

Universidad Autónoma de Baja California

Facultad de Ingeniería



“Diseño de un Amplificador de Microondas de Bajo Ruido de Bandas Concurrentes”

TESIS

Que presenta para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS EN ELECTRONICA

Saúl Islas Pereda

Director de tesis:

Dr. Daniel Hernández Balbuena

RESUMEN de la tesis de Saúl Islas Pereda, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO en CIENCIAS en ELECTRONICA. Mexicali, Baja California, México, Enero del 2015.

“Diseño de un Amplificador de Microondas de Bajo Ruido de Bandas Concurrentes”

Resumen aprobado por:

Dr. Daniel Hernández Balbuena

Director de tesis

En los últimos años el incremento en el uso de tecnologías inalámbricas ha generado un grave problema en la saturación del espectro electromagnético. Diversas soluciones han sido desarrolladas e implementadas, una de ellas es la concurrencia en bandas de frecuencias dentro de los amplificadores de microondas. Debido a la complejidad de construcción en las redes de entrada y salida, una sencilla red de entrada tipo L de elementos distribuidos ha sido propuesta para la realización de un amplificador de microondas de bajo ruido de bandas concurrentes.

Una red tipo L es llamada así por su figura de construcción característica. La red tipo L propuesta consta de un stub en circuito abierto con una longitud eléctrica de 180° , seguido de una línea de transmisión hasta llegar al dispositivo bajo prueba. Dicho estudio se llevó de manera simulada a través de las plataformas de cómputo AWR y Matlab, facilitando la caracterización de las redes y el desarrollo de un programa que auxilia principalmente a encontrar el valor de aquellas impedancias que favorezcan el fenómeno de concurrencia en bandas en la red de entrada. Las frecuencias de concurrencias son seleccionadas por el usuario. La tarea de sintonización de las impedancias es el objetivo del programa de cómputo desarrollado. Se adaptaron métodos auxiliares para el desarrollo de un método gráfico, el cual puede encontrar el fenómeno de concurrencia en bandas a través de la carta de Smith.

Cinco transistores de diferentes familias han sido utilizados para la realización de este estudio. Como resultado final de la caracterización de la red propuesta, se encontraron los límites de la metodología gráfica y por ende del programa de sintonización de impedancias. El presente trabajo representa un precedente importante dentro del área de bandas concurrentes en microondas.

ABSTRACT of the Thesis, presented by Saúl Islas Pereda as partial requirement for obtaining the degree of Master of Science in ELECTRONICA. Mexicali, Baja California, México, January 2015.

"Design of a Microwave Amplifier with Low Noise of Concurrent Bands"

Summary approved by

Dr. Daniel Hernández Balbuena

Thesis Advisor

In the last years the increased use of wireless technologies has created a serious problem in the saturation of the electromagnetic spectrum. Various solutions have been developed and implemented, one of them is the concurrence in frequency bands within the microwave amplifiers. Given the complexity of construction in the input and output networks, a type L input simple network of elements distributed has been proposed for the realization of a low-noise microwave amplifier of concurrent bands.

A type L network is named for its characteristic figure construction. The Studied L type network consists of an open circuit stub with an electrical length of 180° , followed by a transmission line to reach the DUT. This study was carried in the simulated way across computing platforms AWR and Matlab, facilitating the characterization of networks and the development of a program that mainly helps find those impedances that favor the phenomenon of concurrence in bands in the input network. This concurrence will be presented in the frequencies desired by user. The work of tuning the impedance is the object of the computer program developed. Auxiliary methods for developing a graphical method were adapted, which can find the phenomenon of competition in bands across the Smith chart.

Five Transistors of different families were used for this study. As a final result of the characterizing of proposed network, the graphical methodology limits and thus of the tuning impedances program were found. The present study represents an important precedent in the area of microwave concurrent bands.

Dedicatoria

Por toda esa paciencia que solo ellos pudieron tenerme a pesar de mis errores, a mis padres

Saúl y María.

Por todo su apoyo incondicional y siempre esa compañía leal, a mis hermanas **Denisse e**

Isabel.

A ellos que han estado conmigo desde tiempo lejanos y desde entonces no hemos querido
rendirnos, y aunque digan que no serán para siempre, a mis **Amigos.**

Por su amistad, amor, tiempo, apoyo y todas experiencias cálidas y amargas que hemos
pasado juntos, a mi amada **Anel**

Agradecimientos

A mi tutor de tesis **Dr. Daniel Hernández Balbuena**, que me abrió las puertas a lo que fue una nueva etapa de mi vida profesional, que gracias a su tiempo y conocimiento compartido contribuyo en gran medida mi desempeño personal. Gracias.

A los miembros del comité de tesis **Dr. Marco Antonio Félix Lozano** y **Dr. Miguel Ángel García Andrade**, que con su tiempo, preguntas, dudas, aclaraciones y compromiso agregaron ideas importantes al desarrollo de este trabajo de tesis, y de manera muy personal les extendo la mano y le doy las gracias.

