



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y
ELÉCTRICA

MEDICIÓN AUTOMATIZADA DEL FACTOR DE
RUIDO (FR50) PARA DISPOSITIVOS ACTIVOS DE
MICROONDAS

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
**INGENIERO EN COMUNICACIONES Y
ELECTRÓNICA**

P R E S E N T A:

**HÉCTOR JESÚS HIBRAHIM
LASES ALVAREZ**

ASESORES:

**DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR
DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MENDEZ**



MÉXICO DF

DICIEMBRE 2010

A mi Abuelita por ser mi pilar, mi ejemplo y mi soporte , gracias por haberme compartido conmigo esos maravillosos 23 años, a mi madre por darme la oportunidad de vivir y por estar conmigo en cada paso que doy, por su esfuerzo y constancia a pesar de las adversidades, a ellas que siempre creyeron en mi, gracias ayer hoy y siempre.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivo	3
1.2. Organización del trabajo	3
2. Caracterización de redes activas de microondas	5
2.1. Introducción a las redes eléctricas	5
2.2. Clasificación de las redes de acuerdo a su número de puertos	8
2.3. Redes de 2 puertos	9
2.3.1. Aspectos en los que se enfoca el análisis de cuadripolos	12
2.4. Parámetros de caracterización de redes en bajas frecuencias	14
2.4.1. Parámetros de impedancia	16
2.4.2. Parámetros de Admitancia	22
2.4.3. Parámetros híbridos	27
2.4.4. Parámetros de transmisión	30
2.4.5. Información suministrada por los parámetros	31
2.5. Caracterización de redes de alta frecuencia	32

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	II
2.5.1. Introducción a las microondas	32
2.5.2. Parámetros de dispersión	33
2.5.3. Movimiento de los planos de referencia	38
2.5.4. Matriz de dispersión en función de la matriz de impedancia . . .	41
2.5.5. Coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida	45
2.5.6. Ganancia de transferencia de potencia y ganancia de potencia disponible	47
2.5.7. Importancia de los parámetros caracterización en el análisis del factor de ruido	52
3. Ruido en altas frecuencias	54
3.1. Introducción	54
3.2. Origen y clases de ruido	56
3.3. Ruido de disparo	58
3.4. Ruido 1/f	60
3.5. Ruido térmico	62
3.6. Circuitos ruidosos	64
3.6.1. Dipolos ruidosos	65
3.6.2. Cuadripolos ruidosos	68
3.6.3. Factor de ruido	70
3.6.4. Figura de ruido	75
4. Medición del factor de ruido	78

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	III
4.1. Introducción	78
4.2. Factor Y	79
4.3. Método sintonizado, TUNER	84
4.4. Medición mediante FR50	86
5. Diseño de la aplicación para el control del VNA	88
5.1. Introducción	88
5.2. El analizador de redes	90
5.2.1. Analizador de redes escalar	91
5.2.2. Analizador de redes vectorial	93
5.3. Desarrollo de la GUI de control del analizador de redes vectoriales . . .	96
5.3.1. MATLAB	98
5.3.2. Pantalla principal	99
5.3.3. Comunicación PC-Analizador de redes	101
5.3.4. Calibración	103
5.3.5. Medición de parámetros de dispersión	106
5.3.6. Medición de figura de ruido	112
6. Resultados de medición del FR50 mediante la GUI	117
7. Conclusiones	122
7.1. Aportaciones	123

Índice de figuras

2.1. Red eléctrica de un puerto de entrada y un puerto de salida o cuadripolo	6
2.2. Ejemplos de redes multipuerto	7
2.3. Representación de un cuadripolo con sus correspondientes corrientes y voltajes	9
2.4. Configuraciones usuales en los cuadripolos y b configuración "L"; c configuración "T. ^o estrella; d configuración delta; e configuración . ^o . ^o encapsulado; f configuración T puenteada; g configuración doble T; h configuración H; i configuración en escalera; j configuración puente	11
2.5. Red de n puertos	17
2.6. Configuración para determinar los parámetros Z_{11} y Z_{21}	19
2.7. Configuración para determinar los parámetros Z_{12} y Z_{22}	20
2.8. Modelo equivalente del cuadripolo basado en los parámetros Z	21
2.9. Circuito equivalente de parámetros Z con una sola fuente	22
2.10. Configuración para determinar los parámetros Y_{11} y Y_{21}	24
2.11. Configuración para determinar los parámetros Y_{12} y Y_{22}	25
2.12. Modelo equivalente del cuadripolo basado en los parámetros Y	26

2.13. Circuito equivalente de parámetros Y con una sola fuente	27
2.14. Configuración para determinar los parámetros h_{11} y h_{21}	28
2.15. Configuración para determinar los parámetros h_{22} y h_{21}	29
2.16. Circuito equivalente de parámetros h	30
2.17. Modelo de generadores y cargas arbitrarias	35
2.18. Configuración para determinar los parámetros S_{11} y S_{21}	36
2.19. Configuración para determinar los parámetros S_{12} y S_{22}	37
2.20. Desplazamiento de los planos de referencia	39
2.21. Diagrama de un generador conectado a una carga conjugada	48
2.22. Circuito de Thévenin del puerto de salida de una red electronica	50
3.1. Cristales de Si con impurezas tipo N y tipo P	57
3.2. Diodo polarizado directamente	59
3.3. Movimiento aleatorio de los electrones en una placa conductora	63
3.4. Variaciones de voltaje debidas al ruido térmico	64
3.5. Voltaje de ruido en una red de un puerto	65
3.6. Circuito equivalente de Thévenin con un generador de valor $v(t)$ en serie con una impedancia Z	66
3.7. Circuito equivalente de Norton con un generador de valor $I(t)$ en paralelo con una impedancia Y	67

3.8. Fuentes externas de ruido en un cuadripolo(a)Cuadripolo ruidoso (b)Representación con parámetros Z (c)Representación con parámetros Y (d)Representación con parámetros $ABCD$	69
3.9. Fuentes externas de ruido ubicadas a la entrada en un cuadripolo(a)Cuadripolo ruidoso (b)Representación con generadores de ruido en la entrada	70
3.10. Arreglo de n etapas	76
4.1. Propiedad lineal del ruido	80
4.2. Relación de potencias producidas por la misma fuente con temperaturas diferentes en un mismo ancho de banda B	82
5.1. Detección de señales de microondas en un SNA	92
5.2. Receptor sintonizable de un VNA	94
5.3. Diferencia de fase entre la señal de prueba y la señal medida	94
5.4. Sistema para determinar al fase de la respuesta de un DBP mediante un Splitter	95
5.5. Vista forntal del adaptador GPIB a USB Prologix	97
5.6. Vista trasera del adaptador GPIB a USB Prologix	97
5.7. Pantalla principal del programa de control del VNA con opciones desactivadas	100
5.8. Pantalla principal del programa de control del VNA todas las opciones activas	101
5.9. Diagrama de conexión VNA-PC	102
5.10. Ventana principal de calibración	105
5.11. Ventana para la adquisición y visualización de los parámetros de dispersión	107
5.12. Formato de recepción de datos del Analizador de redes	108

5.13. Diagrama de flujo para la separació y adecuación de los datos provenientes del ana-
 lizador de redes 109

5.14. Mensaje debibo a una correcta adquisición, sepración y procesamiento de las mediciones 110

5.15. Ventana para la adquisición y visualización de los parámetros de dispersión con bo-
 tones activos 111

5.16. Ventana para la adquisición y visualización de la Figura de Ruido adaptada a 50Ω . 113

5.17. Formato de recepción de datos para la figura de ruido utilizado por Analizador de redes 113

5.18. Mensaje desplegado al realizarse correctamente la medición de la figura de ruido . . 115

5.19. Ajuste de parámetros para la medición de la figura de ruido 116

6.1. Amplificador de baja potencia modelo ZFL-500 de Mini-Circuits® 118

6.2. Figura de ruido para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® 119

6.3. Medición de la figura de ruido del amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala
 logarítmica 120

6.4. Parámetro S11 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala lineal . . 120

6.5. Parámetro S12 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala logarítmica 121

6.6. Parámetro S21 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en representación
 polar logarítmica 121

Capítulo 1

Introducción

El enorme progreso que han sufrido los sistemas de comunicaciones en las últimas décadas, muy particularmente de los sistemas de microondas han llevado al estudio de nuevos materiales y dispositivos los cuales permitan obtener un mejor rendimiento con la menor cantidad de energía posible, además de que las frecuencias en las cuales pueden operar estos dispositivos también han aumentado significativamente.

La medición del ruido en los dispositivos de comunicaciones es un factor determinante ya que nos permite conocer las limitaciones del mismo y el ruido que agregan al sistema, esto es fundamental debido a que los sistemas modernos de comunicaciones deben procesar señales cada vez más pequeñas y esto se debe de realizar de la manera más fiel para garantizar que la información que se está procesando no se distorsione y se pierda parcial o totalmente.

La sensibilidad de un sistema junto con la figura de ruido son dos cifras de mérito que permiten caracterizar la habilidad con la que cuenta un sistema para procesar señales de bajo nivel de potencia, dichas cifras son empleadas para caracterizar tanto sistemas completos como dispositivos particulares, por lo que se busca que la sensibilidad permita distinguir señales de amplitudes lo más bajas posibles y que la figura de ruido sea la mínima para poder procesar adecuadamente la información.

Para una frecuencia específica de operación de un dispositivo o sistema se puede expresar la figura de ruido como se muestra en la ecuación siguiente:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 (B_s - B_{opt})^2] \quad (1.1)$$

Donde G_s y B_s representan admitancia de la fuente mientras que G_{opt} y B_{opt} representan la admitancia óptima del sistema para evitar el ruido, R_n es la resistencia equivalente de ruido, el valor de F_{min} es un parámetro de suma importancia ya que establece el valor mínimo de ruido, ruido intrínseco debido al movimiento errático de las partículas en el dispositivo, el cual se busca siempre que sea lo más pequeño posible.

Debido a que la mayoría de los sistemas de microondas trabajan con impedancias de 50Ω , resulta conveniente conocer la figura de ruido que se produce con dicha impedancia de entrada, para lo cual se emplea la técnica de medición de la figura de ruido mediante fuente adaptada, mejor conocida como *FR50*, la cual emplea un generador de ruido con

dos temperaturas de ruido, T_h y T_c , para evitar el uso de refrigerantes y lograr una T_c considerable se emplea una temperatura en frío igual a la temperatura de referencia, $T_0 = 290^\circ K$

1.1. Objetivo

El objetivo del presente trabajo es implementar un sistema de medición automatizado de ruido en dispositivos de microondas mediante la técnica FR50. El factor de ruido o figura de ruido adaptado a 50 Ohms será extraído mediante un programa de cómputo desarrollado en MATLAB, la obtención y visualización de dicho parámetro en diferentes representaciones desde un equipo de cómputo.

1.2. Organización del trabajo

Con el objetivo de presentar un antecedente sobre las redes de microondas, en el Capítulo 2 se presenta la caracterización de redes activas de microondas, lo que nos permite tener un claro panorama su estructura de una red eléctrica así como de su comportamiento con los diversos parámetros que existen para su caracterización.

En el Capítulo 3 se presentan los distintos tipos de ruido que existen, así como las generalidades de su comportamiento, se dedica especial énfasis al ruido dominante en altas frecuencias, el ruido térmico, y el ruido de dispar. Así como también se explica la teoría de circuitos ruidosos, y su representación como circuitos libres de ruido con

fuentes de ruido externas asociadas.

En el capítulo 4 se presentan las técnicas más empeladas para la medición del factor de ruido, tanto de dispositivos aislados como de redes electrónicas en frecuencias de microondas, todas ellas basadas en las ecuaciones para la figura de ruido, en términos de admitancias o empleando los índices de reflexión existentes.

En el capítulo 5 se presenta el desarrollo de una GUI (por sus siglas en inglés Graphic User Interface), mediante MATLAB, la cual permite al usuario realizar la calibración, edición de parámetros de dispersión y de la figura de ruido desde un equipo de cómputo conectado al analizador de redes vectorial mediante una interfaz GPIB-USB, con las ventajas que conlleva realizar el procesamiento y visualización de los resultados de las mediciones fuera del analizador de redes vectorial.

En el capítulo 6 se presenta los resultados de las mediciones realizadas con la aplicación desarrollada y se compara la figura de ruido que proporciona el fabricante de un amplificador contra la figura de ruido obtenida experimentalmente.

Capítulo 2

Caracterización de redes activas de microondas

2.1. Introducción a las redes eléctricas

La rápida evolución que han sufrido los sistemas electrónicos ha tenido como resultado circuitos con un grado de complejidad muy elevado debido en gran parte por el avance tecnológico y al grado de integración tan grande que se tiene, por lo cual es necesario seccionar estos sistemas en bloques más pequeños para su análisis y comprensión, estos bloques más pequeños los analizamos como redes independientes.

Una red eléctrica consiste en una serie de componentes eléctricos o electrónicos conectados entre sí, la cantidad de componentes de una red es variable y van desde el caso más sencillo que consiste en un solo elemento hasta una gran cantidad de elementos

CAPÍTULO 2. CARACTERIZACIÓN DE REDES ACTIVAS DE MICROONDAS 6

interconectados que tienen como finalidad realizar un proceso en particular, en estas configuraciones se pueden distinguir las rutas que dan acceso a la red, a estas rutas se les da el nombre de puertos de entrada y las rutas mediante las cuales la red se comunica con otras etapas o redes reciben el nombre de puertos de salida.

Las redes más sencillas que cuentan con la capacidad de comunicarse con otras redes o etapas dentro de un circuito eléctrico, son aquellas que cuentan solamente con un puerto de entrada y un puerto de salida, dentro de esta clasificación podemos encontrar a los elementos eléctricos y electrónicos básicos que son: resistencia, inductor, capacitor y los posibles arreglos serie, paralelo y serie-paralelo de estos componentes. En todos estos casos se observa que dichos elementos solamente presentan una terminal de entrada por la que se introducirá una señal de excitación, la cual a su vez, producirá una señal en el puerto de salida llamada respuesta, esta configuración básica de un puerto de entrada y un puerto de salida o también conocida comúnmente como cuadripolo se ilustra en la figura 2.1



Figura 2.1: Red eléctrica de un puerto de entrada y un puerto de salida o cuadripolo

Esté mismo concepto se aplica para redes con un número mayor de puertos, donde se tendrán puertos de entrada por donde se introduzca una o varias señales de excitación y múltiples puertos donde se tendrán las señales de respuesta que entregue la red, el número de puertos de salida en una red no necesariamente debe de ser el mismo que el de puertos de entrada, en la figura 2.2 se muestran algunas configuraciones de redes de múltiples puertos.

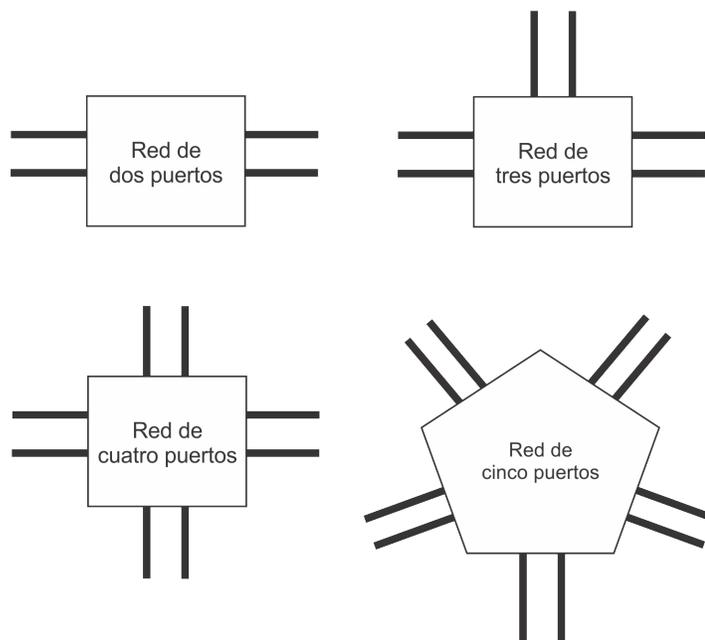


Figura 2.2: Ejemplos de redes multipuerto

La clasificación de las redes se realiza de acuerdo al número de puertos que la conformen y no por la complejidad o el número de componentes que la integran, ya que se puede agrupar un número indefinido de componentes en una red, debido a las complejas estructuras que se pueden presentar dentro de la configuración de una red, se presen-

ta la idea de analizarla como una caja negra, dentro de la cual, existe un sistema del que se desconocen sus componentes y su configuración interna, pero se puede medir su respuesta a partir de una señal de excitación de prueba que se le introduce a través de sus terminales de entrada.

Mediante este procedimiento podemos conocer el comportamiento del sistema , independientemente de los elementos que lo conforman y una vez que esta información es posible diseñar una red que sea equivalente a la que se encuentra dentro de nuestra caja negra, la fidelidad con la que se duplicara la red que se encuentra bajo estudio dependerá de los parámetros que se consideren para el análisis de esta, entre más parámetros tomemos en cuenta, se caracterizará mejor el comportamiento de la red y se logrará el diseño de un sistema equivalente con un comportamiento apegado al del original.

2.2. Clasificación de las redes de acuerdo a su número de puertos

Como un claro ejemplo de redes que cuentan con un número desigual de puertos de entrada y salida tenemos el caso de un transformador, el cual cuenta con un solo puerto de entrada pero puede tener n devanados a su salida para brindar diversos niveles de Voltaje, por lo que cada conexión de salida tendremos un puerto con un voltaje distinto y por consiguiente en cada salida tendremos un puerto diferente, la gama de posibili-

dades es enorme y el número de puertos está íntimamente relacionado con el proceso que se desarrolle en el sistema. De esta manera podemos definir a las redes de un solo puerto o mono puerto las cuales no tienen la posibilidad de interconectarse con otras redes o procesos del sistema, las redes con dos o más puertos llamadas redes multipuerto.

Un tipo específico de redes multipuerto que tiene una gran importancia y muy particularmente dentro del área de las comunicaciones, es la que cuenta con un puerto de entrada y un puerto de salida, este tipo de redes reciben el nombre de redes de dos puertos o también llamadas en algunos casos cuadripolos.

2.3. Redes de 2 puertos

En la figura 2.3 se muestra la representación esquemática de un cuadripolo con sus respectivas corrientes y voltajes tanto de entrada como de salida.



Figura 2.3: Representación de un cuadripolo con sus correspondientes corrientes y voltajes

Dentro de la constitución del cuadripolo no se imponen ninguna restricción por lo que se puede implementar cualquier configuración interna y se puede utilizar cualquier tipo de elemento ya sea activo o pasivo. A pesar de que dentro del cuadripolo se puede constituir cualquier tipo de configuración interna que se requiera para resolver una actividad determinada, existen algunas topologías que se repiten con gran frecuencia, algunas de estas topologías se muestran en la 2.4.

Podemos lograr una mejor especificación de los cuadripolos o redes de dos puertos aplicando algunas consideraciones sobre él, si consideramos las características de los elementos que constituyen el sistema podemos realizar las siguientes consideraciones; los que están formados por elementos con una respuesta lineal, como por ejemplo arreglos resistivos, es decir este tipo de redes tienen un incremento constante a la salida debido a un incremento constante en su entrada, ,estos circuitos cumplen con el principio de superposición, el cual establece que si se excita un cuadripolo por sus terminales de entrada se obtendrá a la salida la tensión de entrada multiplicada por una constante representada por los elementos constitutivos de la red, y los que se encuentran conformados por elementos que presentan una respuesta no lineal, como por ejemplo: los diodos y transistores, cuya respuesta depende de una no lineal del voltaje aplicado a sus terminales de la corriente que circula por ellos, o de la frecuencia de operación; este tipo de redes presentan un incremento no constante ante un incremento a la entrada.

Siguiendo con el análisis de acuerdo a sus componentes, podemos encontrar otra clasifi-

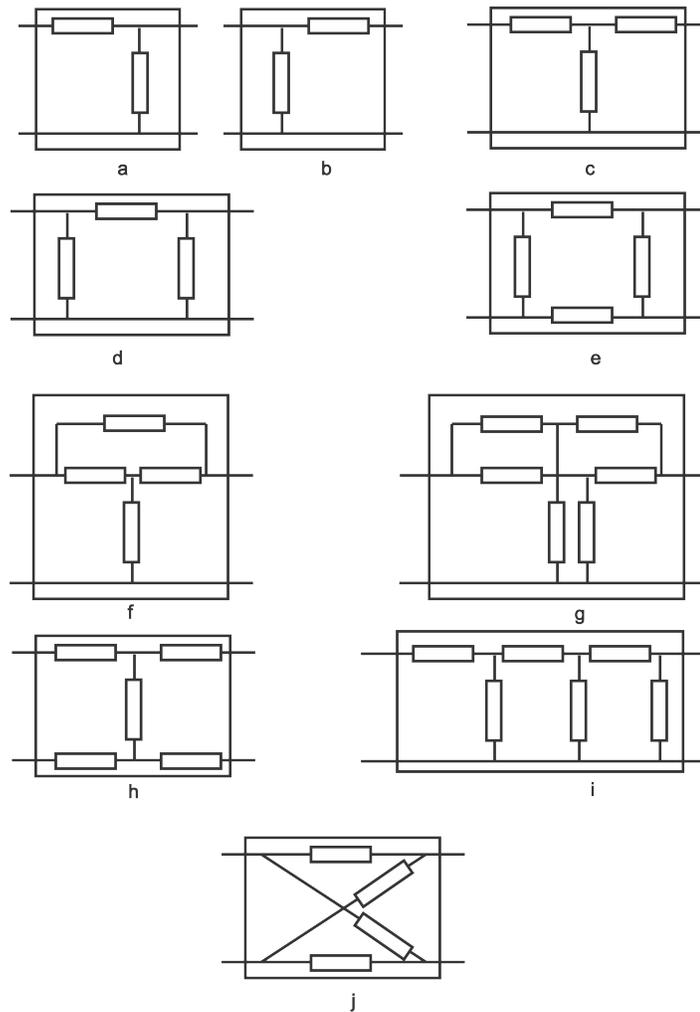


Figura 2.4: Configuraciones usuales en los cuadripolos y b configuración "L"; c configuración "T"; d configuración estrella; e configuración π encapsulado; f configuración T puenteada; g configuración doble T; h configuración H; i configuración en escalera; j configuración puente

cación los cuadripolos activos y pasivos ; los activos son aquellos que están constituidos por elementos llamados generadores independientes, transistores, circuitos integrados entre otros, los cuales no satisfacen el principio de superposición , ya que son capaces de generar una amplificación por si mismos, y los cuadripolos pasivos que se encuentran conformados por elementos con los cuales mediante las transformaciones adecuadas pueden ser reducidas a un esquema el cual no incluya generador alguno, los componentes pasivos que se incluyen pueden ser resistencias capacitores e inductores entre otros.

Un aspecto importante dentro de una red es el sentido con el cual se transfiere la energía y es precisamente esta característica la cual nos permite hacer otra clasificación de los cuadripolos dependiendo si la transferencia es bilateral, esto es, que la red permita que la transferencia de la energía se realice en ambos sentidos con la misma facilidad y las redes unilaterales que tienen como característica distintiva que la transferencia de energía a través del sistema se realice con mayor facilidad en un sentido que en opuesto.

