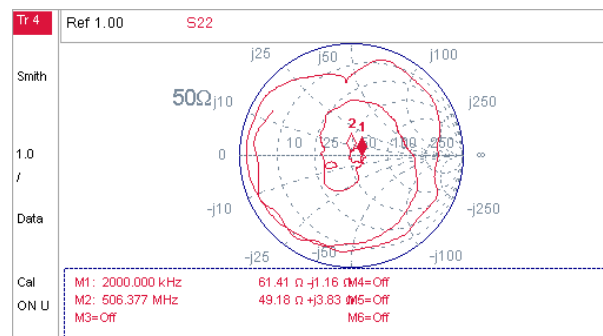


Figura 22: Carta de Smith de la impedancia del analizador HM 5006.

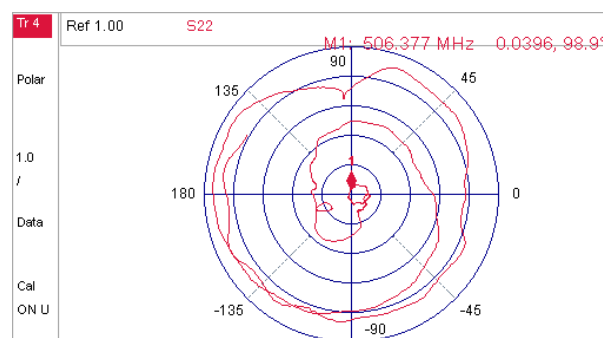


Figura 23: Módulo y fase del coeficiente de reflexión.

■ Impedancímetro HP 4815A

El impedancímetro opera hasta una frecuencia de 108 MHz , con lo cual es deseable que su impedancia de entrada se comporte de manera constante en ese rango. En la Figura 24 se puede observar el resultado obtenido de graficar la carta de Smith, que es de $59,2\Omega + j \cdot 7,61\Omega$.

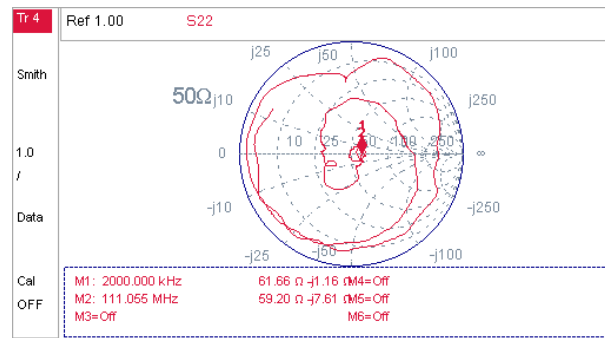


Figura 24: Carta de Smith de la impedancia del impedancímetro HP 4815A.

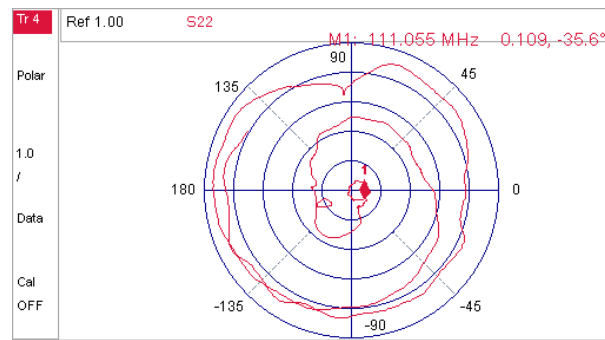


Figura 25: Módulo y fase del coeficiente de reflexión.

Por otra parte usando nuevamente la ecuación 2, las incertezas del calculador y con los datos de la Figura 25 se obtiene $Z_L = 59,1954\Omega + j \cdot 7,6024\Omega \pm (3,1351\Omega + j \cdot 20,6766\Omega)$. Resultado que vuelve a coincidir con el proporcionado en la carta de Smith y como en el caso anterior, presenta una incerteza compleja alta ocasionada por la elevada incerteza de la fase del coeficiente de reflexión proporcionada. De cualquier manera el resultado dista considerablemente de los 50Ω especificados



4. Conclusiones

En este trabajo se analizó el funcionamiento del analizador de espectro y el analizador de redes. Con ello se realizaron diversas mediciones tales como obtención de la figura de ruido de un instrumento, la distorsión armónica, la transferencia de un cuadripolo, entre otros. Es evidente las mediciones realizadas en algunos casos puede hacerse con cualquiera de los dos instrumentos estudiados, sin embargo no se puede garantizar que la medición resulte efectiva en cuanto a la exactitud que se obtiene. Es importante determinar qué instrumento es adecuado para cada medición. A modo de ejemplo, la transferencia de un cuadripolo puede obtenerse utilizando el analizador de espectro si este posee un modo de operación Zero Span, pero las incertezas que se obtienen son del orden de $1,5 \text{ dB}$, mientras que utilizando el analizador de redes estas son del orden de $0,1 \text{ dB}$, notablemente de menor magnitud.