2.3.1. Aspectos en los que se enfoca el análisis de cuadripolos

El análisis de los cuadripolos es de gran importancia ya que nos ayuda a resolver varios problemas que se presentan dentro del diseño e implementación de circuitos electrónicos de gran complejidad. El primer aspecto que nos ayuda a resolver el análisis de los cuadripolos es el de la transferencia de la energía, el cual consiste en determinar el voltaje y/o la corriente que se presenta en la salida del cuadripolo en función de la

entrada que se le da al sistema, este aspecto presenta varios casos particulares como por ejemplo cuando las terminales de salida se encuentran en circuito abierto o están cortocircuitadas.

El segundo aspecto que podemos solucionar con este análisis es el de la transmisión, el cual trata de determinar la potencia presente en un puerto o par de terminales de una red electrónica en función de la potencia que existe en el otro puerto, esta situación se presenta comúnmente en las líneas de transmisión y se soluciona mediante los parámetros de transferencia del cuadripolo.

El tercer problema que podemos solucionar mediante el análisis de cuadripolos es el de la inserción de una red de dos puertos en un sistema ya existente, este análisis se hace fundamental debido a las cargas y a las demandas de potencia que se añaden cuando se insertan los cuadripolos en un sistema existente o cuando se integran las diferentes etapas de procesamiento de una señal, con esto se busca determinar las pérdidas por inserción y problemas de acoplamiento que se presentan, en los sistemas de transmisión y recepción este problema tiene una gran relevancia debido a las bajas potencias que se presentan en el momento de la recepción y a la necesidad que se tiene de que la señal recibida sea amplificadora con la mayor fidelidad posible y con la menor cantidad de distorsión y de ruido posible, por lo cual se deben de diseñar redes que tengan la menor pérdida posible y la mayor eficiencia.

2.4. Parámetros de caracterización de redes en bajas frecuencias

Cuando se trabaja con redes electrónicas en bajas frecuencias, el análisis es más sencillo, debido a que las dimensiones de los componentes que las integran son mayores que las longitudes de onda que se emplean, si realizamos mediciones en una terminal específica de la red, pero variamos los puntos donde la realizamos, obtendremos los mismos valores debido a que las variaciones de fase que existen son mínimas, ya que la frecuencia de la señal es baja y por tanto su longitud de onda es grande.

La miniaturización de los componentes electrónicos nos ha permitido minimizar el problema que se presenta cuando se incrementa la frecuencia de la señal que se está utilizando, aun con estos avances llega un momento en que la longitud de onda es comparable con los elementos que componen una red y por lo tanto hay que analizar la red desde otro punto de vista.

El análisis de las redes electrónicas trata de encontrar una función que relacione los voltajes y corrientes que se encuentran en la entrada con los que se encuentran en el puerto de salida, en el caso de que se trate de una red no se contará con contribuciones adicionales, mientras que caso de que la red cuente con elementos activos se tendrán involucradas fuentes de corriente y de voltaje producidas por el comportamiento particular de dichos dispositivos; para el caso del análisis de un cuadripolo lineal pasivo su

correspondiente relación se muestra en la ecuación 2.1

$$f(V_1, V_2, I_1, I_2) = 0 \quad (2.1)$$

Trabajar con una función de cuatro variables representa grandes problemas ya que el desarrollo matemático se vuelve muy complejo por lo cual para facilitararlo se agrupan en sistemas de ecuaciones, el número de ecuaciones del sistema depende del número de puertos de la red, en el caso de los cuadripolos pasivos los sistemas que resultan se muestran en las ecuaciones 2.2, 2.3, 2.4, 2.5, 2.6, 2.7, 2.8, 2.9 .

$$V_1 = f_1(I_1, I_2) \quad (2.2)$$

$$V_2 = f_2(I_1, I_2) \quad (2.3)$$

$$I_1 = f_1(V_1, V_2) \quad (2.4)$$

$$I_2 = f_2(V_1, V_2) \quad (2.5)$$

$$V_1 = f_1(I_1, V_2) \quad (2.6)$$

$$I_2 = f_2(V_1, I_2) \quad (2.7)$$

$$V_1 = f_1(V_2, I_2) \quad (2.8)$$

$$I_1 = f_2(V_2, I_2) \quad (2.9)$$

Dependiendo de la combinación de voltajes y corrientes que se utilicen para el análisis del cuadripolo, será el nombre que se le dará a los parámetros que resultaran del análisis, de esta manera podemos encontrar los siguientes tipos de parámetros para

la caracterización de redes eléctricas en bajas frecuencias: parámetros Z o parámetros de impedancia que resultan del análisis de las ecuaciones 2.2 y 2.3, parámetros Y o parámetros de admitancia que se obtienen a partir de las ecuaciones 2.4 y 2.5, parámetros h o parámetros híbridos provenientes del análisis con las ecuaciones 2.6 y 2.7 y los parámetros ABCD o también conocidos como parámetros de transmisión obtenidos a partir de las ecuaciones 2.8 y 2.9. Algunos de estos parámetros también se emplean en el análisis de redes que trabajan en altas frecuencias.

2.4.1. Parámetros de impedancia

El concepto de impedancia se utilizó por primera en el siglo diecinueve por el científico inglés Oliver Heaviside para describir la relación compleja entre el voltaje y la corriente (V/I) en los circuitos de corriente alterna formados por resistores, capacitores y bobinas; este parámetro refleja la resistencia que opone un material al paso de la energía por lo cual posteriormente este concepto también fue extendido a los campos electromagnéticos donde se convirtió en una característica importante a considerar. La impedancia se encuentra conformada por una parte real que representa la resistencia y el término que es producido por los comportamientos no lineales de los elementos activos está ubicado en la parte imaginaria, la ecuación 2.10 muestra la estructura de la impedancia, donde R representa la parte resistiva y JX la parte reactiva.

$$Z = R + JX \quad (2.10)$$

Si consideramos una red que cuenta con n puertos como la que se muestra en la figura 2.5 podemos realizar el análisis para determinar los voltajes y las corrientes que existen en cada una de las terminales, sin importar si son de acceso o de salida a la red; la matriz de impedancia tiene por objeto conocer los voltajes que existen en cada puerto.

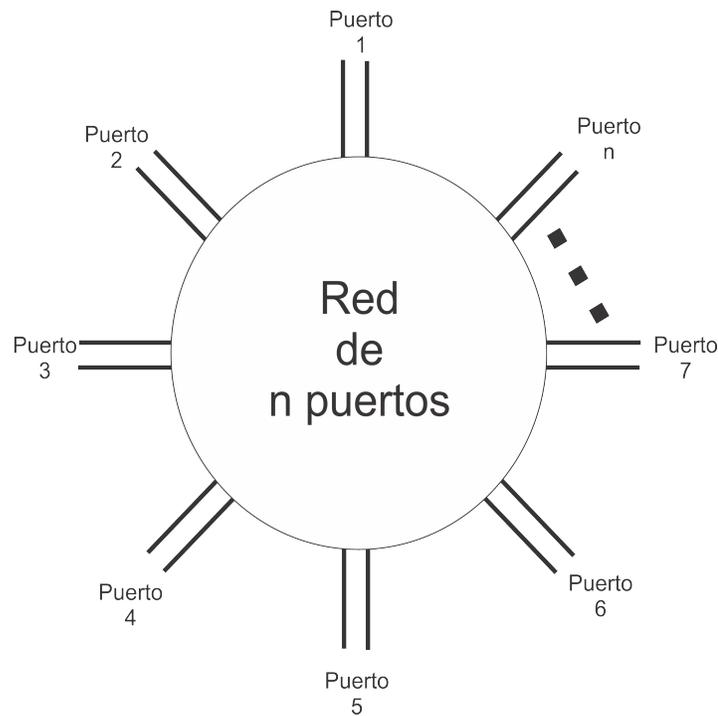


Figura 2.5: Red de n puertos

La matriz de impedancias o de parámetros Z nos sirve tanto para analizar redes pasivas como redes activas, la forma general de dicha matriz se muestra en la ecuación 2.11 y su forma sintética o representación matricial se muestra en la ecuación 2.12

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{n-1} \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & \cdots & Z_{1,n-1} & Z_{1,n} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} & \cdots & Z_{2,n-1} & Z_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Z_{n-1,1} & Z_{n-1,2} & \cdots & Z_{n-1,n-1} & Z_{n-1,n} \\ Z_{n,1} & Z_{n,2} & \cdots & Z_{n,n-1} & Z_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[V] = [Z][I] \quad (2.12)$$

Como se puede observar, dentro de este análisis existe un término que corresponde a fuentes internas que contribuyen con un voltaje determinado, en el caso de que se trate de una red pasiva esta contribución no existirá. Para el caso particular de los cuadripolos que solamente cuentan con dos puertos el tamaño de la matriz se reduce solamente a 4 parámetros Z . La matriz correspondiente para un cuadripolo se muestra en la ecuación 2.13.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Para conocer cada uno de estos parámetros debemos establecer algunas condiciones, en el caso de los parámetros Z se establece un circuito abierto, ya que la manera de modelar un elemento que tenga un consumo de corriente nula sería con una resistencia de un valor infinito, por esto se colocan circuitos abiertos en las terminales del cuadripolo, estudiando la matriz de impedancias podemos aplicar las condiciones para conocer cada parámetro.

Analizando la primera fila de la matriz de impedancia que se muestra en la ecuación 2.13 encontramos el parámetro Z_{11} , el cual se muestra en la ecuación 2.14, como podemos observar en la primera fila de la matriz de impedancia también se encuentra el término Z_{12} el cual se elimina haciendo que por el cuadripolo circule una corriente I_2 con un valor de cero y la terminal de entrada debe de excitarse con una fuente de corriente de valor I_1 y la terminal dos o terminal de salida debe de tener un circuito abierto como se muestra en la figura 2.6, adicionalmente al eliminar la corriente I_2 de la segunda fila de la matriz mostrada en la ecuación 2.13 se conoce automáticamente el valor del parámetro Z_{21} , la ecuación para calcularlo se encuentra descrita en la ecuación 2.15.

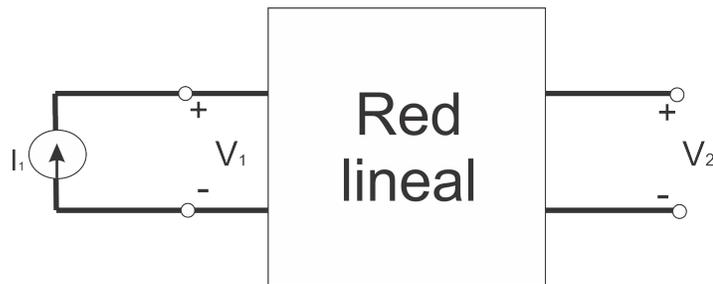


Figura 2.6: Configuración para determinar los parámetros Z_{11} y Z_{21}

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.14)$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.15)$$

Analizando la ecuación 2.14 observamos que el resultado de este cociente tendrá unidades de ohms y dado que relaciona la corriente con el voltaje de entrada al cuadripolo

el parámetro Z_{11} recibe el nombre Impedancia de entrada, de la misma manera el termino Z_{21} que se muestra en la ecuación 2.15 tiene las mismas unidades pero esta vez se relaciona la corriente de entrada con el voltaje de salida por lo cual este parámetro recibe el nombre de impedancia de transferencia.

Para conocer los parámetros Z_{12} y Z_{22} , es necesario que la corriente I_1 que circula por el cuadripolo sea nula y se alimente con una fuente de corriente de valor I_2 por el puerto de salida, esta configuración se muestra en la figura 2.7 y las deducciones para cada uno de los parámetros se describen en las ecuaciones 2.16 y 2.17.

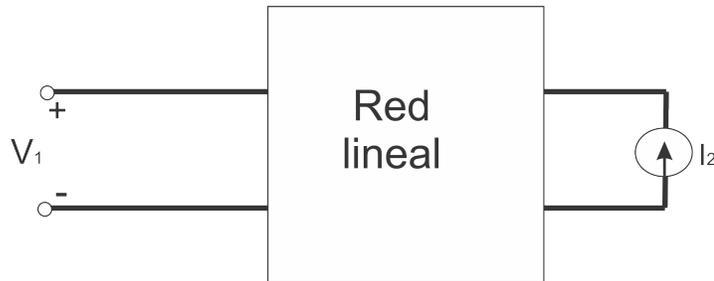


Figura 2.7: Configuración para determinar los parámetros Z_{12} y Z_{22}

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.16)$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.17)$$

Al igual que los parámetros anteriores, tienen unidades de impedancia y cada uno recibe un nombre especial de acuerdo a lo que representan, Z_{12} dado que relaciona el voltaje de entrada con la corriente de salida es llamado impedancia de transferencia inversa

mientras que Z_{22} resulta del voltaje de salida respecto a la corriente de salida también es conocido como impedancia de salida.

En base a estos cuatro parámetros podemos realizar el análisis de una red de dos puertos de gran complejidad y representarla por el circuito equivalente que proponen los parámetros Z , esta equivalencia se muestra en la figura 2.8.

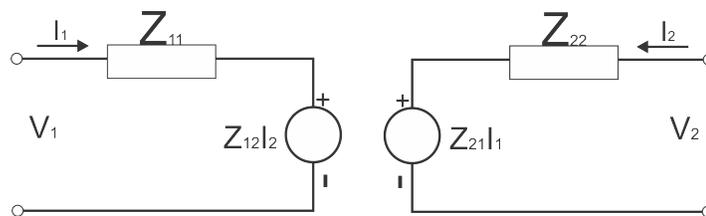


Figura 2.8: Modelo equivalente del cuadripolo basado en los parámetros Z

Cuando se realiza el cálculo de los parámetros de impedancia, puede presentarse el caso en el cual la red sea recíproca, en estos casos los parámetros Z_{12} y Z_{21} serán iguales y por tanto la energía fluirá con la misma facilidad del puerto de entrada hacia al puerto de salida y viceversa, otra posibilidad que existe es que los parámetros Z_{11} y Z_{22} sean iguales lo cual quiere decir que el cuadripolo presenta la misma impedancia a su entrada que a la salida.

Existe otro modelo equivalente basado en los parámetros Z el cual solamente utiliza un generador, este resulta de un artilugio matemático que consiste en sumarle las ecuaciones 2.18 y 2.19 a la primera y segunda fila de la ecuación 2.13 respectivamente dando como resultado las ecuaciones 2.20 y 2.21, de esta manera se puede tener una

red equivalente con menos componentes la cual se muestra en la figura 2.9.

$$I_1 Z_{12} - I_1 Z_{12} \quad (2.18)$$

$$I_1 Z_{12} - I_1 Z_{12} - (I_1 Z_{12} - I_1 Z_{12}) \quad (2.19)$$

$$V_1 = I_1(Z_{11} - Z_{12}) + I_2 Z_{12} + I_1 Z_{12} \quad (2.20)$$

$$V_2 = I_1 Z_{12} + I_2(Z_{22} - Z_{12}) + I_2 Z_{12} + I_1(Z_{21} - Z_{12}) \quad (2.21)$$

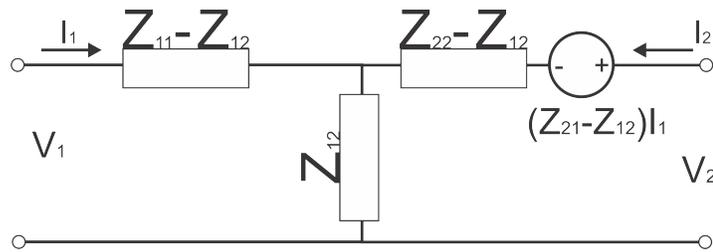


Figura 2.9: Circuito equivalente de parámetros Z con una sola fuente

En el caso de que la red sea recíproca los términos Z_{12} y Z_{21} serán iguales y por tanto la única fuente de voltaje que existe en el modelo equivalente se anula y el circuito resultante está formado solo por impedancias.

2.4.2. Parámetros de Admitancia

La admitancia se encuentra definida como el inverso de la impedancia por lo cual en cuanto a estructura son muy similares, como se puede observar en la ecuación 2.22, donde G representa la parte real y se denomina conductancia y B es la parte compleja y es conocida como susceptancia.

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j \frac{X}{R^2 + X^2} \quad (2.22)$$

De una manera similar en que la admitancia es la inversa de la impedancia, la matriz de admitancias se encuentra íntimamente relacionada con esta, y se encuentra definida para una red de n puertos por la matriz que se muestra en la ecuación 2.23.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} & \cdots & Y_{1,n-1} & Y_{1,n} \\ Y_{2,1} & Y_{2,2} & \cdots & Y_{2,n-1} & Y_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{n-1,1} & Y_{n-1,2} & \cdots & Y_{n-1,n-1} & Y_{n-1,n} \\ Y_{n,1} & Y_{n,2} & \cdots & Y_{n,n-1} & Y_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{n-1} \\ V_n \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Para el caso del cuadripolo el número de puertos se reduce a solamente dos por lo cual la matriz de admitancias se reduce considerablemente y queda expresada como se muestra en la ecuación 2.24.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} \\ Y_{2,1} & Y_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para conocer cada parámetro al igual que en la matriz de impedancias se aplican condiciones particulares, en el caso de la matriz de admitancias se utilizan condiciones en las cuales el voltaje demandado sea nulo, dicha situación se logra colocando un corto circuito entre las terminales del puerto en el cual se necesite.

De esta manera para conocer el parámetro Y_{11} se coloca un corto en el puerto de salida y de esta manera se elimina el voltaje que existe entre estas terminales, adicionalmente con esta condición también podemos conocer el parámetro Y_{21} , la configuración física que se utilizaría se muestra en la figura 2.10, de esta manera se elimina el voltaje en la terminal de salida y podemos despejar de la ecuación 2.24 la expresión para el parámetro Y_{11} la cual se muestra en la ecuación 2.25, con esta misma condición se obtiene el termino Y_{21} el cual se muestra la ecuación 2.26

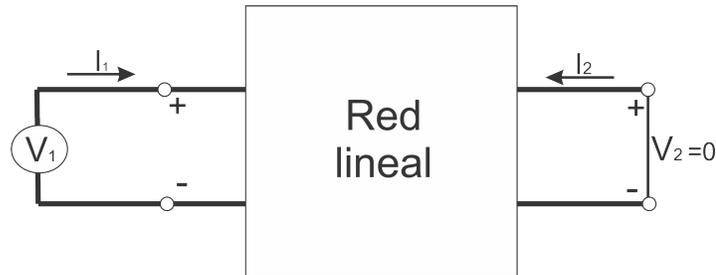


Figura 2.10: Configuración para determinar los parámetros Y_{11} y Y_{21}

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.25)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.26)$$

El parámetro Y_{11} relaciona la corriente del puerto de entrada con su correspondiente voltaje por lo cual es conocido como admitancia de entrada, al encontrarse conformado por la corriente de salida y el voltaje de entrada al elemento Y_{21} también se le conoce como admitancia de transferencia directa.

Para conocer los parámetros Y_{12} y Y_{22} es necesario eliminar el voltaje existente en el puerto de entrada, para lo cual se utiliza un corto circuito que idealmente tiene una demanda de voltaje nula, esta configuración se ilustra en la figura 2.11, las ecuaciones resultantes de eliminar el voltaje V_1 en la matriz de parámetros de admitancia se muestra en las ecuaciones 2.27 y 2.28.

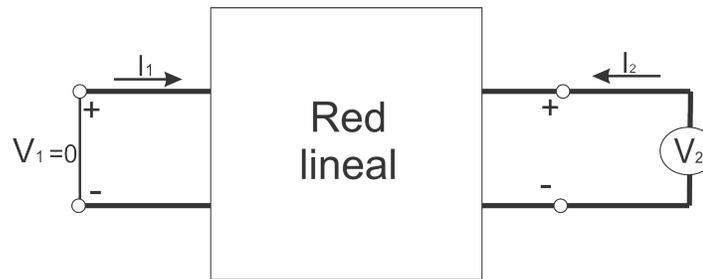


Figura 2.11: Configuración para determinar los parámetros Y_{12} y Y_{22}

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (2.27)$$

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (2.28)$$

El parámetro Y_{22} relaciona la corriente que se encuentra en el puerto de salida con su respectivo voltaje por lo que también recibe el nombre de admitancia de salida, al encontrarse formado por la corriente de entrada y el voltaje de salida el parámetro Y_{12} es también conocido como admitancia de transferencia inversa. Mediante los parámetros de admitancia podemos construir un circuito equivalente, este modelo equivalente con dos fuentes se ilustra en la figura 2.12.

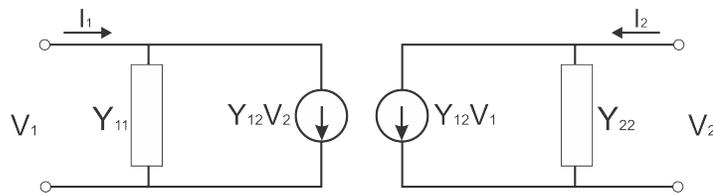


Figura 2.12: Modelo equivalente del cuadripolo basado en los parámetros Y

De la misma forma en que ocurre en el modelo de equivalente de los parámetros de impedancia, con el modelo equivalente de admitancias podemos construir un modelo equivalente con un solo generador para lograr esto ocupamos artificios matemáticos y le sumamos las ecuaciones 2.29 y 2.30 a la primera y segunda fila de la matriz de impedancia representada en la ecuación 2.24, y como resultado obtenemos las igualdades para el modelo con un solo generador basado en los parámetros de admitancia que se muestran en las ecuaciones 2.31 y 2.32 con su respectiva representación gráfica en la figura 2.13.

$$V_1 Y_{12} - V_1 Y_{12} \quad (2.29)$$

$$V_1 Y_{12} + V_2 Y_{12} - (V_1 Y_{12} + V_2 Y_{12}) \quad (2.30)$$

$$I_1 = V_1(Y_{11} - Y_{12}) + Y_{12}(V_1 + V_2) \quad (2.31)$$

$$I_2 = V_1(Y_{21} - Y_{12}) + V_2(Y_{22} - Y_{12}) + Y_{12}(V_1 + V_2) \quad (2.32)$$

En el caso de que los parámetros Y_{21} y Y_{12} sean iguales el único generador que existe en el modelo presentado en la figura 2.13 se anulará y solo se tendrá una red de tipo delta formada solamente por admitancias.

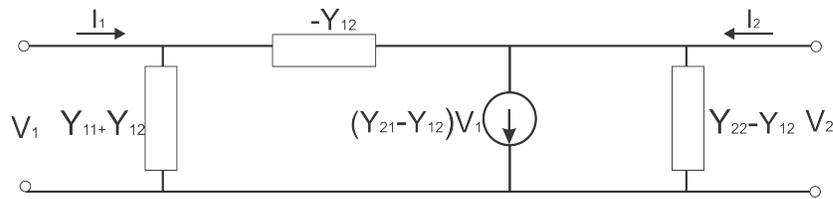


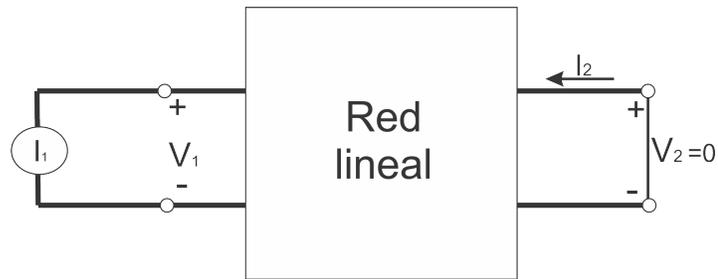
Figura 2.13: Circuito equivalente de parámetros Y con una sola fuente

2.4.3. Parámetros híbridos

Otra manera de analizar una red de 2 puertos es mediante los parámetros h o parámetros híbridos los cuales se obtienen cuando se toman como variables independientes al voltaje de salida, V_2 y la corriente de entrada I_1 , a diferencia de los parámetros de impedancia y de admitancia que toman como variables independientes ya sean las corrientes o voltajes, por lo tanto por la forma en que los relacionan se denominan híbridos, esta relación se puede expresar para un cuadripolo como se muestra en la ecuación 2.33.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Para conocer los parámetros h_{11} y h_{21} se debe de hacer cero el voltaje en la salida por lo cual se coloca un corto circuito y el cuadripolo se alimenta con una fuente de corriente de valor I_1 , como se muestra en la figura 2.14, mediante esta configuración podemos conocer los primeros dos parámetros de transferencia h_{11} y h_{21} que se muestran en las ecuaciones 2.34 y 2.35 respectivamente.

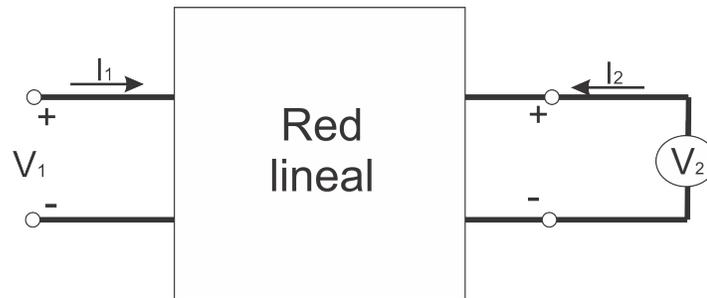

 Figura 2.14: Configuración para determinar los parámetros h_{11} y h_{21}

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.34)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.35)$$

El parámetro h_{11} relaciona el voltaje de entrada con la corriente de entrada y también es conocido como impedancia de entrada y el parámetro h_{21} esta conformado por la relación de la corriente de salida y la corriente de entrada por lo que también se denomina como ganancia directa de corriente.

Para realizar el análisis para conocer los parámetros h_{22} y h_{12} la corriente del puerto de entrada debe de ser cero por lo cual se emplea un circuito abierto, para excitar al circuito se emplea una fuente de voltaje de valor V_2 colocada en el puerto de salida, esta configuración se ilustra en la figura 2.15 y sus correspondientes igualdades en las ecuaciones 2.36 y 2.37


 Figura 2.15: Configuración para determinar los parámetros h_{22} y h_{21}

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.36)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.37)$$

El parámetro híbrido h_{11} relaciona la corriente de salida con el voltaje de salida recibe el nombre de admitancia de salida mientras que el término h_{12} está compuesto por el voltaje de salida y el voltaje de entrada es también conocido como ganancia inversa de voltaje. Mediante los parámetros híbridos se puede construir un circuito equivalente el cual tenga el mismo comportamiento que el cuadripolo original que se ha estudiado, este circuito equivalente se muestra en la figura 2.16, los parámetros híbridos son muy útiles debido a que comúnmente es mediante ellos que se analiza el comportamiento de los transistores.

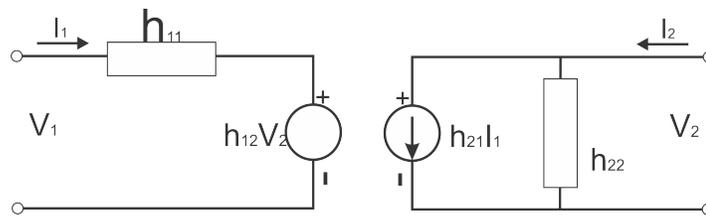


Figura 2.16: Circuito equivalente de parámetros h

2.4.4. Parámetros de transmisión

Los parámetros de transmisión o parámetros T toman como variables independientes a la corriente y el voltaje que se encuentra en la salida y deja a las variables de entrada al cuadripolo como dependientes de la salida, la matriz de transmisión o de parámetros T se muestra en la ecuación 2.38. Debido a que la corriente I_2 en el cuadripolo se toma entrando a este y los parámetros T analizan la salida hacia la salida del cuadripolo, esta corriente se toma como negativa solamente para indicar su cambio de dirección

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Para conocer los parámetros A y C debemos hacer que la corriente en la salida sea cero, de esta manera haciendo nula la corriente I_2 que circula por la terminal de salida en la matriz mostrada en la ecuación 2.38 obtenemos estos parámetros como se muestran en las ecuaciones 2.39 y 2.40 respectivamente.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.39)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.40)$$

El parámetro A , que relaciona el voltaje de entrada con el voltaje de salida también es conocido como ganancia en voltaje y el parámetro C que está formado por la corriente de entrada y el voltaje de salida se conoce como admitancia de transmisión.

Para conocer los parámetros B y D es necesario que el voltaje de la terminal de salida sea nulo, dichos parámetros se muestran sus en las ecuaciones 2.41 y 2.42

$$B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.41)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.42)$$

El parámetro B que relaciona el voltaje de entrada con la corriente de salida recibe el nombre de impedancia de transmisión, mientras que el término D relaciona las corrientes de entrada y salida y se llama transferencia de corriente.

2.4.5. Información suministrada por los parámetros

Los parámetros de caracterización nos dan una gran cantidad de información con respecto a los cuadripolos ya que estos caracterizan cuantitativamente el comportamiento de los circuitos. Si los parámetros de transferencia del cuadripolo son nulos entonces

esto quiere decir que al introducir una señal de excitación en un puerto del cuadripolo en el otro par de terminales no existe ninguna respuesta por lo cual los puertos de entrada y salida son independientes entre sí.

En el caso de que los parámetros de transferencia sean nulos solamente en un sentido, esto quiere decir que la transferencia de energía solamente se lleva a cabo en un sentido y no en ambos. Cuando los parámetros de transferencia son exactamente iguales entre sí y no sean nulos, esto quiere decir que se trata de un cuadripolo bilateral y pasivo, por lo tanto no importa la manera en que se conecte el cuadripolo este tendrá el mismo comportamiento.

Cuando las impedancias e inductancias de entrada y salida de un cuadripolo sean iguales, se tratará de un cuadripolo simétrico y en caso de que sean diferentes se tratará de un cuadripolo asimétrico.

2.5. Caracterización de redes de alta frecuencia

2.5.1. Introducción a las microondas

En los últimos años el auge de las telecomunicaciones ha incrementado el uso de las microondas, que son ondas electromagnéticas las cuales se encuentran comprendidas dentro del rango de frecuencias de los 300 MHz y los 300 GHz, debido a sus correspondientes longitudes de ondas, el análisis de circuitos clásico no puede ser utilizado ya que

se presentan variaciones de fase en el voltaje y la corriente a lo largo de la extensión física de los dispositivos [8], por lo cual las ecuaciones de Maxwell, nos ayudan al análisis en estos casos. Por medio de las ecuaciones de Maxwell se describen los fenómenos electromagnéticos a nivel macroscópico.

2.5.2. Parámetros de dispersión

Los parámetros de caracterización de redes empelados en bajas frecuencias presentan problemas al ser aplicados a los dispositivos de microondas debido a las condiciones extremas que se utilizan para determinarlos, por lo cual para su análisis se emplean preferentemente los parámetros de dispersión los cuales no necesitan de cortos o de circuitos abiertos para su extracción, si no que emplea impedancias en los puertos, lo cual garantiza que se tenga una máxima absorción de energía en la impedancia de carga y de esta manera se eviten las posibles reflexiones hacia la red que se está analizando.

La matriz de dispersión, al igual que las matrices de impedancias y de admitancias provee una descripción analítica y cuantitativa de un red de n puertos, con esta matriz podemos representar tanto la onda incidente en el puerto como la onda que se refleja por el mismo, lo cual nos proporciona un análisis más específico del funcionamiento de una red en altas frecuencias, la matriz de dispersión se ilustra en la ecuación 2.43 con su respectiva representación matricial en la ecuación 2.44.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_{n-1}^- \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \cdots & S_{1,n-1} & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & \cdots & S_{2,n-1} & S_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ S_{n-1,1} & S_{n-1,2} & \cdots & S_{n-1,n-1} & S_{n-1,n} \\ S_{n,1} & S_{n,2} & \cdots & S_{n,n-1} & S_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_{n-1}^+ \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.44)$$

Analizando la matriz de dispersión presentada en la ecuación 2.43 podemos observar que tenemos la relación entre la onda incidente en un determinado puerto y la onda reflejada en cualquier puerto, podemos generalizar una expresión para poder calcular cualquier parámetro de dispersión que se requiera, dicha generalización se muestra en la ecuación 2.45 la cual establece que para encontrar al elemento S_{ij} es necesario hacer incidir una onda de amplitud V^+ en el puerto j y se mide la onda reflejada de amplitud V^- que sale por el puerto i , para este caso todas las ondas incidentes excepto la del puerto j son cero lo cual implica que todos los puertos deben de estar terminados con una carga adecuada para evitar las reflexiones.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.45)$$

Para el caso de que i sea igual a j se está hablando de la reflexión que ocurre en el puerto de incidencia i , mientras que en el caso de que sean diferentes se trata del coeficiente

de transmisión de energía del puerto i al puerto j .

Si el sistema que estamos analizando es una red de dos puertos, la matriz de dispersión se reduce a solamente tener cuatro parámetros como se muestra en la ecuación 2.46.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} \\ S_{2,1} & S_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

El análisis de la matriz de dispersión se basa en el uso de un modelo de una red con generadores arbitrarios que se encuentran ligados a impedancias propias debidas a la naturaleza real de estos, este modelo se ilustra en la figura 2.17.

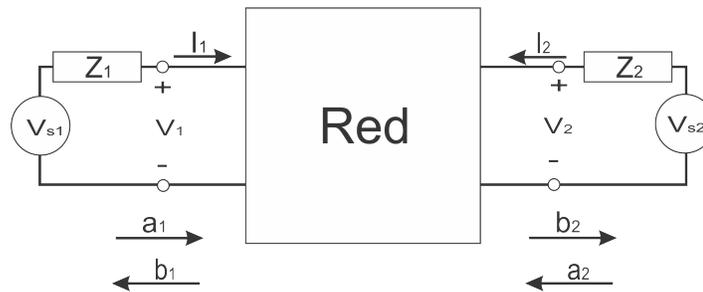


Figura 2.17: Modelo de generadores y cargas arbitrarias

Para un análisis más sencillo se define "a" como la onda incidente en el puerto mientras que a las ondas reflejadas se les asigna la letra "b", las expresiones que representan estas ondas se muestran en las ecuaciones 2.47 y 2.48 respectivamente, con estos cambios la matriz de dispersión resultante se muestra en la ecuación 2.49 donde Z_0 representa la impedancia característica de cada puerto.

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.47)$$

$$b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} \\ S_{2,1} & S_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Para determinar los parámetros S_{11} y S_{21} es necesario que la red sea excitada por el puerto de entrada con una onda de amplitud a_1 y para evitar reflexiones el puerto contrario debe de terminarse con la impedancia característica. Los parámetros S_{11} y S_{21} se determinan mediante las ecuaciones 2.50 y 2.51 respectivamente, utilizando la configuración que se ilustra en el figura 2.18

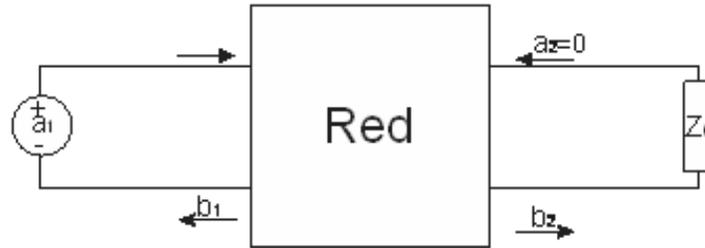


Figura 2.18: Configuración para determinar los parámetros S_{11} y S_{21}

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.50)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.51)$$

Al relacionar la cantidad de energía que regresa por el puerto de entrada con la energía que ingresa al mismo el parámetro S_{11} representa la reflexión en el puerto de entrada con el puerto de salida acoplado, también llamado coeficiente de reflexión de entrada, y el parámetro S_{21} relaciona la onda reflejada en el puerto de salida con la onda incidente en el puerto de entrada nos da información acerca de la cantidad de energía que se trasfiere del puerto uno al puerto dos, este parámetro también se conoce como coeficiente de transmisión directa o ganancia.

Para conocer los parámetros S_{22} y S_{12} es necesario que se excite al cuadripolo por el puerto de salida mediante una onda incidente a_2 , mientras que las terminales de entrada o del puerto uno se deben de acoplar, de esta manera las ecuaciones para estos parámetros se muestran en las ecuaciones 2.52 y 2.53 respectivamente mediante la configuración que se muestra en la figura 2.19 .

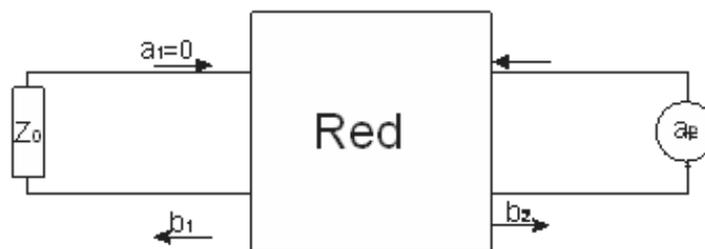


Figura 2.19: Configuración para determinar los parámetros S_{12} y S_{22}

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.52)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.53)$$

El parámetro S_{22} es el encargado de relacionar la onda reflejada por el puerto dos con la onda que incide en este por lo tanto nos da información de la cantidad de energía que se regresa hacia el puerto de salida cuando este es excitado, este parámetro recibe el nombre de coeficiente de reflexión de salida, en cuanto al parámetro S_{12} representa la cantidad de energía que es reflejada hacia el puerto de entrada cuando se excita el cuadripolo por el puerto de salida también es llamado coeficiente de transmisión inversa.

2.5.3. Movimiento de los planos de referencia

Debido a las altas frecuencias que se utilizan en los circuitos de microondas es necesario tener en cuenta los planos de referencia de los puertos del cuadripolo y la ubicación de los mismos, ya que si se considera un desplazamiento en estos, la fase tanto de la onda incidente como de la onda reflejada cambiarán, el significado físico de este análisis se muestra en la figura 2.20 en donde se ilustra un desplazamiento de la referencia en el eje z con un valor generalizado de l , retomando y dado que se está hablando de ondas diferentes a las originales en $z = 0$ se deben de diferenciar, estas nuevas expresiones para el termino n -esimo se muestran en las ecuaciones 2.54 y 2.55 para la onda incidente y reflejada respectivamente, donde el termino ϑ representa la longitud

eléctrica del desplazamiento del plano de análisis y se ilustra en la ecuación 2.56 en la que l representa al longitud física del desplazamiento y β la constante de fase propia de la línea, este cambio se encuentra expresado en la ecuación 2.57.

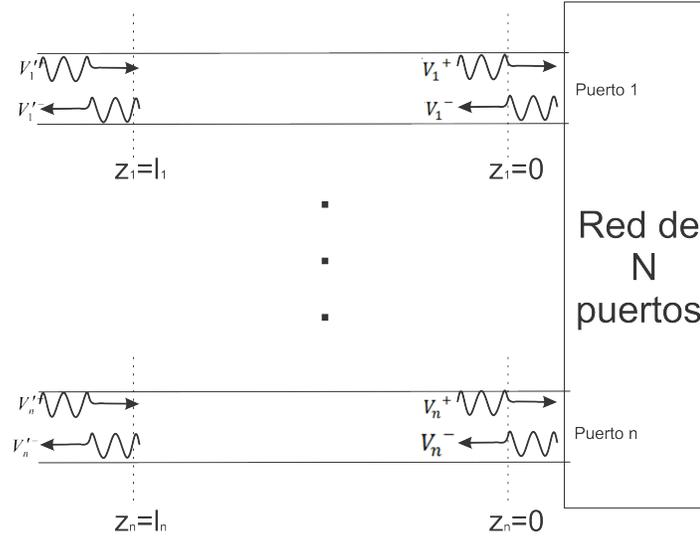


Figura 2.20: Desplazamiento de los planos de referencia

$$V_n'^+ = V_n^+ e^{j\theta_n} \quad (2.54)$$

$$V_n'^- = V_n^- e^{-j\theta_n} \quad (2.55)$$

$$\theta = \beta l \quad (2.56)$$

$$[V'^-] = [S][V'^+] \quad (2.57)$$

Tomando en cuenta estos desplazamientos podemos incluirlos en la expresión de los parámetros de dispersión como se muestra en la ecuación 2.58, se emplean matrices diagonales con los desplazamientos complementarios para no afectar la relación, y solamente incluir la información adicional. En el caso de los cuadripolos el análisis es

más sencillo debido a que las matrices resultantes tienen cuatro términos, para conocer la relación que implica este desplazamiento es necesario multiplicar la ecuación 2.59 por la matriz que se muestra en la ecuación 2.60 lo cual nos da una relación entre los parámetros s cuando el plano de referencia está situado en la posición 0 y cuando el plano se desplaza a la posición l .

$$\begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{j\theta_n} \end{bmatrix} [V'^-] = [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-j\theta_n} \end{bmatrix} [V'+] \quad (2.58)$$

$$\begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-j\theta_n} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11}e^{-j2\theta_1} & S'_{12}e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \\ S'_{12}e^{-j2\theta_2} & S'_{22}e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Como se puede observar en el caso de que se trate de los coeficientes de reflexión, S_{11} y S_{22} , se realizara un desplazamiento conformado por las contribuciones particulares de los desplazamientos en cada puerto

2.5.4. Matriz de dispersión en función de la matriz de impedancia

La matriz de dispersión guarda una estrecha relación con los demás parámetros de caracterización de redes eléctricas, por lo cual, no es extraño que existan relaciones entre estos. Para determinar la matriz de dispersión en función de la matriz de impedancia es necesario establecer si estamos tratando con parámetros generalizados ya que si la impedancia características de cada puerto, Z_0 , el análisis solo se podrá llevar a cabo utilizando estos parámetros. Tomando en cuenta que todos los puertos cumplen con esta condición podemos establecer los voltajes y corrientes totales como se muestran en las ecuaciones 2.61 y 2.62, la restricción que antes se mencionó nos ayuda a determinar la corriente total en base a los voltajes incidentes y reflejados y la impedancia característica del puerto.

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (2.61)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = \frac{1}{Z_0}(V_n^+ - V_n^-) \quad (2.62)$$

Utilizando estos voltajes y corrientes totales podemos reescribir expresión de la matriz de impedancias mostrada en la ecuación 2.13, con estas consideraciones tendremos los parámetros de impedancia expresados en función de los voltajes de las ondas incidentes y reflejadas como se muestra en la ecuación 2.63, esta expresión se puede reordenar y expresarse como se muestra en la ecuación 2.64 donde U representa una matriz diagonal que contiene la impedancia característica de los puertos Z_0 , la cual puede comprarse con

la definición de los parámetros de dispersión lo que sugiere la relación que se muestra en la ecuación 2.65.

$$[Z][I] = \frac{1}{Z_0}([Z][V^+] - [Z][V^-]) = [V] = [V^+] + [V^-] \quad (2.63)$$

$$([Z] + [U])[V^-] = ([Z] - [U])[V^+] \quad (2.64)$$

$$[S] = ([Z] + [U])^{-1}([Z][U]) \quad (2.65)$$

Con estas relaciones podemos establecer la correspondencia para el caso de los cuádrupolos, en este caso las matrices serán de dimensiones 2×2 desarrollando esta equivalencia podemos tener la correlación entre los parámetros de dispersión y los parámetros de impedancia como se ilustra en la ecuación 2.66.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z} \\ \frac{2Z_{12} + Z_0}{\Delta Z} & \frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

De esta misma manera existen relaciones entre los parámetros de dispersión con los demás parámetros de caracterización de redes eléctricas como se muestra en la tabla 1.

	S	Z	Y	$ABCD$
S_{11}	S_{11}	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{B}{A + \frac{B}{Z_0}} - \frac{CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{11}	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{12}	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD - BC}{C}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{21}	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{22}	$\frac{Y_{12}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	Y_{11}	$\frac{D}{B}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	Y_{12}	$\frac{BC_{AD}}{B}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	Y_{21}	$\frac{-1}{B}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	Y_{22}	$\frac{A}{B}$

A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$	A
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	B
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$-\frac{ Y }{Y_{21}}$	C
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{11}}{Y_{21}}$	D

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}; |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \Delta YY = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}; Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$

Cuadro 2.1: tabla 1 equivalencias entre parámetros

2.5.5. Coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida

El coeficiente de reflexión a la entrada relaciona la onda incidente, a_1 , con la onda reflejada, b_1 , en el puerto de acceso del cuadripolo, esta relación se obtiene mediante la matriz de dispersión, y la expresión de reflexión se muestra en la ecuación 2.67, para esta relación se utiliza la configuración ilustrada en la figura 2.18 donde el puerto de salida se encuentra acoplado con una impedancia de carga Z_L .

$$\Gamma_i = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.67)$$

Para conocer este coeficiente dividimos la primera fila de la matriz de dispersión entre a_1 de esta manera obtenemos la energía que se regresa al puerto de entrada, como se muestra en la ecuación 2.68, con este método determinamos el coeficiente de reflexión a la entrada mediante los parámetros de dispersión, ya que también se puede obtener utilizando los parámetros Z .

$$\Gamma_i = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1} \quad (2.68)$$

La relación de $\frac{a_2}{a_1}$ se puede calcular dividiendo la segunda fila de la matriz de dispersión entre a_2 como se muestra en la ecuación 2.69.

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{1}{\Gamma_L} = S_{21} \frac{a_2}{a_1} + S_{22} \quad (2.69)$$

De esta manera solo se debe de despejar el termino $\frac{a_1}{a_2}$ y calcular su inversa con lo que finalmente tendremos $\frac{a_2}{a_1}$ el cual se muestra en la ecuación 2.70

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.70)$$

Substituyendo la ecuación 2.70 en la ecuación 2.69 podemos reescribir el coeficiente de reflexión a la entrada como se muestra en la ecuación 2.71.

$$\Gamma_i = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.71)$$

El término Γ_L está dado por la ecuación 2.72, en donde Z_L representa la impedancia de terminación en el puerto de salida y Z_{02} la impedancia característica de dicho puerto.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_{02}}{Z_L + Z_{02}} \quad (2.72)$$

El coeficiente de reflexión a la salida se calcula de manera similar al coeficiente de reflexión a la entrada, la relación para este coeficiente está dada por la ecuación 2.73.

$$\Gamma_o = \frac{b_2}{a_2} \quad (2.73)$$

De manera análoga al coeficiente de reflexión a la entrada se divide la segunda fila de la matriz de dispersión entre a_2 dando como resultado la ecuación 2.74.

$$\Gamma_o = S_{22} + S_{21} \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (2.74)$$

En la ecuación 2.71 el término Γ_s se encuentra dado por la ecuación 2.72 donde Z_s es la impedancia del generador con el que se excita el cuadripolo y Z_{01} la impedancia

característica del puerto de entrada.

2.5.6. Ganancia de transferencia de potencia y ganancia de potencia disponible

Para calcular la ganancia de transferencia de potencia es necesario que el cuadripolo se encuentre alimentado por un generador en uno de sus puertos y en el otro se encuentre terminado con una carga, de esta manera define esta ganancia por la ecuación que se muestra en la ecuación 2.75.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (2.75)$$

Donde P_{AVS} (Power available from the source) es la potencia disponible de la fuente cuando se tiene conectada una impedancia de valor Z_s^* , que es el conjugado de su impedancia interna y P_L es la potencia en la carga, recordando la definición de potencia, como se muestra en la ecuación 2.76, donde V^* es la transpuesta conjugada de V , podemos establecer de manera general la potencia en los circuitos de microondas mediante las ondas incidentes y reflejadas normalizadas como se muestra en la ecuación 2.77.

$$P = \frac{1}{2} V^* I \quad (2.76)$$

$$P = \frac{1}{2} |b|^2 - |a|^2 \quad (2.77)$$

Sustituyendo el coeficiente de reflexión que se muestra en la ecuación 2.67 en la ecuación

2.77 se obtenemos la potencia promedio en función de este coeficiente, como se muestra en la ecuación 2.78.

$$P = \frac{1}{2} |a|^2 (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.78)$$

Debido a que el coeficiente de reflexión es exclusivo de un puerto se puede expresar tanto la potencia en la carga P_L como se muestra en la ecuación 2.79, para el análisis de la potencia disponible en la fuente se utiliza el diagrama de conexiones mostrado en la figura 2.21 el cual contempla la impedancia del generador Z_S , la impedancia de carga Z_L y los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida.

$$P_L = \frac{1}{2} |a|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (2.79)$$

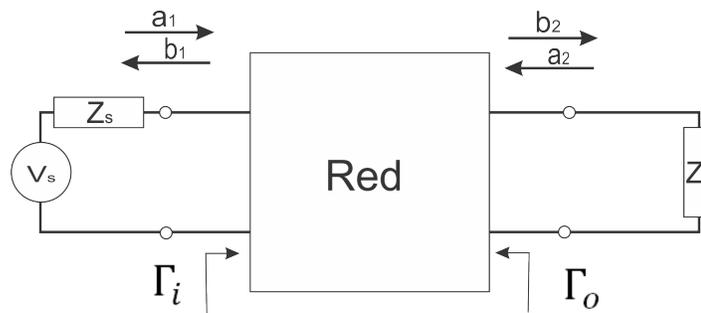


Figura 2.21: Diagrama de un generador conectado a una carga conjugada

Observando la figura 2.21 podemos determinar el valor de la potencia disponible del generador la cual se muestra en la ecuación 2.80, de esta manera se puede substituir P_L y P_{AVS} en la expresión de la ganancia de transferencia mostrada en la ecuación 2.72, por lo cual G_T se muestra en la ecuación 2.81.

$$P_{AVS} = \frac{\frac{1}{2} |b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (2.80)$$

$$G_T = \left| \frac{b_2}{b_s} \right|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_s|^2) \quad (2.81)$$

Utilizando el diagrama de un generador conectado a una carga conjugada podemos conocer el valor de a_1 que involucra a b_s , que representa la cantidad de energía que regresa a la fuente, como se muestra en la ecuación 2.82, esta expresión se substituye en la ecuación 2.81 correspondiente a la ganancia de transferencia para simplificarla como se muestra en la ecuación 2.83.

$$a_1 = \frac{b_s}{1 - \Gamma_i \Gamma_s} \quad (2.82)$$

$$G_T = \left| \frac{b_2}{a_1} \right|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_i \Gamma_s|^2} \quad (2.83)$$

La relación de $\frac{b_2}{a_1}$ se puede obtener de la matriz de dispersión, esta se muestra en la ecuación 2.81, y el coeficiente de reflexión a la entrada que se muestra en la ecuación 2.68 se substituyen en la ecuación 2.84 y obtenemos la ganancia de transferencia en función de los parámetros de dispersión como se muestra en la ecuación 2.85.

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.84)$$

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_s)(1 - S_{22} \Gamma_L) - S_{21} S_{12} \Gamma_i \Gamma_s|^2} \quad (2.85)$$

Para el análisis de la ganancia de potencia disponible, G_A que se encuentra dada por

la ecuación 2.86, se analiza el puerto de salida y se elabora un circuito equivalente de Thévenin como el que se muestra en la figura 2.22.

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad (2.86)$$

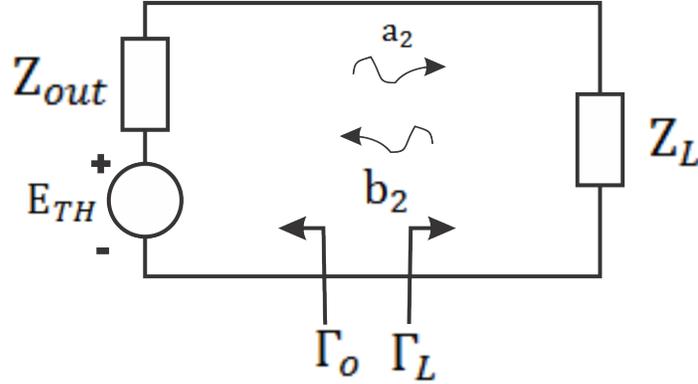


Figura 2.22: Circuito de Thévenin del puerto de salida de una red electronica

Del circuito de Thévenin del puerto de salida, podemos observar que la onda reflejada en el puerto de salida cambia y se puede reescribir como se muestra en la ecuación 2.87, y considerando que en este caso $a_2 = \Gamma_L b_2$, de esta manera, el voltaje equivalente de Thevening ilustrado en la ecuación 2.88, substituyendo este voltaje en la ecuación 2.84 se tiene el nuevo voltaje reflejado b_2 en funcion del voltaje de Thevening como se muestra en la ecuación 2.89.

$$b_2 = b_{TH} + \Gamma_{OUT} a_2 = b_{TH} + \Gamma_{OUT} \Gamma_L b_2 \quad (2.87)$$

$$b_{TH} = \frac{E_{TH} \sqrt{Z_0}}{Z_o + \sqrt{Z_0}} \quad (2.88)$$

$$b_2 = \frac{b_{TH}}{1 - \Gamma_o \Gamma_L} \quad (2.89)$$

Utilizando la definición de potencia y relacionándola con los parámetros de dispersión generalizados, podemos incluir este nuevo voltaje reflejado para calcular la potencia en la carga, de esta manera substituyendo la ecuación 2.89 en la ecuación 2.88 obtenemos la potencia en la carga como se muestra en la ecuación 2.90.

$$P_L = \frac{1}{2} |b_{TH}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_o \Gamma_L|^2} \quad (2.90)$$

La potencia disponible en la red, P_{AVN} , es igual a la potencia enviada a la carga cuando el coeficiente de reflexión en la carga, Γ_L es igual al conjugado del coeficiente de reflexion de salida, Γ_o , esto se debe a que con esta condición se asegura la máxima transferencia de potencia y por lo tanto la potencia disponible en la carga se encuentra dada por la ecuación 2.91.

$$P_{AVN} = P_L |_{\Gamma_L = \Gamma_o^*} \quad (2.91)$$

Despejando el termino $1 - |b_{TH}|^2$, de la ecuación 2.90 y substituyéndolo en la ecuación 2.87 obtenemos la potencia en la carga, relacionada con la potencia disponible en la red, la cual se encuentra dada por la ecuación 2.92, está ecuación tambien suele expresarse como se muestra en la ecuación 2.93.

$$P_L = P_{AVN} \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_o|^2)}{|1 - \Gamma_o \Gamma_L|^2} \quad (2.92)$$

$$P_L = P_{AVN} M \quad (2.93)$$

Utilizando la definición de potencia en la carga podemos obtener la ganancia de potencia

disponible G_A , multiplicando y dividiendo la ecuación 2.86 por P_L como se muestra en la ecuación 2.94.

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \frac{P_L}{P_L} = \frac{G_T}{M} \quad (2.94)$$

Utilizando esta expresión equivalente de la ganancia de potencia disponible, solo se substituyén los valores de la ganancia de transferencia de potencia G_T y el coeficiente M y se obtiene expresión para la ganancia de potencia disponible como se muestra en la ecuación 2.95.

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_o|^2} \quad (2.95)$$

2.5.7. Importancia de los parámetros caracterización en el análisis del factor de ruido

Los parámetros de caracterización son importantes debido a que nos proporcionan las características y comportamiento de una red, en la presente tesis juegan un papel fundamental los parámetros que definen las redes de dos puertos, así como las equivalencias que existen entre ellos ya que tienen una estrecha relación con el ruido en las redes de dos puertos.

Particularmente la definición del coeficiente de reflexión a la entrada del cuadripolo tiene un importante significado en el estudio del ruido de una red de dos puertos, ya

que permite analizar el factor de ruido en función de los parámetros de dispersión y las ganancias de transferencia de potencia y de potencia disponible y visualizar las variaciones que sufre a medida que se varían características como la impedancia de la fuente que se alimenta a la entrada del dispositivo y la impedancia que ve el cuadripolo en sus terminales de salida.

La relación entre la admitancia de entrada del cuadripolo y la admitancia de la fuente le proporcionan a la figura de ruido un comportamiento particular, entre más parecidos sean estos y por lo tanto más parecidos sean los coeficientes de reflexión de entrada y de la fuente, la figura de ruido será mínima, dichas relaciones se analizará en el capítulo siguiente.

Capítulo 3

Ruido en altas frecuencias

3.1. Introducción

En los sistemas de comunicaciones actuales, el nivel ruido cobra un papel fundamental, debido a la gran cantidad de información que se envía y a las crecientes distancias que separan a los equipos, es por ello que el análisis de este, tanto en los sistemas de transmisión, recepción, así como del canal mismo de transmisión, nos da la capacidad de mejorar el rendimiento del sistema o incluso de replantear el sistema para que tenga un desempeño óptimo de acuerdo a los requerimientos de las señales que se encuentran involucradas.

El nivel de ruido en los dispositivos de transmisión y recepción de microondas juega un papel fundamental, ya que este factor determina los límites de operación del sistema, debido a que si el nivel de ruido es comparable con la señal que se está procesando,

esta se verá alterada y la información que contiene será muy complicada o imposible de recuperar. Idealmente los dispositivos no deben de introducir ruido, pero debido a su constitución y a los materiales que los forman esto es imposible.

El ruido electrónico se puede considerar como toda aquella fluctuación aleatoria que se presenta en una variable eléctrica, sea corriente o voltaje, en los dispositivos activos, estas variaciones se deben al movimiento errático de los portadores de carga que circulan a través de los dispositivos y líneas de transmisión, los primeros estudios de ruido fueron realizados por John B. Johnson, en bell labs y descrito formalmente por Nyquits en 1928.

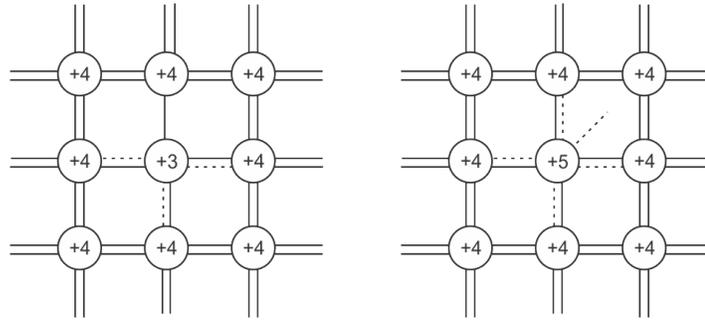
El ruido que se genera en los dispositivos activos y especialmente en los utilizados microondas debido a la frecuencia que manejan estos, se encuentra íntimamente ligado con el material con el cuál se encuentran construidos, debido a que cada material presenta características específicas que le confieren un comportamiento de ruido en particular, y es el conocimiento de esta causa, la que ha iniciado la investigación e introducción de materiales que generan menos ruido y por tanto presentan un rendimiento mayor, los cuales son utilizados en sistemas que necesitan un nivel de ruido muy bajo debido a que trabajan con señales que son alteradas significativamente por los niveles de voltaje y corriente que se añaden debido a la constitución misma del sistema.

3.2. Origen y clases de ruido

El ruido se encuentra presente en todos y cada uno de los aspectos de la vida, y en los sistemas de comunicaciones se puede clasificar como interno o externo; las fuentes externas de ruido, son todas aquellas perturbaciones del medio como: la radiación del sol, tormentas eléctricas, o ruido generado por el hombre como transmisiones provenientes de otros sistemas de comunicación. Por otro lado, el ruido interno es más susceptible de ser analizado y modelado debido a que se produce en el dispositivo mismo y altera de manera directa las señales que se están procesando.

En general el ruido en los dispositivos electrónicos activos se debe al movimiento de los portadores de carga (electrones y huecos), este fenómeno se fundamenta en la estructura cristalina, la cual es contaminada con impurezas, que proporcionan características específicas, en la figura 3.1 se muestran la estructura de una cristal de *Si* (Silicio) con una impureza tipo *P* y otro con una impureza tipo *N*, y es precisamente al añadir un nuevo material a la constitución del cristal lo que proporciona el movimiento de los electrones y los huecos.

Cuando un portador de carga se mueve dentro de la estructura del cristal, es inevitable que se lleve a cabo el aumento de la temperatura, lo que provoca que se añada ruido al sistema, basados en el ruido interno podemos encontrar tres tipos fundamentales: el ruido de disparo, el cual, se lleva a cabo cuando los portadores de carga cruzan una

Figura 3.1: Cristales de Si con impurezas tipo N y tipo P

unión, o barrera de potencial; el ruido térmico que se básicamente se produce por el calor que se genera cuando se mueven los portadores de carga y el ruido $1/f$ el cual se presenta en bajas frecuencias, a medida que la frecuencia aumente, su contribución disminuye, este ruido puede ser convertido en ruido de fase y afectar a dispositivos mezcladores y osciladores de microondas.

Debido a la naturaleza aleatoria y caótica del ruido, este no se puede modelar mediante procesos determinísticos, se deben de emplear modelos probabilísticos para poder aproximar su comportamiento y poder predecir el impacto que tendrá en el sistema que se está analizando.

A la señal aleatoria que se encuentra presente a lo largo de todo el espectro radioeléctrico, recibe el nombre de ruido blanco por su analogía con la luz blanca, su densidad espectral del ruido blanco se encuentra dada por la ecuación 3.1

$$S_W(f) = \frac{N_0}{2} \quad (3.1)$$

En donde N_0 representa la potencia de ruido a la entrada de un sistema de comunicaciones y se expresa como se muestra en la ecuación 3.2.

$$N_0 = KT_E \quad (3.2)$$

Donde K es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J.k}^{-1}$) y T es la temperatura equivalente de ruido

3.3. Ruido de disparo

En los dispositivos activos, formados por uniones PN o barreras Schottky, como los diodos y los transistores, se presenta un flujo de corriente llamado ruido de disparo, el cual fue estudiado por Walter H. Schottky, este flujo de corriente es generado por la suma de las contribuciones individuales de los portadores que atraviesan la unión, para analizar este tipo de ruido se utiliza un diodo polarizado directamente como el que se muestra en la figura 3.2.

Los portadores de carga se dirigen a sus respectivos electrodos debido a la atracción que sufren, ya sea en dirección al cátodo o al ánodo, y es este movimiento a grandes velocidades el que provoca pequeñas variaciones de corriente cada vez que se mueve un portador de carga, el ruido de disparo se encuentra conformado por las contribuciones

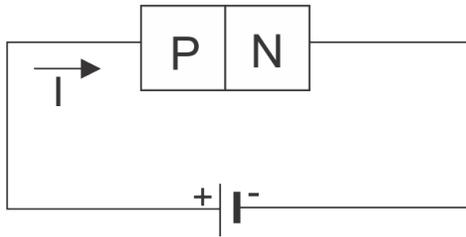


Figura 3.2: Diodo polarizado directamente

de la corriente producida por cada desplazamiento, al igual que los distintos tipos de ruido interno, este se puede escribir de manera precisa para cada dispositivo tomando en cuenta sus características particulares.

El comportamiento del ruido de disparo, se puede escribir utilizando la ecuación de distribución de Poisson, el valor cuadrático medio de la corriente generada por este ruido se encuentra descrita por la ecuación 3.3 donde q representa la carga del electrón, $1,6 \times 10^{-19} C$, I_0 es la corriente que pasa a través del dispositivo (DC) y f es el ancho de banda del dispositivo de medición.

$$i_n^2(t) = 2qI_0\Delta f [A^2] \quad (3.3)$$

La densidad espectral de corriente producida por el ruido de disparo se encuentra dada por la ecuación 3.4 y está expresada en $[A^2/Hz]$.

$$S(I) = 2qI_0 [A^2/Hz] \quad (3.4)$$

La corriente producida por el ruido de disparo aumenta cuando se utilizan corrientes pequeñas en el dispositivo, los dispositivos activos son severamente afectados por este

ruido, debido a que se encuentran contruidos con una o varias uniones *PN*. Este proceso es parte del ruido blanco, ya que se presenta en todos los rangos de frecuencias y su espectro de densidad espectral de potencia.

3.4. Ruido $1/f$

El origen del ruido $1/f$ o "Flicker Noise", no se ha podido explicar satisfactoriamente, comúnmente es atribuido a los portadores de carga que quedan atrapados en el dispositivo, experimentalmente se ha probado que, es necesario que exista una corriente (DC) que pase a través del dispositivo y que este se incrementa a medida que el equilibrio térmico desaparece. Este tipo de ruido no solo se presenta en sistemas electrónicos, se encuentra presente en una gran variedad de fenómenos físicos.

A pesar de que este ruido se presenta en bajas frecuencias y su aporte al sistema por arriba de frecuencias de 10^4 Hz se considera despreciable, en algunos dispositivos como circuitos integrados monolíticos de tipo CMOS, su efecto se extiende hasta $1MHz$. Su función de densidad de probabilidad, no es gaussiana y tiene una dependencia de la frecuencia representada por la ecuación 3.5, siendo m un número entero o un número real. También se ha demostrado que esta ligado con las impurezas que poseen los materiales y con las dimensiones de los mismos, entre mayor sea el tamaño del dispositivo menor sera la presencia de este ruido.

$$|f^{-m}| \quad (3.5)$$

En cualquier caso, independientemente del dispositivo que se este analizado, el ruido $1/f$ se puede modelar con una fuente de corriente con un comportamiento que describe la ecuación 3.6 donde K es una constante que depende del dispositivo, α va de 0.5 a 2, $n=1$, Δf es el ancho de banda del dispositivo de medición e I es la corriente que pasa por el dispositivo.

$$\bar{I}_n^2 = \frac{KI^\alpha}{f^n} \Delta f \quad (3.6)$$

Esta fuente de corriente estará determinada por las características particulares del dispositivo ya que el término α se encuentra dado por la ecuación 3.7, donde S_R es la densidad espectral del ruido en la resistencia R , f la frecuencia a la cual se lleva a cabo la medición y N es el total de cargas libres; por lo tanto α representa la contribución normalizada al ruido.

$$\frac{S_R}{R^2} = \frac{\alpha}{fN} \quad (3.7)$$

El ruido $1/f$ es dependiente de la frecuencia, este se incrementa a medida que la frecuencia disminuye como se puede observar en la ecuación 3.7, este también guarda una estrecha relación con la contaminación que existe en el dispositivo, los elementos que poseen una mayor concentración de impurezas presentan más ruido $1/f$ que los dispositivos con menos impurezas.

3.5. Ruido térmico

El ruido térmico, o también llamado ruido de difusión, es producido por el movimiento aleatorio de los portadores de carga en un conductor, este desplazamiento se lleva a cabo con diferentes velocidades y direcciones lo cual provoca fluctuaciones en la corriente instantánea debidas al número de electrones.

Debido al origen de este tipo de ruido, su valor promedio es cero, y sus efectos se observan como pequeñas variaciones en las terminales del dispositivo, a pesar de que no exista ninguna señal de entrada. El ruido térmico es un factor primordial en el diseño de dispositivos de microondas, ya que si no se toma en cuenta puede ocasionar un mal funcionamiento y una distorsión parcial o total de la señal, como por ejemplo, en los amplificadores puede llevarlos a saturación sin que exista información de entrada.

Los estudios de R. Brown, realizados en 1827, sobre el movimiento aleatorio de una partícula que se encuentra sumergida en un fluido, establecieron las bases para que en 1906 Albert Einstein predijera el movimiento caótico de un electrón en un conductor, como se muestra en la imagen 3.3, este movimiento se ve reflejado como una variación de voltaje en los extremos del conductor.

El ruido térmico fue observado formalmente por primera vez por J. B. Johnson, en 1927 y fue descrito analíticamente por H. Nyquist en 1928, esta descripción la realizó por

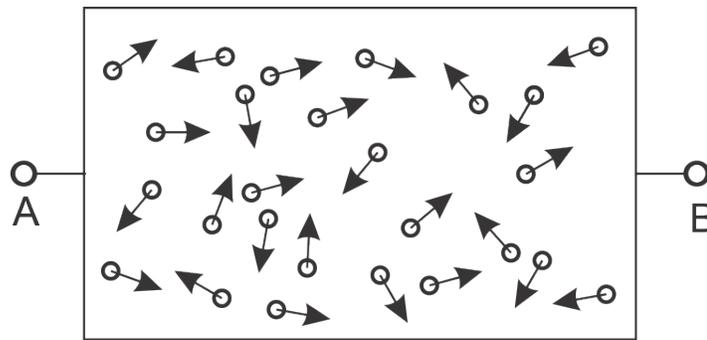


Figura 3.3: Movimiento aleatorio de los electrones en una placa conductora

medio de la función de densidad espectral de potencia.

La variación en el voltaje en las terminales A y B debida al movimiento de los portadores de carga dentro de la placa conductora, como se puede observar en la figura 3.4, tiene una distribución aleatoria, sin embargo debido a esas mismas variaciones caóticas su valor promedio es cero, esto mismo no ocurre con su valor rms (valor cuadrático medio) el cual, se aproxima a un valor constante a lo largo de todo el espectro de frecuencias debido a la distribución que presenta.

Como resultado de este análisis se obtiene la expresión 3.8 que representa la densidad espectral del ruido térmico, la cual es independiente de la frecuencia y en todos los dispositivos que se encuentran por encima del cero absoluto, tiene un valor constante que depende únicamente de la temperatura a la cual se encuentre sometido el elemento y de su resistencia.

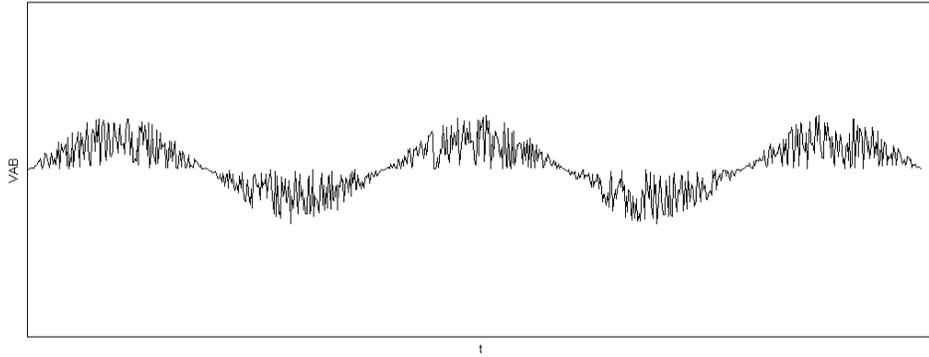


Figura 3.4: Variaciones de voltaje debidas al ruido térmico

$$\delta_i(f) = \frac{4KT}{R} \quad (3.8)$$

Donde K es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J.k^{-1}$), T es la temperatura absoluta a la que se somete el dispositivo y R la resistencia de este. El teorema de Nyquist para la densidad del ruido térmico se basa en las ecuaciones del equilibrio térmico, por lo cual para que sea aplicable este teorema se debe de cumplir dicha condición

3.6. Circuitos ruidosos

Debido a las contribuciones que realizan las diferentes clases de ruido, es necesario encontrar una cifra cuantitativa la cual exprese las limitaciones de la red, debido a la cantidad de ruido que añade a la señal que procesa. El ruido equivalente en un circuito representa el ruido que se ve reflejado en sus terminales, con el cual se pueden calcular los efectos y buscar que el desempeño sea óptimo para que se tengan las menores pérdidas posibles.

Una red electrónica con ruido se puede representar como una red ideal, libre de ruido, con una fuente externa de ruido, dicha fuente puede ser tanto de corriente como de voltaje, dependiendo del procedimiento que sea más sencillo y adecuado para el sistema, para lo cual se emplean los teoremas de Thévenin y Norton, cada uno de ellos genera un circuito equivalente.

3.6.1. Dipolos ruidosos

La red eléctrica más sencilla para analizar el efecto del ruido, es la que unicamente cuenta con un puerto y se encuentra formada por una impedancia arbitraria de valor $Z(w) = R(w) + jX(w)$, la cual se muestra en la figura 3.5 donde $v(t)$ es la fluctuación del voltaje que se percibe en las terminales A y B debido las fuentes internas de ruido que existen en el sistema.

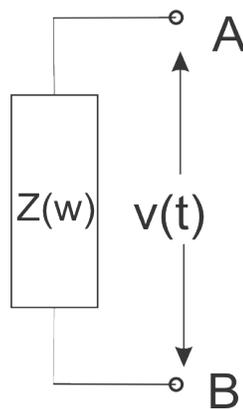


Figura 3.5: Voltaje de ruido en una red de un puerto

Dicho circuito se puede substituir por su equivalente de Thévenin, el cual, proporciona un generador de ruido externo a la red de un puerto con un valor de $v(t)$ conectado en serie a una impedancia $Z(w)$ como se muestra en la figura 3.6, donde el valor rms de la fuente de voltaje se encuentra dada por el teorema de Nyquits, el cual se muestra en la ecuación 3.9.

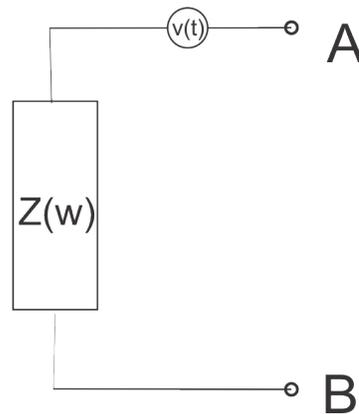


Figura 3.6: Circuito equivalente de Thévenin con un generador de valor $v(t)$ en serie con una impedancia Z

$$V_{rms}(t) = \sqrt{4KTRB} \quad (3.9)$$

Donde K es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta a la cual se encuentra sometida la impedancia, y R la parte real de la impedancia de la red. La potencia de ruido disponible de la red se encuentra dada por la expresión 3.10.

$$P = \frac{v_{rms}(t)^2}{4R} = KTB \quad (3.10)$$

Análogamente, también se puede representar el ruido existente en una red de un puer-

to, mediante una fuente de corriente conectada en paralelo a una admitancia de valor $Y(w) = G(w) + jB(w)$ como establece el teorema de Norton, este circuito equivalente se muestra en la figura 3.7, el valor de $Y(w)$ se encuentra definido como el inverso de la impedancia $Z(w)$.

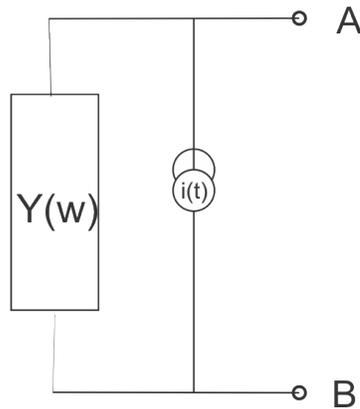


Figura 3.7: Circuito equivalente de Norton con un generador de valor $I(t)$ en paralelo con una impedancia Y

El valor rms de la fuente de corriente también se encuentra determinado por el teorema de Nyquist el cual se muestra en la ecuación 3.11, donde $G = 1/R$, K es la constante de Boltzmann, T la temperatura a la cual se encuentra sometida la red y B el ancho de banda.

$$I_{rms}(t) = \sqrt{4KTBG} \quad (3.11)$$

3.6.2. Cuadripolos ruidosos

Al igual que con un monopolo, los cuadripolos también se pueden representar como sistemas ideales, con fuentes de ruido externas, en los sistemas de microondas este tipo de elementos son muy comunes, en el procesamiento de las señales que se van a transmitir, o que provienen de un receptor, para fines de análisis, muchos de los sistemas que se utilizan en esta área se comportan como cuadipolos lineales, incluso algunos que están formados por dispositivos activos como transistores.

Para poder caracterizar correctamente el ruido que existe en el interior de un cuadripolo, se necesitan dos generadores de ruido externos una fuente de corriente y una de voltaje, para poder describir adecuadamente el ruido que se genera en circuito abierto y el que se produce en un corto circuito respectivamente.

Estas fuentes no son completamente independientes entre sí, debido a que describen el mismo fenómeno, el ruido en el sistema, por lo cual existe una dependencia entre ellas y por tanto una correlación cruzada entre ellas.

Se utilizan redes de dos puertos, de las cuales se desconoce su composición para poder aplicar un modelo general sin la necesidad de conocer los componentes internos del sistema, existen varias representaciones dependiendo de los parámetros de caracterización que se empleen, estas representaciones nos dan el ruido en corto circuito y en circuito

abierto y la suma de ambos, en la figura 3.8 muestra un cuadripolo ruidoso y sus respectivas representaciones y fuentes de ruido externas.

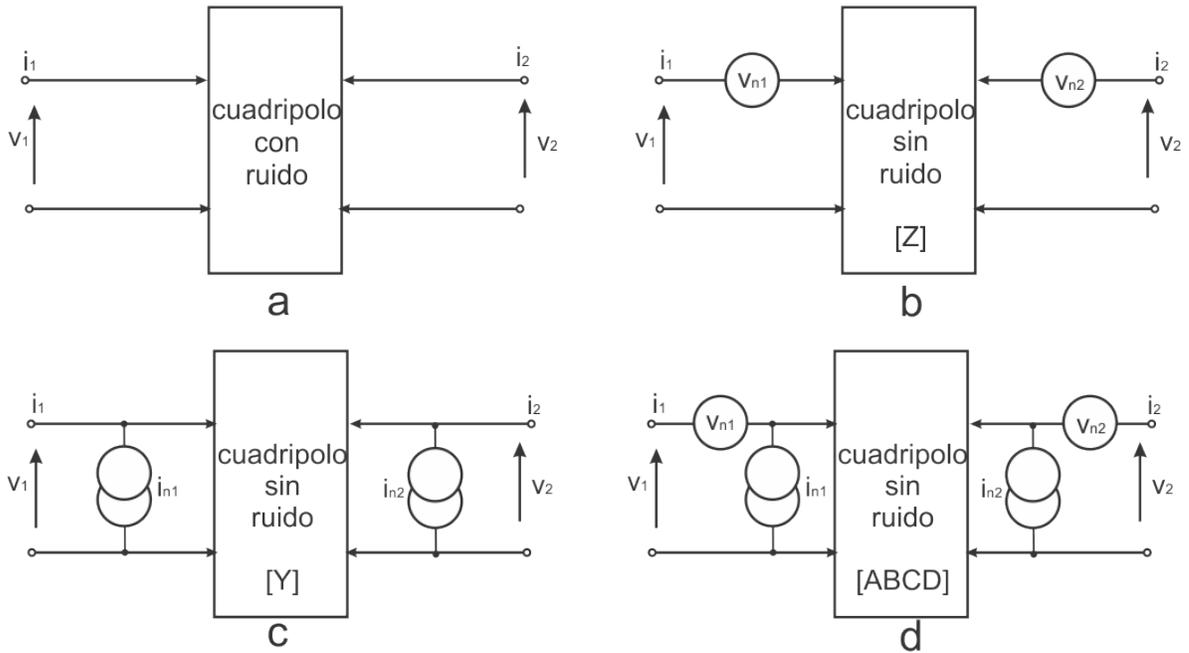


Figura 3.8: Fuentes externas de ruido en un cuadripolo (a) Cuadripolo ruidoso (b) Representación con parámetros Z (c) Representación con parámetros Y (d) Representación con parámetros $ABCD$

Existen también modelos equivalentes de ruido en los cuadripolos en los cuales las fuentes externas de ruido se colocan solamente en la entrada para facilitar el análisis como se muestra en la figura 3.9, donde se muestra un red de dos puertos conectada a una fuente de corriente real (con una admitancia Y).

El valor rms de la fuente de voltaje de ruido equivalente a la entrada se encuentra determinada por el teorema de Nyquist y se muestra en la ecuación 3.12, la fuente de corriente I_{n1} es el ruido que agrega la fuente de corriente del circuito, no está relacionada

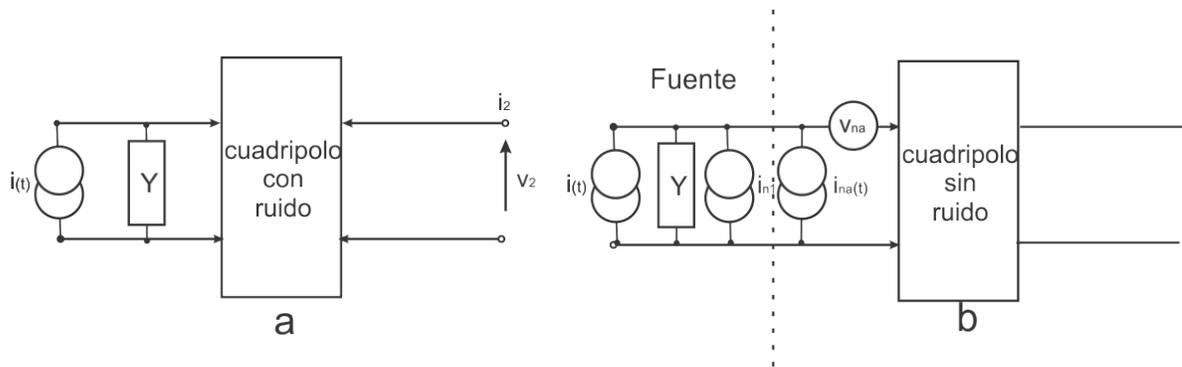


Figura 3.9: Fuentes externas de ruido ubicadas a la entrada en un cuadripolo(a)Cuadripolo ruidoso (b)Representación con generadores de ruido en la entrada

con el ruido del cuadripolo, la fuente I_{na} representa el ruido que se genera en la red de dos puertos y su valor rms se encuentra dada por la ecuación 3.13.

$$v_{rms}(t) = \sqrt{4KTBR} \tag{3.12}$$

$$I_{na,rms}(t) = \sqrt{4KTBG} \tag{3.13}$$

3.6.3. Factor de ruido

El factor de ruido es la cifra de mérito que representa la cantidad de ruido que se le añade a una señal al pasar por un dispositivo electrónico dado, para un cuadripolo lineal a una frecuencia determinada, se define como la relacion de potencia de ruido total a la salida entre la potencia de ruido total a la entrada como se muestra en la ecuación 3.14.

El factor de ruido se puede obtener con la expresión 3.15, una manera de especificarlo en los sistemas de comunicaciones es mediante las relaciones señal a ruido ($S_i/N_i, S_o/N_o$), que representan cuanto se degrada una señal debido a la acción del ruido.

$$F = \frac{\text{Potencia de ruido total a la salida por unidad de ancho de banda}}{\text{Potencia de ruido total a la entrada del cuadripolo por unidad de ancho de banda}} \quad (3.14)$$

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (3.15)$$

Una propiedad importante del factor de ruido, es que siempre será mayor uno, $F > 1$, un cuadripolo ideal, no añade ruido a la señal que se procesa.

Utilizando el circuito equivalente que se muestra en la figura 3.9(b), se puede conocer el factor de ruido en función de las fuentes equivalentes de ruido como se muestra en la ecuación 3.16, dicha relación involucra la potencia del puerto de entrada y el de salida, se utilizan los valores I_{na}^2 , I_{ns}^2 y v^2 .

$$F = \frac{|i_{ns} + i_{na}^- + YV_{na}|^2}{|i_{ns}|^2} \quad (3.16)$$

La expresión general del factor de ruido (F) para un cuadripolo lineal, con una admittancia de fuente de valor arbitrario Y , se muestra en la ecuación 3.17

$$F = F_0 + \frac{R_n}{G_s} ((G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2) \quad (3.17)$$

donde:

- * F_0 es el factor de ruido mínimo que se espera de una red de dos puertos, cuando la fuente se encuentra acoplada con el puerto de entrada cuadripolo.
- * R_n es la resistencia equivalente de ruido, si esta resistencia es grande el sistema es menos sensible a variaciones en la entrada.
- * G_0 y B_0 son los valores óptimos de la conductancia y susceptancia de fuente (G_s y B_s), con los cuales el factor de ruido se minimiza, en la práctica lograr que estas magnitudes sean iguales es muy complicado.

La expresión del factor de ruido se puede expresar de diversas maneras, dependiendo de las características de la red que se estudia, sin embargo siempre toma en cuenta las características de la fuente y el puerto de acceso, la representación en función de los parámetros de impedancia, Z , se muestra en la ecuación 3.18 en la cual Z_s representa la impedancia propia de la fuente real y Z_0 es la impedancia característica del puerto de entrada al cual se encuentra conectada la fuente. D es el factor de desacoplamiento que existe entre la fuente y el cuadripolo, fue descrito por Lange en lugar de la resistencia equivalente de ruido y se encuentra definido por la ecuación 3.19, este análisis emplea la característica de la fuente con una admitancia de valor $Y = G_0 + jB_0$.

$$F = F_0 + \frac{D |Z_s - Z_0|^2}{\Re Z_s \Re Z_0} \quad (3.18)$$

$$D = R_0 G_0 \quad (3.19)$$

En caso de que el análisis lo requiera, también se puede expresar en función de los parámetros de admitancia, para este caso el factor de ruido se encuentra determinado por la ecuación 3.20, en donde también se emplea el factor N , que tiene la misma forma mostrada en la ecuación 3.16, y Y_0 se encuentra dado por el inverso de la impedancia característica del puerto de entrada, Z_0 .

$$F = F_0 + \frac{N |Y_s - Y_0|^2}{\Re G_s \Re G_0} \quad (3.20)$$

El factor de ruido también se puede expresar en función de los coeficientes de reflexión de un cuadripolo, como se muestra en la ecuación 3.21 donde Γ_s es el coeficiente de reflexión medido en las terminales de la fuente de alimentación, el término Z_0 representa la impedancia característica del sistema dada por $Z_0 = 1/Y_R$ y usualmente en los dispositivos de microondas es de 50Ω .

$$F = F_0 + 4 \frac{R_n}{Z_R} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (3.21)$$

El coeficiente de reflexión óptimo ocurre cuando se cuenta con una admitancia de fuente optima, Y_0 de valor igual al de la admitancia del puerto de entrada y se encuentra dado por la ecuación 3.22, de esta manera el coeficiente reflexión hacia la fuente es cero, lo que indica que toda la energía que produce la fuente es absorbida por el cuadripolo, lograr esta adaptación muy complicado en la práctica.

$$\Gamma_0 = \frac{Y_R - Y_0}{Y_R + Y_0} \quad (3.22)$$

El factor de ruido también se puede expresar en función de la temperatura equivalente de ruido, representado por T_e , que es la temperatura a la cual debe someterse una resistencia conectada a la entrada de un cuadripolo ideal, sin ruido, para producir el mismo ruido a la salida de este, la temperatura equivalente de ruido en un sistema se encuentra determinada por la expresión 3.23, donde P es la potencia equivalente de ruido, K es la constante de Boltzman y B el ancho de banda expresado en Hz .

$$T = \frac{P}{KB} \quad (3.23)$$

Con este parámetro se define el factor de ruido como se muestra en la ecuación 3.24 donde T_0 es la temperatura de referencia y equivale a $290^\circ K$, Z_0 representa la impedancia característica del puerto de acceso a la red electrónica y R_n es la resistencia equivalente de ruido del circuito.

$$T_e = T_{emin} + 4T_0 \frac{R_n}{Z_R} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (3.24)$$

3.6.4. Figura de ruido

En el análisis de microondas, al igual que en el análisis de circuitos de bajas frecuencias, es frecuente el uso de una escala logarítmica o similogarítmica para obtener una mejor visualización de los resultados, por lo cual la figura de ruido de una red electrónica se define como se muestra en la ecuación 3.25.

$$NF(dB) = 10\log(F) \quad (3.25)$$

El barrido de frecuencias está limitado por el instrumento de medición y las características propias del dispositivo, algunos sistemas de medición presentan problemas a medida que aumenta la frecuencia y los dispositivos tienen un rango de frecuencias en el que pueden trabajar, pero es un factor importante ya que nos permite conocer el comportamiento del ruido en el dispositivo, lo que nos da la posibilidad de elegir mejor elemento para la aplicación deseada.

La determinación de la figura de ruido de una red de dos puertos, requiere que se especifique la impedancia o admitancia de la fuente, ya que es fundamental para el cálculo del factor de ruido y por lo tanto de la figura de ruido.

Cuando se realiza la interconexión en cascada en un sistema multietapa, como se muestra en la figura 3.10, la potencia total de ruido en un sistema multietapa, N_T está dada la ecuación 3.26 donde N_i representa la contribución del elemento i -ésimo y G_i su res-

pectiva ganancia.

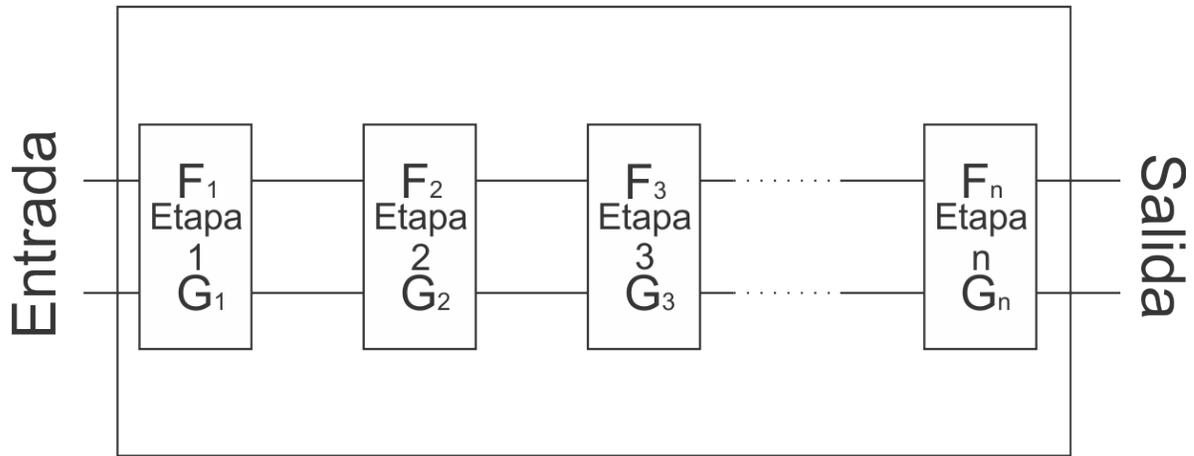


Figura 3.10: Arreglo de n etapas

$$N_T = \frac{\sum_{i=1}^n N_i}{\prod_{i=1}^n G_i} \quad (3.26)$$

El factor de ruido, F , en función de la potencia de ruido, N , se encuentra definido por la expresión 3.27, donde N_e representa la potencia de ruido a la entrada del sistema multietapa.

$$F = \frac{N_i + N_e}{N_e} \quad (3.27)$$

De esta manera usando las ecuaciones 3.26 y 3.27 el factor de ruido en función de los factores de ruido de cada etapa y sus respectivas ganancias se encuentra determinado por la expresión 3.28 que es conocida como la ecuación de Friis.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} \quad (3.28)$$

Analizando la ecuación de Friis podemos observar que la primera etapa del sistema es la más importante, ya que para un desempeño óptimo es necesario que tenga un factor de ruido lo más bajo posible, pero a la vez que cuente con una ganancia muy alta para minimizar los efectos del ruido que introduzcan las etapas subsecuentes.

Capítulo 4

Medición del factor de ruido

4.1. Introducción

El factor de ruido o también conocido como figura de ruido de un dispositivo o red de dos puertos, es la cifra de mérito que nos indica la cantidad de ruido que agrega dicho elemento al sistema de comunicaciones, en el caso de microondas se puede presentar una potencia de ruido a la salida de dicho cuadripolo a pesar de que no se esté introduciendo señal alguna, por lo tanto, es indispensable conocer su valor, y comportamiento en el dominio de la frecuencia, ya que, el ruido es uno de los factores limitantes en cualquier tecnología, al establecer los márgenes de sensibilidad del sistema.

La medición del factor de ruido básicamente supone la medición del ruido que genera por si mismo un cuadripolo en este caso, un dispositivo bajo prueba (DBP o DUT por sus siglas en ingles), esta cifra, regularmente expresada en dB, indica el cambio que

existe entre la relación señal a ruido (SNR) a la entrada respecto a la salida debido al ruido que es producido por el DBP.

Debido a la importancia que tienen los sistemas de microondas desde hace algunas décadas, las técnicas para la determinación del factor de ruido, se encuentra en constante evolución, para lograr una medición con una incertidumbre menor. Existen varios métodos para su cuantificación, cada uno de ellos con sus ventajas y desventajas, sin mencionar que se pueden encontrar variaciones en el tiempo que se requiere para realizar la medición con cada uno de ellos, en función de la metodología seguida y de la exactitud deseada.

Las técnicas para la medición del factor de ruido, o figura de ruido, que se tratarán en la éste capítulo son: la medición mediante el factor Y , el método sintonizado (Tuner) mediante impedancias múltiples, y la medición mediante la técnica FR50 (Impedancia acoplada a 50 ohms), siendo ésta última la técnica experimental empleada en este trabajo de tesis.

4.2. Factor Y

El método de medición del factor de ruido mediante el factor Y supone la medición de la potencia de ruido (N) a la salida del *DBP*, cuando a la entrada se conectan dos

fuentes de ruido, las cuales presentan la misma impedancia, pero diferente potencia de ruido, esto es, sometidas a diferentes temperaturas equivalentes de ruido.

El factor Y recibe su nombre, ya que para su cálculo se emplea la propiedad lineal como se muestra en la figura 4.1, el aumento de la potencia del ruido está definido por la temperatura, dada en grados Kelvin, con una pendiente que es directamente proporcional al ancho de banda del dispositivo y al valor de la constante de Boltzman.

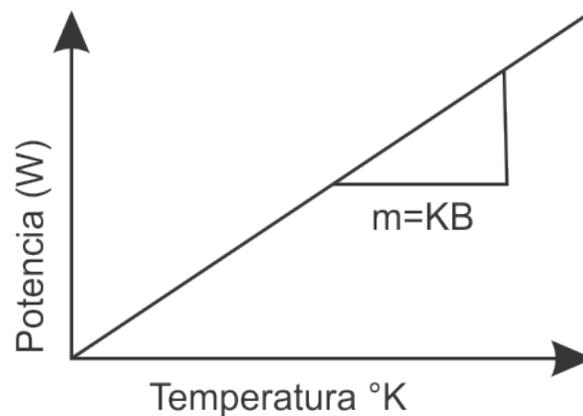


Figura 4.1: Propiedad lineal del ruido

Es posible conocer el comportamiento del ruido a cualquier temperatura, debido a que es lineal, esto se realiza mediante la ecuación de la recta que describe el incremento del ruido respecto a la temperatura absoluta del dispositivo, la cual se muestra en la ecuación 4.1 donde m es la pendiente del incremento de ruido y el término b representa la potencia de ruido en el origen, la cual es la potencia agregada a una temperatura del cero absoluto, 0°K .

$$Y = mx + b \quad (4.1)$$

La relación matemática de potencias que producen dos fuentes de ruido, con la misma impedancia, pero diferentes temperaturas en un ancho de banda determinado, empleada para el cálculo del factor Y , se encuentra dada por la ecuación 4.2.

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{BK(T_h + T_e)}{BK(T_c + T_e)} = \frac{T_h + T_e}{T_c + T_e} \quad (4.2)$$

Donde T_h es la temperatura en caliente de la fuente de ruido, mientras que, T_c es la temperatura en frío de la misma, el término T_e representa la temperatura de ruido equivalente del DBP, la cual es la temperatura de ruido que produciría una resistencia colocada a la entrada del dispositivo, en caso de que este no generara ruido alguno.

La relación que existe entre estas dos potencias de ruido se muestra en la figura 4.2 donde se puede observar claramente la relación matemática que guardan entre sí, debido a que son producidas por la misma fuente y solo se altera la temperatura de la misma.

Mediante la medición del factor Y se puede encontrar la temperatura equivalente del DBP, despejando T_e , de la ecuación 4.2 obtenemos la relación en función del factor Y como se muestra en la ecuación 4.3.

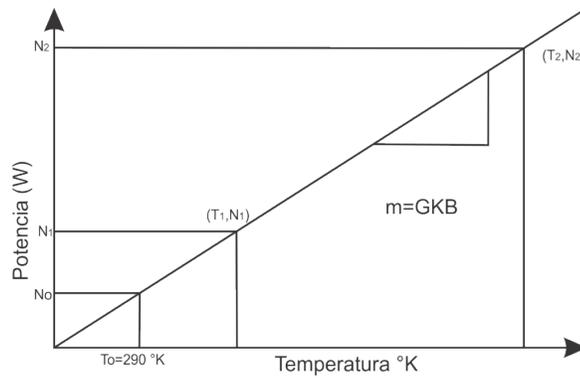


Figura 4.2: Relación de potencias producidas por la misma fuente con temperaturas diferentes en un mismo ancho de banda B

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \tag{4.3}$$

La temperatura equivalente de ruido y el Factor de ruido se encuentran relacionados mediante la definición siguiente, ecuación 4.4, [9]:

$$F = \frac{T_h}{T_0} - 1 \tag{4.4}$$

Donde T_0 es la temperatura ambiente o de referencia, la cual ha tenido variaciones a lo largo del tiempo, el organismo encargado de establecer este estándar es la IEEE, a través de su sección de ingenieros radioeléctricos (IRE), actualmente se ha establecido este parámetro de referencia en $290^\circ K$ [9][15].

Empleando la definición del factor de ruido se puede expresar este en función del parámetro Y como se muestra en la ecuación 4.5

$$F = \frac{T_h - YT_c}{T_0(Y - 1)} - 1 \quad (4.5)$$

Comercialmente los fabricantes de dispositivos especifican el ruido en exceso (ENR), en lugar de la temperatura en caliente del dispositivo, T_h , para encontrar las equivalencias entre estos dos parámetros se emplean las ecuaciones 4.6 y 4.7.

$$ENR = 10 \frac{T_h - T_0}{T_0} \quad (4.6)$$

$$T_h = T_0 \times 10^{\frac{ENR}{10}} + T_0 \quad (4.7)$$

Para simplificar la medición del factor Y , convencionalmente se emplea una temperatura de fuente en frío, T_c igual a la temperatura de referencia T_0 , por lo cual la definición de la figura de ruido en función del parámetro Y se simplifica, esta se muestra en la ecuación 4.8 con su correspondiente representación logarítmica en la ecuación 4.9, con esta adecuación se facilita el proceso ya que no es necesario utilizar enfriadores adicionales para lograr llevar a la fuente a la temperatura deseada.

$$F = \frac{\frac{T_h}{T_0} - 1}{Y - 1} \quad (4.8)$$

$$F(dB) = 10\log\left(\frac{T_h}{T_0}\right) - 10\log(Y - 1) = ENR(dB) - 10\log(Y - 1) \quad (4.9)$$

A pesar de la sencillez del principio de medición que implica esta técnica el principal inconveniente se produce debido a que al polarizar el diodo que se emplea como fuente de ruido, la impedancia que se le presenta al cuadripolo varía y por lo tanto también varían los coeficientes de reflexión a la entrada y con ello se modifican las características reales de la figura de ruido.

Es por esto que resulta preferible emplear la técnica de fuente adaptada, FR50, debido a que la impedancia de entrada que se le presenta a la red de dos puertos permanece constante.

4.3. Método sintonizado, TUNER

La técnica de impedancias múltiples permite la medición del factor de ruido y la determinación de los parámetros de ruido, mediante el uso de múltiples impedancias conectadas a la entrada del DBP, este procedimiento se realiza para un mínimo de 4 impedancias diferentes aunque se recomienda utilizar un número mayor para obtener mejores resultados en la medición.

La medición se realiza mediante un sistema que presenta múltiples impedancias a la entrada del sistema, mediante un sintonizador o tuner, dichas impedancias proporcionan

diferentes coeficientes de reflexión a la entrada (Γ_{in}). De esta manera la figura de ruido medida con su respectiva reflexión a la entrada son empleadas para resolver un sistema de ecuaciones simultáneas, las cuales dan como resultado los parámetros de ruido.

Basándose en la resolución del sistema de ecuaciones, que se originan mediante este método, existen diversas técnicas analíticas para su resolución y que conducen a la determinación de los parámetros de ruido, entre las cuales destacan:

- Técnica de Lane
- Técnica de Vaselescu
- Técnica de Caruso
- Técnica de Mitama

Todas ellas permiten determinar el valor de los parámetros de ruido, resistencia equivalente de ruido (R_n), figura mínima de ruido (F_{min}), admitancia de entrada óptima (Y_{opt}) con su respectiva conductancia óptima (G_{opt}) y susceptancia óptima (B_{opt}).

Una vez que los parámetros de ruido han sido obtenidos, se substituyen en la definición del factor de ruido mostrada en la ecuación 4.10

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 (B_s - B_{opt})^2] \quad (4.10)$$

Donde G_s y B_s son los parámetros que caracterizan la fuente con la cual se alimenta el dispositivo, por este motivo en este método en particular, es de suma importancia conocer las características particulares de la fuente con la cual se está excitando el sistema, ya que, si se emplea una fuente con valores $G_s = G_{opt}$ y $B_s = B_{opt}$, idealmente no se tendrá ruido adicional, solo existirá F_{min} , siendo este el mejor comportamiento que se puede obtener en función del ruido, ya que el DBP se encontrará perfectamente acoplado con la fuente o con la etapa anterior del sistema.

Esta técnica implica el uso de un sintonizador, que consiste en un arreglo con un mínimo de 4 impedancias arbitrarias de prueba [13] que serán presentadas a la entrada del DBP, lo cual implica un costo más elevado y requiere un tiempo mayor para realizar la medición de la figura de ruido en comparación con el método de impedancia acoplada, FR50, donde únicamente se emplea una impedancia a la entrada del DBP.

4.4. Medición mediante FR50

La medición de la figura de ruido mediante FR50 ha tenido un gran importancia en los sistemas de comunicaciones y especialmente dentro de los dispositivos de microondas debido a que la gran mayoría de ellos trabajan con una impedancia de acoplamiento de

50 ohms.

Esta técnica presenta una gran ventaja ante el método de impedancias múltiples, ya que no se emplea un sintonizador, solo se realiza la medición para una impedancia de fuente de 50 ohms y se repite para varios puntos de frecuencia, esto ahorra mucho tiempo y es más barato, debido a que no es necesario estar cambiando la impedancia de la fuente.

Debido a que la impedancia de la fuente carece de parte imaginaria, $Y_s = G_s$, se puede describir la ecuación de la figura de ruido como se muestra en la ecuación 4.11, la cuál es la ecuación fundamental para calcular el factor de ruido con fuente acoplada a 50 Ω , donde G_{cor} se encuentra dada por la expresión 4.12.

$$F_{50} = [1 + R_n G_s] + \frac{R_n}{G_s} [2G_{cor} G_s + |Y_{opt}|^2] \quad (4.11)$$

$$G_{cor} = \frac{F_0 - 1}{2R_n} - G_s \quad (4.12)$$

Capítulo 5

Diseño de la aplicación para el control del VNA

5.1. Introducción

La automatización de las mediciones realizadas mediante un analizador de redes vectoriales, permite el control del instrumento de medición desde una aplicación de software, la cual en este caso, fue diseñada mediante el software Matemático MATLAB (MATrix LABoratory).

La interfaz del usuario se realizó mediante la herramienta de diseño de interfaz gráfica de usuario (GUIDE) provista por MATLAB [10][11][12], la cual permite la creación de ambientes gráficos con los cuales puede interactuar el usuario sin tener conocimiento alguno de programación o de MATLAB.

Mediante la aplicación desarrollada, se pueden realizar remotamente las siguientes funciones:

- Conexión con el instrumento
- Configuración de parámetros de conexión (Puerto de comunicaciones y dirección de la GPIB)
- Calibración
- Mediciones de transmisión reflexión (Parámetros S)
- Medición de figura de ruido (FR50)

Todas las funciones antes mencionadas se pueden desarrollar en el equipo de cómputo con la ventaja de la interfaz gráfica que se emplea para ello es mucho más sencilla y visual que los controles que proporciona el instrumento mismo y adicionalmente, se tiene una pantalla de mayor tamaño lo que aumenta significativamente la resolución de los gráficos y con ello facilita su análisis.

MATLAB es un programa interactivo para manejo numérico y visualización de datos de alto nivel. Es una herramienta muy potente usado por Ingenieros prácticamente en todas las áreas de especialización, posee además una extraordinaria versatilidad y capacidad para resolver problemas y desarrollar programas que van desde simples líneas de comando aisladas hasta complejos algoritmos de programación para realizar elaborados

procesos especializados.

Dicho ambiente de programación cuenta con las características básicas de todos los programas visuales como Visual Basic o Visual C++, con la ventaja de que permite utilizar directamente funciones específicas con las cuales cuenta MATLAB.

5.2. El analizador de redes

El analizador de redes es un instrumento de medición, el cual nos permite conocer el comportamiento eléctrico de una red, en frecuencias de microondas y ondas milimétricas, dichas propiedades son conocidas como parámetros de dispersión o parámetros S (Por su nombre en inglés Scattering). Comúnmente dichos dispositivos realizan un análisis con redes de dos puertos, aunque también existen algunos modelos que permiten realizar mediciones en redes con más de dos puertos.

Existen dos clases de analizadores de redes, los cuales se pueden clasificar dependiendo de sus capacidades de medición en: el analizador de redes escalar (SNAs), el cual no tiene la capacidad de medir la fase de la respuesta de una red, y el analizador de redes vectorial (VNA), que adicionalmente a la medición de magnitud de la respuesta de una red tiene la capacidad de medir la fase de la misma.

Un analizador de redes, sin importar si se trata de un instrumento escalar o vectorial,

puede realizar mediciones básicas de transmisión y de reflexión en una red típica de dos puertos, adicionalmente, algunos analizadores tienen aplicaciones para efectuar mediciones de figura de ruido, intermodulación entre otros.

Las mediciones de Transmisión, nos permite conocer la cantidad de energía que es transmitida del puerto de entrada al puerto de salida, parámetros S_{12} y S_{21} , cuando el puerto de salida se encuentra terminado con una carga determinada, comúnmente en los sistemas de microondas es de 50 ohms , mientras que las mediciones de reflexión, proporcionan información sobre la cantidad de energía que se refleja hacia el mismo puerto donde se alimenta la señal de prueba de microondas, parámetros S_{11} y S_{22} .

5.2.1. Analizador de redes escalar

El analizador de redes escalar (SNA) es un instrumento que nos permite conocer el comportamiento de una red eléctrica, mediante el uso de cantidades escalares, esto es, solo tienen una magnitud y carecen de fase, dichos instrumentos fueron los primeros que surgieron para el estudio de redes eléctricas, y se continúan produciendo a la fecha, pese a que suministran menos información que un analizador de redes vectorial.

El analizador de redes escalar emplea un diodo detector de microondas el cuál convierte la señal de microondas de prueba con la cual se excita al DBP, en una señal de CD que es interpretada por el instrumento, debido a esta técnica es que el analizador de redes escalar no proporciona información sobre la respuesta en fase de un dispositivo,

el concepto que se utiliza en estos instrumentos se ilustra en la figura 5.1.

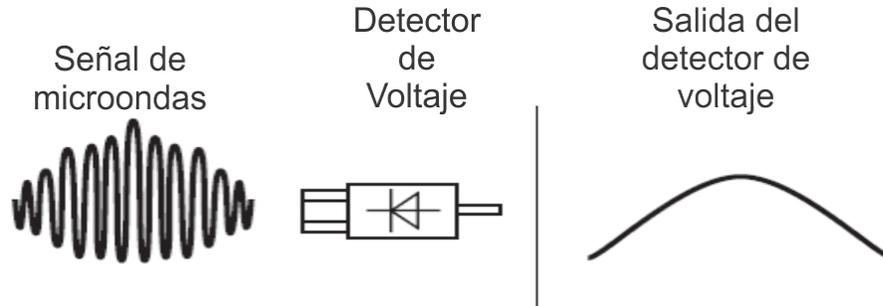


Figura 5.1: Detección de señales de microondas en un SNA

El diodo detector de voltaje presenta un inconveniente en la medición, ya que al momento de realizar una medición con una señal de una frecuencia determinada, este deja pasar no solo la frecuencia fundamental, con la que se realiza la prueba, también deja pasar los armónicos de dicha frecuencia y los muestra todos juntos, debido a que es un dispositivo que trabaja en prácticamente todo el ancho de banda, como si se tratara de una sola medición, a pesar de que se ha buscado eliminar este problema no se ha sido completamente posible y aún se tienen pequeñas incertidumbres debidas él.

Por sus características el analizador de redes escalar puede presentar los resultados de las mediciones solamente en dos tipos de representación, por medio de una gráfica lineal, para la cual emplea como unidades de referencia los Volts y una gráfica logarítmica, que emplea los dB como referencia, este instrumento solo cuenta con estas dos posibilidades debido a que no tiene la capacidad de medir la respuesta en fase del DBP, y por lo

tanto no puede construir representaciones más completas.

5.2.2. Analizador de redes vectorial

El analizador de redes vectorial (VNA, por sus siglas en ingles) es un instrumento de medición el cual cuenta con las facilidades que tiene un analizador de redes escalar, pero adicionalmente puede medir la respuesta en frecuencia del DBP, lo cual nos proporciona información adicional ya que se pueden visualizar los resultados en una gran variedad de representaciones.

La medición de fase de respuesta del DBP se realiza mediante un sistema sintonizado el cual cuenta con un oscilador local que produce una señal de referencia, de la cual se conoce su comportamiento en tiempo, en la figura 5.2 se muestra el concepto empleado para realizar esta medición

Para realizar la medición de la respuesta en fase del DBP se emplea una señal de referencia producida por un oscilador local de la cuál se conoce su comportamiento en el dominio del tiempo, respecto a la cuál se mide la diferencia, este proceso tiene una limitante solo puede medir diferencias de fase que se encuentren entre 0° , lo que indica que la respuesta se encuentra en fase, y diferencias que sean menores a 360° , ya que si se cuenta con una diferencia mayor el VNA no podrá detectarla y establecerá una diferencia entre los límites posibles, la medición de una señal respecto a la referencia se

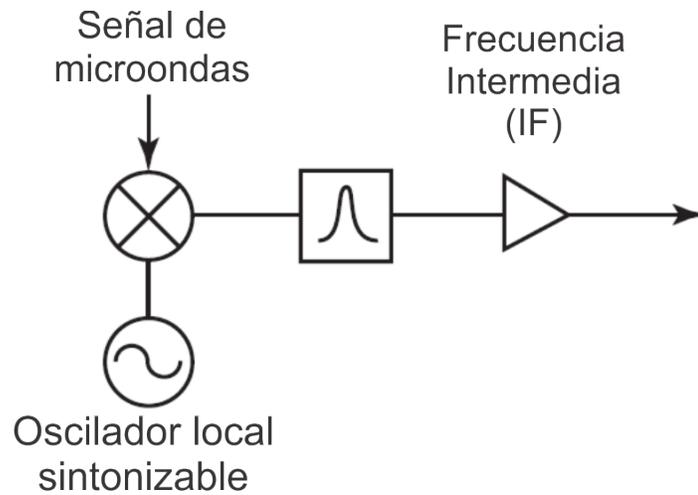


Figura 5.2: Receptor sintonizable de un VNA

muestra esquemáticamente en la figura 5.3.

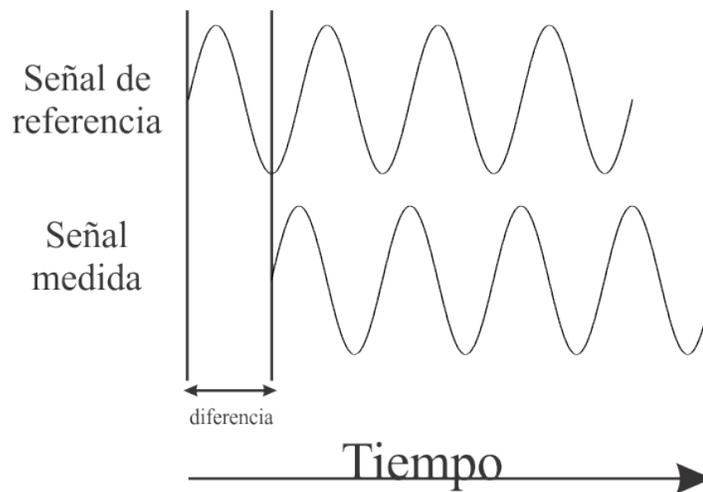


Figura 5.3: Diferencia de fase entre la señal de prueba y la señal medida

Dentro del analizador de redes vectorial, la comparación de la medición de fase de la respuesta del DBP se realiza mediante la división de la señal de microondas con la que se excita el DBP, esta división se hace mediante un divisor, que es un dispositivo que

separa una señal de entrada con una amplitud determinada, en dos señales de salida con amplitudes menores a la de entrada, con el beneficio adicional de que tanto la señal de entrada como las señales de salida tiene la misma fase.

Para conocer la diferencia de fase se lleva la señal de prueba y la respuesta obtenida del DBP a un comparador de fase que la cual mide la diferencia entre las dos señales, este arreglo empleado por el VNA para determinar respuesta en fase se muestra en la figura 5.4

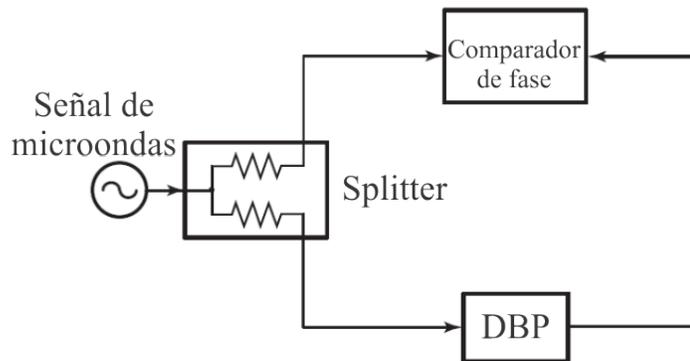


Figura 5.4: Sistema para determinar al fase de la respuesta de un DBP mediante un Splitter

El analizador de redes vectoriales presenta una gran posibilidad de representaciones para el análisis de resultados, debido a que el instrumento nos proporciona cantidades vectoriales las cuales se encuentran compuestas por una magnitud y una fase lo que permite desplegar datos con las representaciones siguientes:

- Magnitud lineal con su respectiva fase
- Magnitud logarítmica con su respectiva fase
- Representación polar
- Carta de Smith de impedancias
- Carta de Smith de admitancias
- Parte real e imaginaria

5.3. Desarrollo de la GUI de control del analizador de redes vectoriales

El desarrollo de una interfaz gráfica de usuario para poder realizar el control remoto de un analizador de redes vectorial, en este caso de la marca Anritsu modelo MB4628, el cual permite la comunicación con una PC mediante el puerto GPIB (bus de interfaz de propósito general), para este proyecto se empleó GPIB-USB Controller, diseñado por Prologix, el cual se muestra en las figuras 5.5 y 5.6.

El software se realiza para que se puedan usar las funciones básicas, sin que se tenga la necesidad de manipular el analizador de redes vectorial, las únicas funciones que se deben de realizar manualmente en el instrumento de medición son el encendido y



Figura 5.5: Vista frontal del adaptador GPIB a USB Prologix



Figura 5.6: Vista trasera del adaptador GPIB a USB Prologix

apagado del mismo, ya que dichas operaciones no se pueden realizar por medio de comandos.

5.3.1. MATLAB

Para el diseño de la interfaz gráfica de usuario se empleó MATLAB con la finalidad de disponer las funciones específicas con las que cuenta, tanto para la adquisición de datos como para su procesamiento y presentación.

MATLAB es un entorno de programación y desarrollo de aplicaciones, el cual está orientado al desarrollo de proyectos prácticamente de todo tipo, es de especial utilidad cuando se requiere realizar cálculos complejos para su posterior visualización. MATLAB integra el análisis numérico, cálculo matricial, procesamiento de señales y visualización gráfica en un mismo entorno.

MATLAB dispone también en la actualidad de un amplio abanico de programas de apoyo especializados, denominados Toolboxes, las cuales abarcan las áreas principales de ingeniería y de simulación, dentro de los toolboxes podemos destacar[11][12]:

- Procesamiento de imágenes
- Procesamiento de señales
- Control
- Estadística

- Análisis financiero
- Redes neurales

Adicionalmente a las ventajas de procesamiento y a las posibilidades que se presentan al poder combinar prácticamente todas las herramientas antes mencionadas existe el GUIDE, (Graphic User Interface Design Environment), que es una poderosa utilidad la cual nos permite crear una Interfaz Gráfica con la que puede convivir fácilmente un usuario final, el cual no necesita tener conocimientos de programación, además de que dichas interfaces de usuario (GUI) pueden ser empaquetadas en una aplicación autoejecutable, de tipo .EXE que proporciona la posibilidad de emplearla en equipos en que no cuenten con MATLAB.

5.3.2. Pantalla principal

El primer contacto que tiene el usuario con una aplicación siempre se encuentra determinado por la pantalla de inicio o ventana principal, desde la que se puede acceder a todas las funciones de la aplicación, por lo tanto es indispensable que esta cuente con un diseño sencillo y atractivo que invite al usuario a explorar las tareas que puede realizar.

La pantalla principal diseñada para el control de analizador de redes vectoriales proporciona una amigable primera impresión del programa y destaca por su sencillez y funcionalidad, cuenta con las funciones que se podrían utilizar desde el analizador de

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA100

redes con la ventaja de que se trata de un ambiente gráfico más interactivo para el usuario.

En la figura 5.7 se puede apreciar la pantalla principal diseñada para el control del analizador de redes vectorial del laboratorio de microondas del programa de maestría en ingeniería en telecomunicaciones,



Figura 5.7: Pantalla principal del programa de control del VNA con opciones desactivadas

Una vez que se realiza la conexión exitosa con el instrumento de medición las opciones de calibración, medición de parámetros S y medición de figura de ruido se activan para que se puedan llevar a cabo cada una de sus funciones particulares, la ventana principal

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA101

con todas las opciones activas se muestra en la figura 5.8.



Figura 5.8: Pantalla principal del programa de control del VNA todas las opciones activas

5.3.3. Comunicación PC-Analizador de redes

El analizador de redes Vectorial empelado para este proyecto, permite la conexión con equipo de cómputo a través del puerto GPIB, el cuál fue desarrollado por HP en los años setentas, pero debido a su versatilidad en equipos de mediciones de alta precisión fue estandarizado por la IEEE en la norma 488.1 la cual describe tanto su funcionamiento como sus características físicas, dichos conectores cuentan con 24 pines para establecer

la comunicación.

Debido a que no se contaba con una tarjeta GPIB-PCI en los dispositivos de cómputo, se optó por emplear un convertidor GPIB-USB, mostrado en las figuras 5.5 y 5.6, el cual tiene como función realizar la conversión de señales necesarias para la comunicación desde el equipo de cómputo hacia el analizador de redes vectoriales y viceversa, el diagrama de conexión empleado para la conexión del VNA se muestra en la figura 5.9.

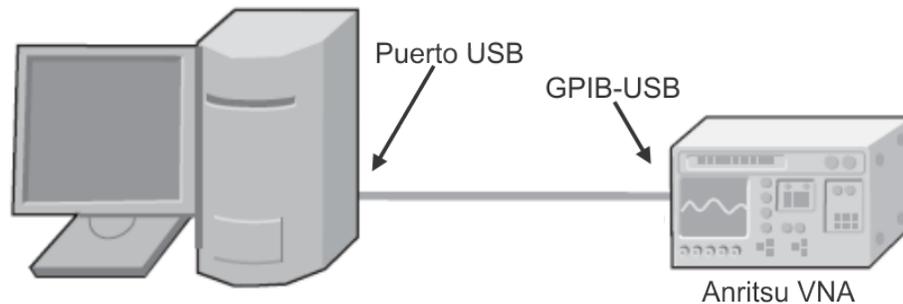


Figura 5.9: Diagrama de conexión VNA-PC

En el equipo de cómputo se crea un puerto virtual de comunicaciones en la posición más baja, dependiendo del sistema operativo se pueden tener hasta 256 puertos de comunicaciones, mediante dichos puertos se establecen comunicaciones asíncronas de tipo Half-duplex. Para poder establecer una comunicación exitosa mediante este puerto es necesario configurar correctamente los siguientes parámetros:

- Timeout: Establece el tiempo que el controlador, receptor, espera datos desde el equipo transmisor, se define como el tiempo para realizar una operación de lectura

o escritura, en caso de que se supere dicho tiempo, la recepción y/o transmisión de información se detendrá y se perderán los datos faltantes.

- Baudrate: describe la velocidad con la cual se lleva a cabo la transmisión de información a través del puerto de comunicaciones, esta se encuentra dada por la relación del número de bits transmitidos en una unidad de tiempo, un segundo, dicha velocidad convencionalmente se establece en 96Kbps.
- Terminator: Es un carácter el cual indicará que la transmisión de información a través del puerto ha concluido, dicho valor es un entero que se encuentra entre 0 y 127, este número representa un carácter ASCII (American Standard Code for Information Interchange), algunos de los más comunes son: CR (retorno de carro), LF (salto de línea) y CR/LF (Retorno de carro seguido de salto de línea).
- InputBufferSize: Indica el número de bits que serán almacenados en el buffer de entrada durante una operación de lectura, este se encuentra dado en bits, si este no es configurado correctamente y éste es superado durante la lectura, se perderán los datos que hayan sido recibidos después de que se llenó el buffer.

5.3.4. Calibración

De acuerdo con el Vocablo internacional de metrología [BIPM,1993] la calibración se define como “El conjunto de operaciones que establecen, en condiciones especificadas, la relación entre los valores de una magnitud indicados por un instrumento de medida o un sistema de medida, o los valores representados por una medida materializada o

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA104

por un material de referencia, y los valores correspondientes de esa magnitud realizados por patrones”

Mediante este proceso se asegura de que las mediciones que se realizando cuenten con el menor error posible, ya que en el caso del Analizador de redes es mediante la calibración que se estiman los errores sistemáticos producidos por el dispositivo durante el proceso de medición, entre los principales errores sistemáticos inevitables destacan:

- Pérdidas por conectores y cables conectados al VNA
- Pérdidas debidas a los circuitos internos del VNA
- Reflexiones debidas a los conectores y cables externos

En el caso del VNA dicha calibración se lleva a cabo mediante un kit de calibración que es proporcionado por el fabricante, el cual se basa realizar una corrección mediante el método OSLT (Open-Short-Load- Thru), éste se encuentra basado en la realización de medición sucesivas para realizar colocando en el siguiente orden los terminadores para calibración: circuito abierto, corto circuito, Carga de 50Ω y una línea de transmisión de una longitud fija. Aunque éste orden no es estricto si se sugiere establecer una secuencia, ya que esto facilita la detección de errores de procedimiento durante el proceso de calibración

Se realizaron las rutinas de calibración para las configuraciones más comunes, la pantalla principal del proceso de calibración, mostrada en la figura 5.10, nos permite realizar 3

procesos los cuales son:

- Nueva calibración de parámetros S
- Nueva calibración de figura de ruido
- Cargar calibración existente desde la memoria

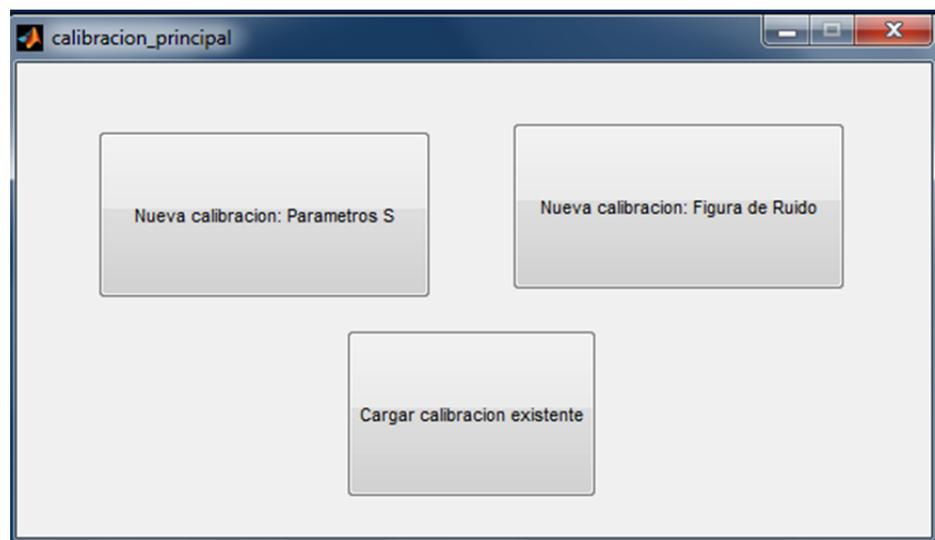


Figura 5.10: Ventana principal de calibración

La opción de nueva calibración de parámetros S nos permite calibrar el analizador de redes para realizar mediciones de transición, en ella podemos variar el margen de frecuencias sobre el cual se realizara la edición, el número de puntos que el analizador de redes debe de emplear, así como las características de los conectores que se emplean en el puerto uno y dos.

La opción de nueva calibración de figura de ruido permite calibrar el analizador de redes para mediciones de figura de ruido, así como modificar parámetros importantes

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA106

como son: si la fuente de ruido se encuentra conectada de manera interna o externa, el número de puntos en los cuales se realizara la medición, el intervalo de frecuencias deseado, la potencia de salida de la fuente y el valor de un atenuador asociado a esta en caso de ser necesario

Mediante la opción de cargar calibración existente podemos acusar a la memoria del dispositivo para seleccionar una calibración realizada previamente y cargarla, de esta manera se aplicaran las correcciones que ya se tienen calculadas para el valor de puntos de medición, conectores, ancho de banda y perdidas internas del analizador de redes.

5.3.5. Medición de parámetros de dispersión

La medición de los parámetros de dispersión de una red de dos puertos, nos permite conocer su comportamiento en un rango de frecuencias deseado y es el analizador de redes es el instrumento de medición que nos permite obtener dichos parámetros.

Como se observó en el capítulo número uno, los parámetros de dispersión caracterizan el comportamiento de una red, en el caso del analizador de redes empleado, se pueden caracterizar redes de uno o dos puertos solamente, debido a que el instrumento solo cuenta con dos puertos de conexión.

En la figura 5.11 se muestra la interfaz gráfica diseñada para la medición de dichos parámetros. Como se puede observar, los únicos botones activos son el de “Adquirir

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA107

datos”, el cual nos permitirá obtener las mediciones que el analizador de redes ha realizado, para su posterior procesamiento y el de botón “Regresar” que nos permite cerrar la ventana actual y regresar a la pantalla principal.

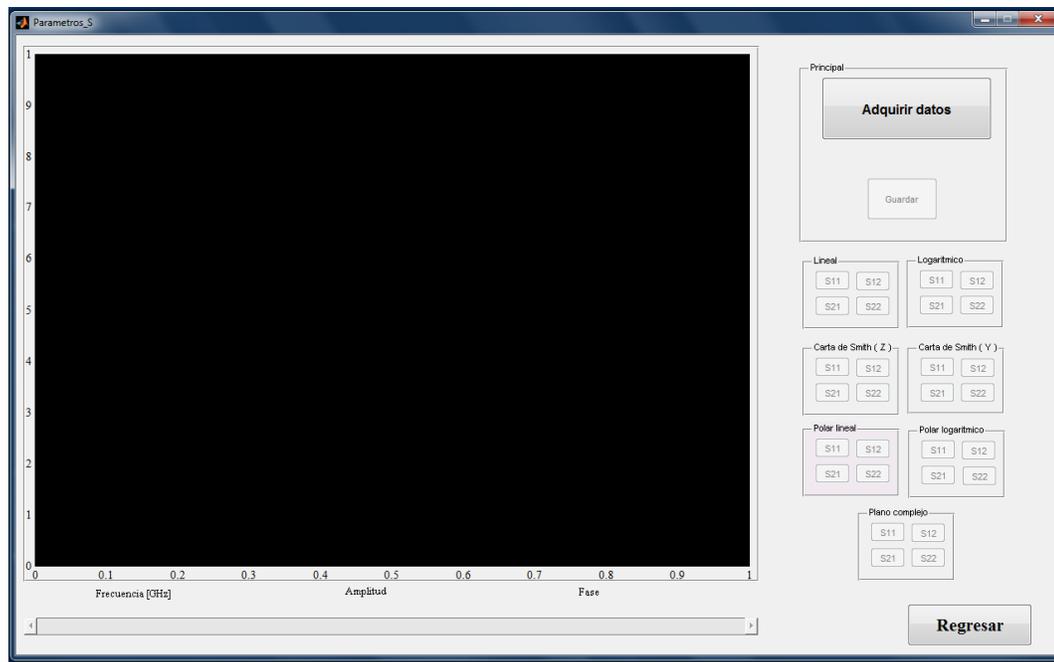


Figura 5.11: Ventana para la adquisición y visualización de los parámetros de dispersión

El analizador de redes proporciona los datos correspondientes en un formato específico, dicho formato se muestra en la figura 5.12, una vez que se reciben todas las mediciones se debe proceder a realizar su conversión a un formato numérico ya que originalmente se obtienen en formato de texto con caracteres ASCII de 8 bits, dicha conversión es necesaria para poder manipular los datos mediante MATLAB con una representación de punto flotante.

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA108



Figura 5.12: Formato de recepción de datos del Analizador de redes

El diagrama de flujo para realizar la separación y adecuación de los datos se muestra en la figura 5.13, mediante este proceso es posible obtener todos los datos necesarios para poder mostrar los parámetros de dispersión en cualquiera de las representaciones posibles y de esta manera realizar un mejor análisis, los datos que se general al concluir dicho proceso son:

- frecuencia de la medición realizada en GHz
- magnitud logarítmica
- magnitud lineal
- fase
- representación logarítmica polar
- representación lineal polar
- representación logarítmica parte real e imaginaria
- representación lineal parte real e imaginaria
- número complejo para carta de Smith de impedancias y admitancias

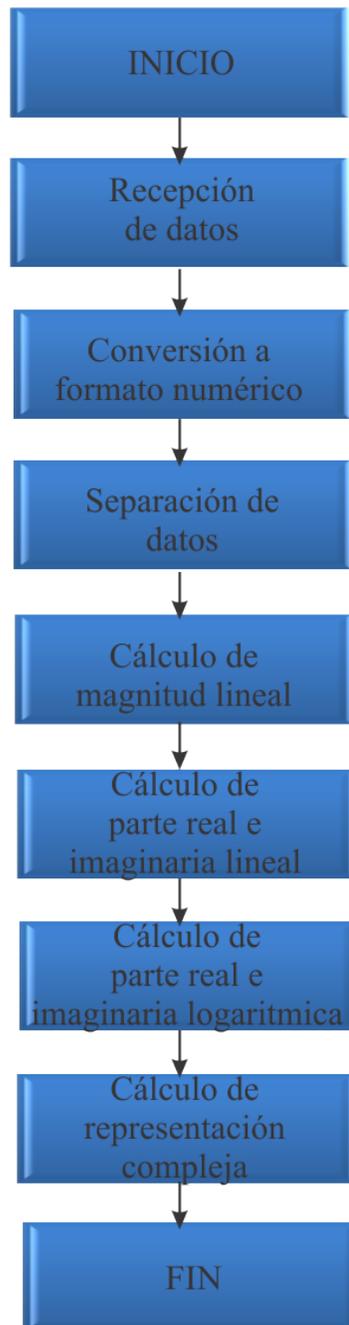


Figura 5.13: Diagrama de flujo para la separación y adecuación de los datos provenientes del analizador de redes

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA110

Una vez que se ha realizado la adquisición, separación y procesamiento de los datos se despliega al usuario un mensaje de que el proceso se ha completado correctamente, como se muestra en la figura 5.14, en caso de no ser así se muestra un mensaje pidiéndole que repita el proceso de adquisición de la información, no se realizan pruebas de conexión puesto que para acceder a la opción de medición de parámetros S previamente se debió de realizar la conexión con el analizador de redes correctamente.

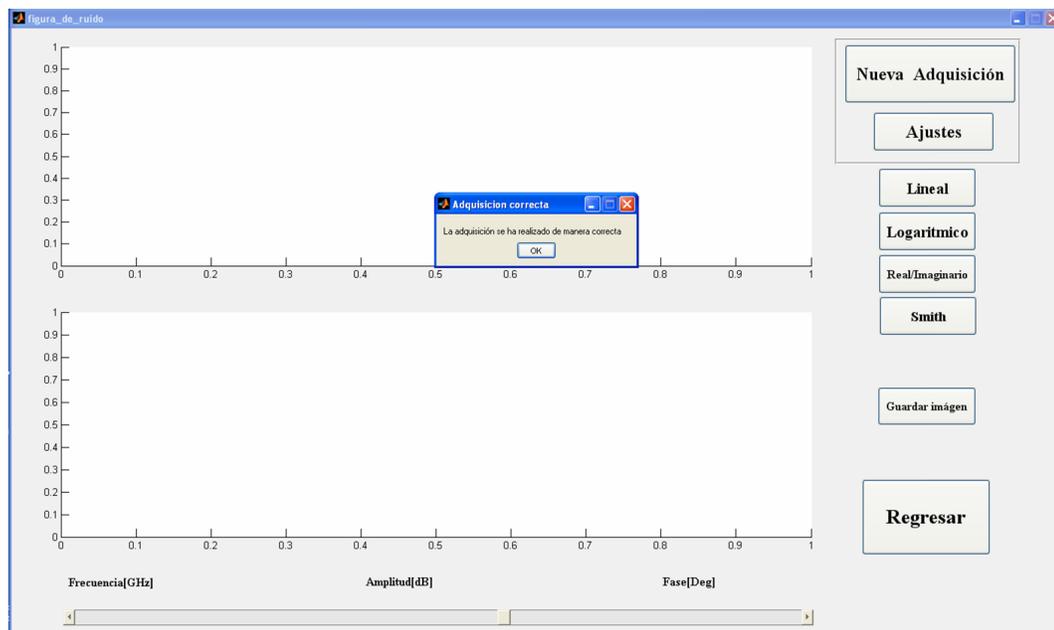


Figura 5.14: Mensaje debido a una correcta adquisición, separación y procesamiento de las mediciones

La ventana con todos los botones activos, debidos a un procesamiento correcto, se muestran en la figura 5.15.

Adicionalmente para tener una mayor precisión al momento de analizar las mediciones se

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA111

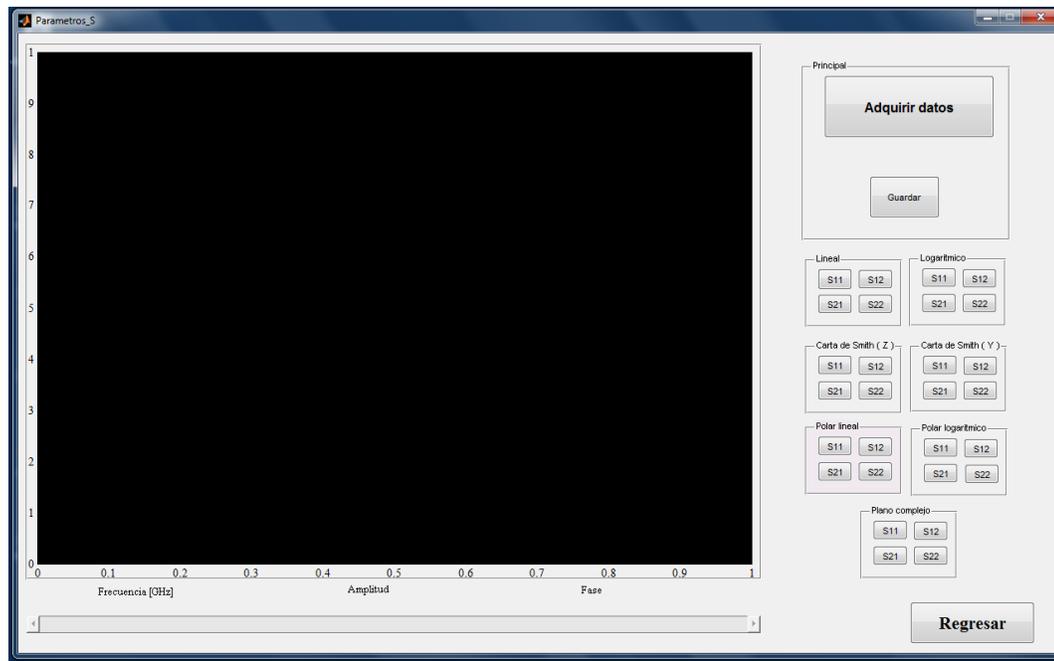


Figura 5.15: Ventana para la adquisición y visualización de los parámetros de dispersión con botones activos

incluyó en la parte inferior una control deslizable, el cual permite al usuario desplazarse por todo el margen de frecuencias sobre el cual se realizó la medición para conocer el valor exacto de las muestras en cada punto, dichos parámetros (amplitud, fase, parte real, parte imaginaria), varían de acuerdo con la visualización que se encuentre activa.

5.3.6. Medición de figura de ruido

El analizador de redes vectorial, Anritsu MB4628, nos permite, además de realizar la medición de parámetros de dispersión, realizar la medición de la figura de ruido de un DBP, la cual es un parámetro muy importante, en el diseño de dispositivos de microondas, especialmente en el diseño de amplificadores de bajo ruido.

La interfaz gráfica diseñada para la medición de la figura de ruido, en este caso solo se realiza la medición mediante la técnica F50 (la cual implica que el sistema se encuentra acoplado a 50Ω), se muestra en la figura 5.16, como se puede apreciar solo se encuentran tres opciones activas las cuales tienen las siguientes funciones:

- Nueva adquisición: Permite realizar la adquisición de los datos obtenidos de la medición de la figura de ruido realizada por el analizador de redes.
- Ajustes; Permite realizar ajustes en frecuencia y número de puntos en la medición de la figura de ruido
- Regresar: Permite cerrar la aplicación para la medición de la figura de ruido y regresar a la ventana principal

El analizador de redes proporciona los datos de la medición de la figura de ruido en un formato específico, el cuál al igual que en el caso de los parámetros de dispersión se encuentra dado por cadenas de caracteres ASCII, la secuencia en la cual se reciben está información se muestra en la figura 5.17.

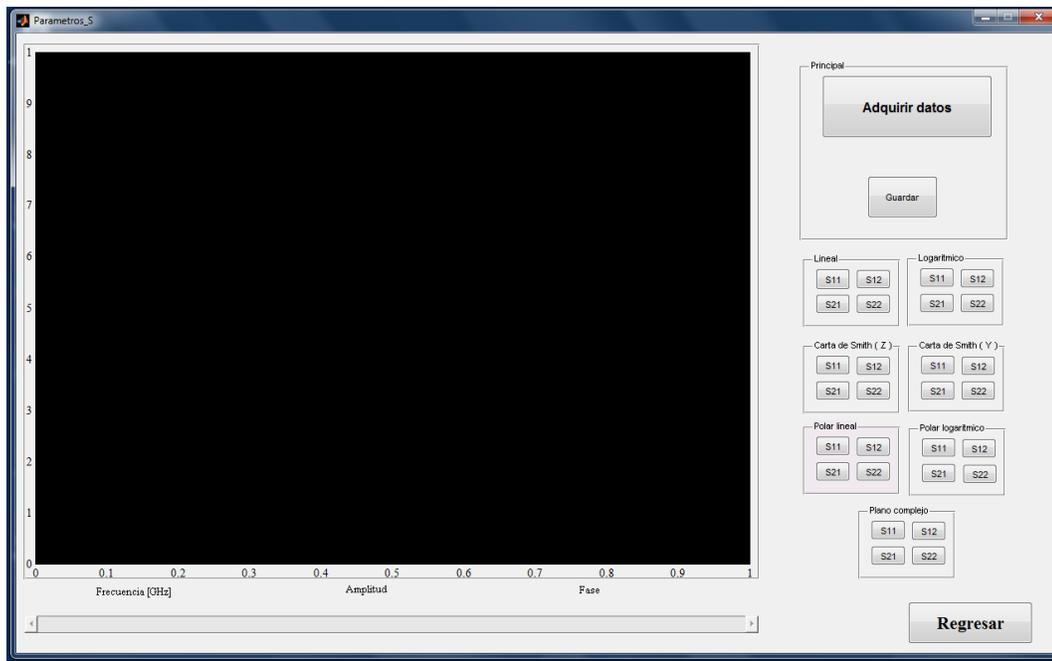


Figura 5.16: Ventana para la adquisición y visualización de la Figura de Ruido adaptada a 50Ω



Figura 5.17: Formato de recepción de datos para la figura de ruido utilizado por Analizador de redes

Para poder realizar la visualización de gráficas correspondientes a la figura de ruido es necesario convertir los datos recibidos, convertirlos a valores numéricos y separarlos, el algoritmo para realizar dicho procedimiento se lleva a cabo con el mismo algoritmo empleado para los parámetros de dispersión, mostrado en la figura 5.13, con la diferencia de

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA114

que para la figura de ruido requiere de menos operaciones debido a que solo se obtienen 3 parámetros por punto de frecuencia medido, que son manipulados para obtener las representaciones necesarias, mientras que en los parámetros de dispersión se obtienen 9.

Una vez que el proceso de adquisición, conversión y separación se ha realizado exitosamente se muestra un mensaje al usuario para hacerle saber que el proceso ha concluido y se ha realizado correctamente, este mensaje se puede apreciar en la figura 5.18, inmediatamente después de que se cierra dicho mensaje se activan los botones para cambiar entre los diferentes formatos en que se puede mostrar la figura de ruido, en caso de que el proceso no se realice exitosamente se muestra al usuario un mensaje pidiéndole que realice la adquisición nuevamente, y los botones correspondientes a las representaciones de la figura de ruido permanecen inactivos.

Se ha añadido un control deslizable en la parte inferior de la interfaz gráfica para conocer el valor específico de la representación de la figura de ruido que se está mostrando, este control permite conocer los valores en cada punto en el cuál se realizó la medición, también se puede guardar la imagen correspondiente a la medición que se ha realizado para su posterior análisis.

La opción de ajustes despliega una ventana, la cual se muestra en la figura 5.19, dicha aplicación nos permite modificar tres parámetros en la medición del factor de ruido los cuales son:

CAPÍTULO 5. DISEÑO DE LA APLICACIÓN PARA EL CONTROL DEL VNA115

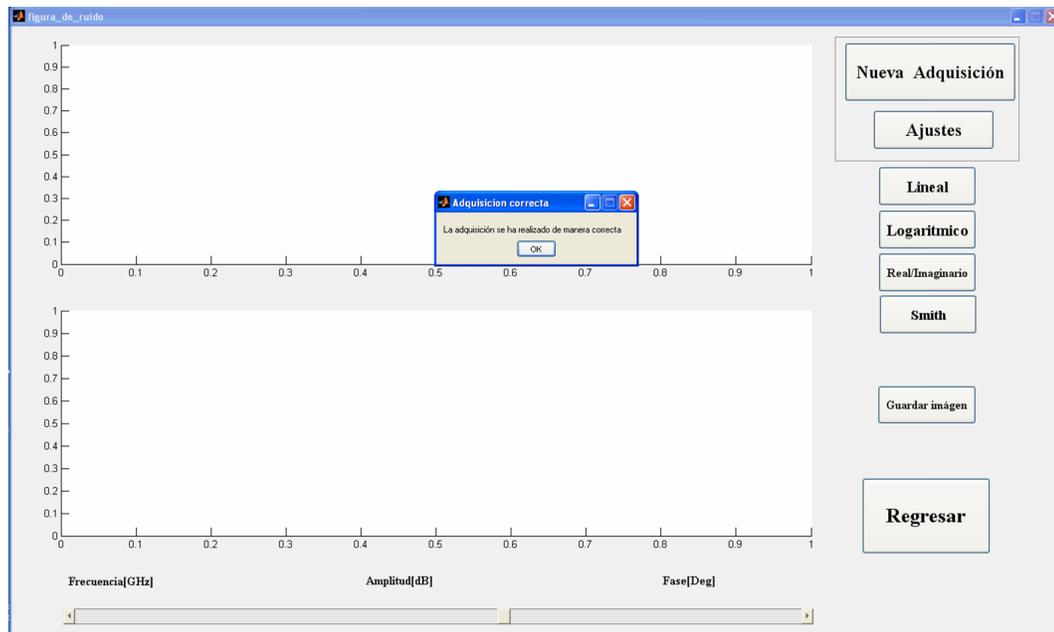


Figura 5.18: Mensaje desplegado al realizarse correctamente la medición de la figura de ruido

- frecuencia de inicio de la medición, está debe de ser cuando menos de 50 MHz
- frecuencia de término, puede ser de hasta 6 GHz
- Número de puntos, es el número de puntos en el cual se realizaran las mediciones, estos pueden ser 3, 15, 51 y 101.

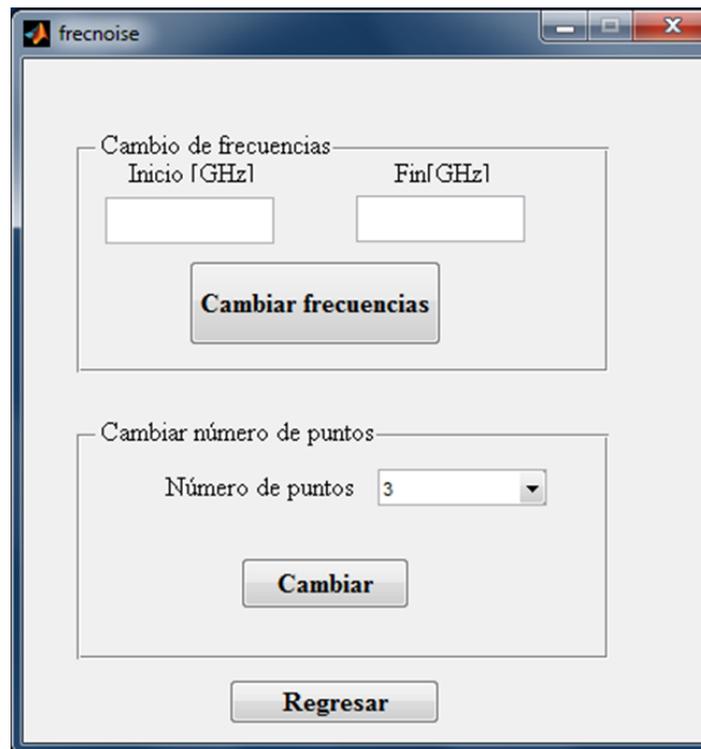


Figura 5.19: Ajuste de parámetros para la medición de la figura de ruido

Capítulo 6

Resultados de medición del FR50 mediante la GUI

Para la comparación de la figura de ruido proporcionada por el fabricante y la obtenida mediante el analizador de redes vectorial se empleó un amplificador de baja potencia, diseñado para acoplar a 50Ω modelo ZFL-500, producido por Mini-Circuits®. Para dicho amplificador el fabricante recomienda un rango de operación de .05 a 500MHz , con un valor de figura de ruido que va de 5.7 a 5.8 dB, la prueba se realizó de 50MHz a 1000MHz, para conocer el comportamiento del dispositivo más allá de las especificaciones proporcionadas por el fabricante y observar si se puede utilizar en dicho rango de frecuencias y que respuesta presenta. Aparentemente la figura de ruido obtenida es casi plana pero no la práctica se comprobó que presenta algunas variaciones las cuales no son reportadas por el fabricante

CAPÍTULO 6. RESULTADOS DE MEDICIÓN DEL FR50 MEDIANTE LA GUI118

En la realización de la prueba se empleó una señal de entrada de prueba producida por el analizador de redes con una amplitud de salida -30dBm , 10dBm de potencia con un atenuador de 20dB , para poder observar claramente las mediciones y con una escala adecuada, el amplificador se alimentó con 14V , voltaje dentro del margen de operación recomendado por el fabricante. En la figura 6.1 se puede observar el físicamente el dispositivo según las especificaciones proporcionadas por Mini-Circuits®.



Figura 6.1: Amplificador de baja potencia modelo ZFL-500 de Mini-Circuits®

La especificación de la figura de ruido para dicho amplificador proporcionada por el fabricante se muestra en la figura 6.2, se emplea como referencia para poder compararla con las mediciones realizadas con el Analizador de redes vectorial mediante la GUI diseñada, como se puede observar la determinación de los valores de la figura de ruido mediante la especificación del fabricante resulta poco precisa debido al tamaño con que esta es presentada en las hojas de especificaciones.

Finalmente en la figura 6.3 se muestran las mediciones obtenidas en el mismo formato que especifica el fabricante para poder realizar al comparación entre las mediciones rea-

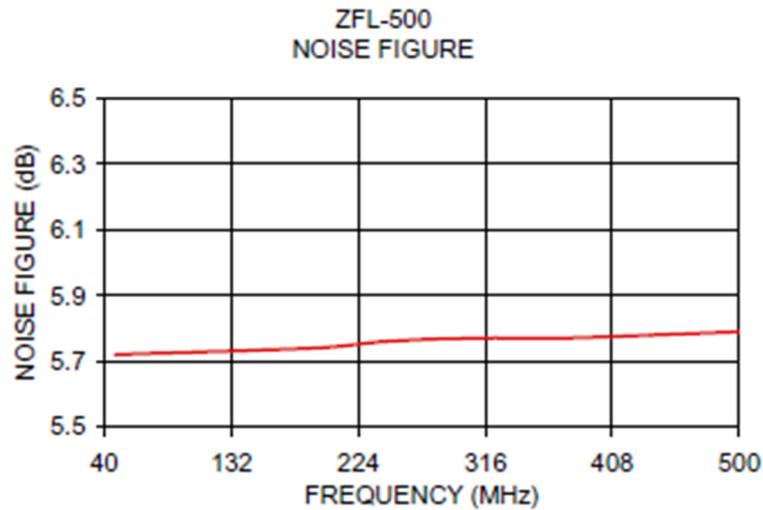


Figura 6.2: Figura de ruido para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits®

lizadas y los datos proporcionados por Mini-Circuits®, como se puede observar en la medición realizada es más precisa y nos permite conocer con una mayor certeza el valor de la figura de ruido en un punto determinado debido a la escala empleada permite una mejor visualización de los datos, y el control de desplazamiento situado en la parte inferior de la ventana proporciona la posibilidad de conocer el valor exacto en cualquier punto de medición realizado.

Adicionalmente en las figuras 6.4, 6.5 y 6.6 se muestran algunas pruebas realizadas a dicho amplificador para su caracterización mediante parámetros de dispersión en distintas representaciones posibles.

CAPÍTULO 6. RESULTADOS DE MEDICIÓN DEL FR50 MEDIANTE LA GUI120

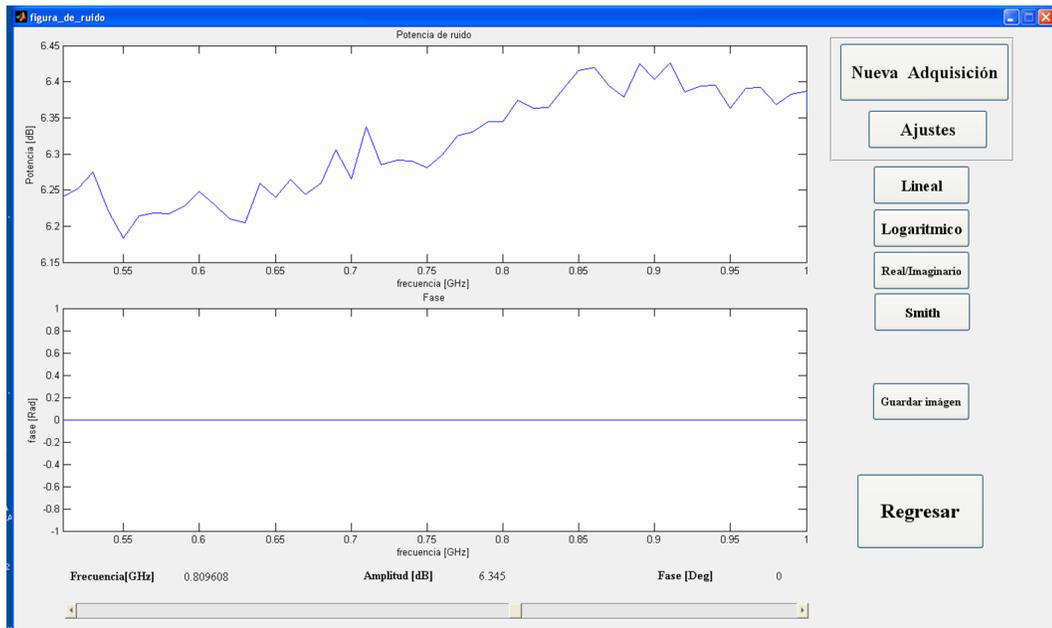


Figura 6.3: Medición de la figura de ruido del amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala logarítmica

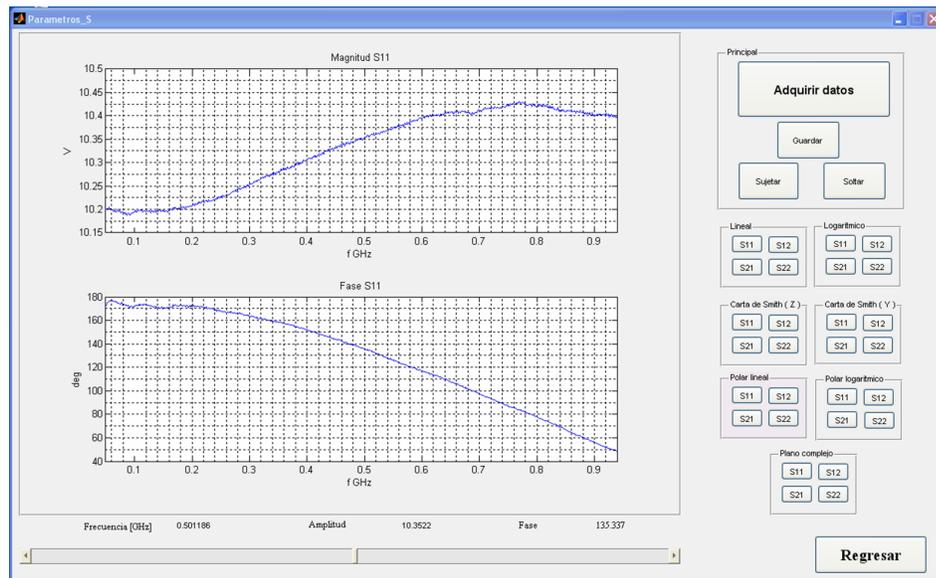


Figura 6.4: Parámetro S11 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala lineal

CAPÍTULO 6. RESULTADOS DE MEDICIÓN DEL FR50 MEDIANTE LA GUI121

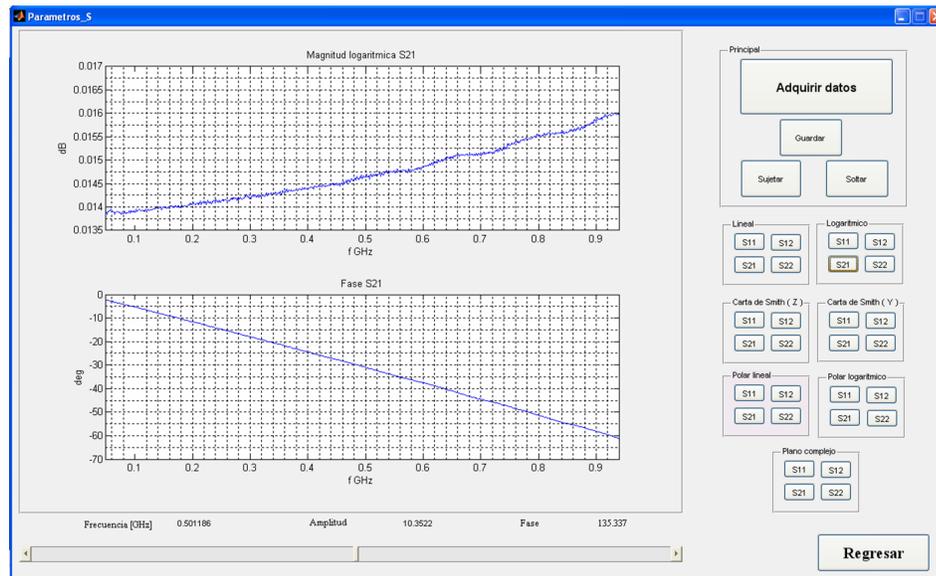


Figura 6.5: Parámetro S12 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en escala logarítmica

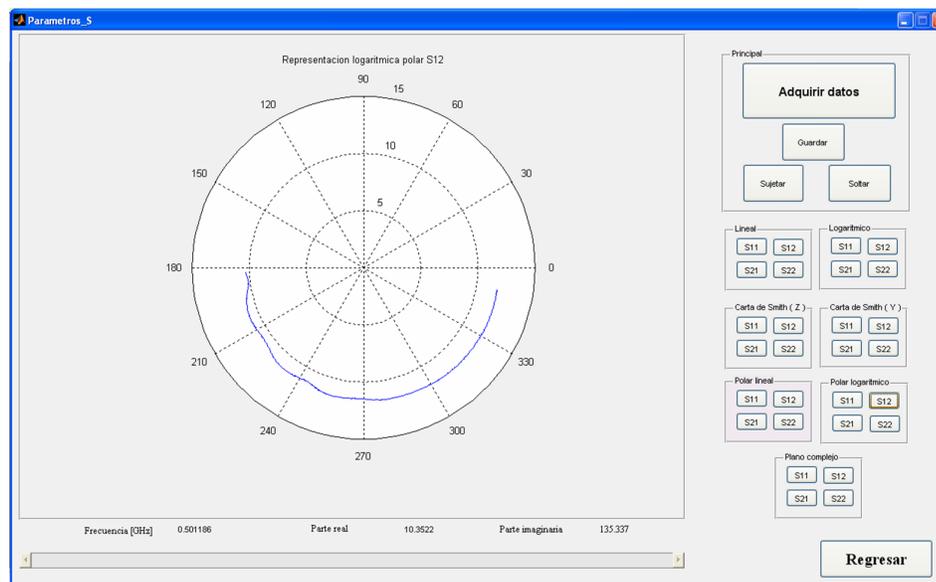


Figura 6.6: Parámetro S21 para el amplificador ZFL-500 de Mini-Circuits® en representación polar logarítmica

Capítulo 7

Conclusiones

La medición del factor de ruido es fundamental para el diseño y comprensión de los sistemas de transmisión y recepción de información, por lo cual resulta indispensable poder realizar dicha medición de la manera más precisa y confiable posible, además que se requiere un sistema eficiente para poder visualizarlos y analizarlos. La interfaz gráfica desarrollada en el presente trabajo proporciona tanto la facilidad de uso, como la confiabilidad y precisión necesarias para poder realizar dichas mediciones.

El uso de controles deslizables provee al usuario de una potente herramienta para poder conocer de manera precisa el valor de la medición obtenida, eliminando los posibles errores que se puedan presentar por la incertidumbre introducida por la interpretación de los resultados por método gráfico, además de que proporciona al usuario el resultado de la medición exacta obtenida del instrumento.

El estudio realizado con un amplificador de bajo ruido comprueba la eficiencia de las mediciones, además de que demuestra que resulta más precisa la medición mediante la GUI implementada para el analizador de redes vectorial, debido a la calidad de la visualización de los resultados, la posibilidad de observarlos mediante diferentes representaciones según las necesidades del usuario y el uso del control deslizable para conocer valores exactos en puntos determinados.

El diseño de una GUI para la medición de parámetros de dispersión, mostró también una clara ventaja frente al analizador de redes en cuanto a la visualización de las mediciones obtenidas, y a la posibilidad del uso del control deslizante para ubicar valores de frecuencia exactos con sus respectivos resultados medidos.

La eficiencia del sistema diseñado quedó comprobada, debido a que para su implementación se utilizó un equipo de cómputo que cuenta con una memoria RAM de 512Mb, por lo cual se puede afirmar que los requerimientos mínimos para su funcionamiento le permiten ejecutarse en equipos con capacidades limitadas y aun así obtener tiempos de procesamiento eficientes.

7.1. Aportaciones

La implementación de una GUI diseñada en MATLAB® la cual permite realizar desde un equipo de cómputo las tareas de calibración, medición de parámetros de dispersión

y figura de ruido, con las ventajas de que se cuenta con un ambiente de ventanas más visual que le resulta al usuario más atractivo y sencillo de manejar. Esta interfaz fue diseñada para el analizador de redes vectorial Anritsu MS4624B, el cual tiene dos puertos para realizar mediciones, y ofrece mediciones en un margen de frecuencias de 10MHz hasta 9GHz para parámetros de dispersión y de 50MHz a 6GHz para figura de ruido.

La interfaz gráfica desarrollada provee una herramienta potente y sencilla para el estudio de los parámetros de dispersión y figura de ruido de dispositivos de dos puertos, pero se deja abierta la posibilidad de agregarle nuevos módulos y funciones que permitan un control más profundo del equipo así como la obtención indirecta de características importantes mediante la manipulación de las mediciones que suministra el analizador de redes vectorial.

El bajo consumo de memoria de interfaz gráfica permite que en un futuro se puedan añadir funciones que realicen cálculos más complejos con los datos obtenidos, sin la necesidad de emplear equipo con altos requerimientos de procesamiento y memoria.

Bibliografía

- [1] GONZALEZ, G. Microwave transistor amplifiers analysis and design. EEUU. Editorial Prentice Hall. 1984
- [2] PUEYO, H., Marco C. Circuitos electrónicos, análisis de modelos circuitales T. II. ALFA OMEGA. 2004
- [3] BALABANIAN, N. Bickart T. Teoría de redes eléctricas. Francia. Editorial Revertè. 2008
- [4] NILSSON, J. W. Riedel. Circuitos electrónicos 6° edición. Prentice Hall. 2001
- [5] NIEL, S. Electrónica de los sistemas a los componentes. Iberoamérica
- [6] HERNÁNDEZ, José Abel. Teoría de líneas de transmisión e ingeniería de microondas. México. Editorial Universidad Autónoma de Baja California. 1994
- [7] TOMASI, Waine. Sistemas de comunicaciones electrónicas. México. Editorial Pearson Educación. 2003
- [8] POZAR, David M. Microwave Engineering. EEUU. John Wiley Sons Inc. 1998

- [9] VASILESCU, G. Electronic noise and interfering: principles and applications. EEUU. Springer. 2005
- [10] NAKAMURA, Shoichiro. Análisis numérico y visualización gráfica con MATLAB. México. Editorial Pearson Educación. 2001
- [11] MARCHAND, Patrick. Graphics and GUIs with MATLAB. EEUU. Editorial CRC Press LLC. 1999
- [12] BÁEZ, Lopez D. MATLAB con aplicaciones a la Ingeniería, Física y Finanzas. México, Editorial Alfaomega Grupo Editor. 2009
- [13] ENCISO, Aguilar M. A., 1997, “Medición automatizada de un MESFET empleando el método de impedancias múltiples”. Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.
- [14] MAYA, Sánchez Ma. del Carmen, 2003, “Medida de parámetros de ruido de dispositivos activos, basada en fuente adaptada”. Tesis Doctorado, Barcelona. España, Universidad Politécnica de Cataluña.
- [15] RESÉNDIZ, Figueroa B. E., 2005, “Modelado de ruido en transistores de alta frecuencia con y sin iluminación aplicando las técnicas f_{50} y de impedancias múltiples”. Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.
- [16] R.Q Lane, “The determination of device noise parameters”, Proc. IRE, Vol. 48, pp. 60-68, Enero 1960.

- [17] MEDINA, Monroy J. L., “Metodología de medición de Parámetros de Ruido de componenetes de Microondas y Ondas Milimétricas”, Simposio de Metrología, México, Enero 2008.