Al **Dr. Andrés Trinidad Medel de Gante** y al **Dr. Guillermo Galaviz**, por haberme alentado a seguir mis estudios.

Al **M. I. José Ángel León Valdez** por su tiempo y consejos para la redacción del trabajo de tesis.

A la **Facultad de Ingeniería** de la UABC por brindarme un espacio dentro de mi preparación.

Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología** por el apoyo económico otorgado a lo largo de este tiempo.

INDICE

Contenido

RESUMEN DE LA TESIS.....	ii
ABSTRACT.....	iii
Dedicatoria.....	iv
Agradecimientos.....	v
Capítulo 1.....	1
Introducción.....	1
1.1 Espectro Electromagnético.....	1
1.2 Antecedentes.....	4
1.2.1 Un Amplificador Compacto de Bajo Ruido con Bandas Concurrentes a 2.4 GHz y 5.2 GHz.....	4
1.2.2 Una Técnica de Diseño para un Amplificador de Potencia Sintonizado para Bandas Concurrentes Armónicas.....	7
1.3 Objetivo de la Tesis.....	8
1.4 Organización de la Tesis.....	9
Capítulo 2.....	10
Marco Teórico.....	10
2.1 Representación de Redes de Dos Puertos.	10
2.2 Concepto de Líneas de Transmisión.....	10
2.3 Parámetros de Dispersión.	23

2.4 Ruido en Redes de Dos Puertos.	26
2.5 Círculos Constantes de Figura de Ruido.	30
2.6 Técnicas Auxiliares de Diseño de Amplificadores de Microondas.....	31
2.6.1 Ecuaciones de Ganancia de Potencia.	32
2.6.2 Consideraciones de Estabilidad en los Amplificadores de Microondas.	34
2.6.3 Diseño de Redes de Acoplamiento.	39
2.7 Técnicas de diseño para amplificadores de microondas.	42
2.7.1 Técnica de diseño para Acoplamiento conjugado.	42
2.7.2 Técnica de Diseño para Bajo Ruido en un Amplificador de Microondas	47
2.8 Técnica de Calibración Thru-Reflect-Line.....	52
Capítulo 3.....	55
Metodología de la Técnica.....	55
3.1 Descripción de una Técnica de Acoplamiento de Banda Ancha de Dispositivos de un Puerto.....	55
3.2 Método Grafico para la Sintonización de Impedancias	56
3.3 Límites de la Técnica Implementada para la Sintonización de Impedancias.....	69
3.4. Principales Empaquetados en los Transistores de Microondas.....	72
3.5 Software AWR Design Enviroment.....	73
3.6 Dispositivos de casos de estudio.....	74
3.6.1 Transistor NE-76038 NEC).....	74
3.6.2 Transistor NE- 76184A (NEC).....	76
3.6.3 Transistor NE-76084 (NEC).....	77
3.6.4 Transistor ATF-35076 (Hewlett Packard).....	79
3.6.5 Transistor ATF-36077 (Avango Technologies).....	81
3.6.6 Comparación de Parámetros S.....	82
3.7 Diagrama de Flujo del programa Sintonizador de Impedancia.....	83

Capítulo 4.....	86
Resultados.....	86
4.1 Resultados del Transistor NE-76038.....	87
4.2 Resultados del Transistor ATF36077.....	89
4.3 Resultados del Transistor ATF35076.....	91
4.4 Resultados del Transistor NE76084.....	93
4.5 Resultados del Transistor NE76184.....	95
Capítulo 5.....	98
Conclusiones.....	98
5.1 Conclusiones.....	98
5.2 Trabajos Futuros.....	99
Apéndices.....	100
A. Calibración Thru-Reflect-Line (TRL).	100
Anexos.....	114
Bibliografía.....	128

ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 1.1 Distribución americana del espectro electromagnético en 3 GHz.....	2
Figura 1.2 Diagrama de amplificador de conmutación.....	4
Figura 1.3 Circuito impreso del amplificador de conmutación.....	5
Figura.1.4 Parámetro S_{11} del amplificador de conmutación.....	5
Figura 1.5 Parametro S_{21} del amplificador de conmutacion.....	6
Figura 1.6 Figura de ruido del amplificador de conmutación.....	6
Figura 1.7 Diagrama de la red de entrada del amplificador sintonizado.....	7
Figura 1.8 Amplificador de potencia sintonizado.....	7
Figura 1.9 Parámetros S_{11} y S_{21} del amplificador sintonizado.....	8
Figura 2.1 Líneas de transmisión típicas.....	11
Figura 2.2. Modelos de líneas de transmisión	12
Figura 2.3 Fases de los voltajes.....	19
Figura 2.4.Carga al final de una línea de transmisión.....	20
Figura 2.5 Impedancia de entrada de la línea de transmisión en cualquier posición d	22
Figura 2.6 Ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos.....	25
Figura 2.7 Procedimiento para medir S_{11}	26
Figura 2.8 Modelo de amplificador de microondas con ruido.....	27
Figura 2.9 Modelo de figura de ruido de un amplificador de dos etapas.....	28
Figura 2.10 Grafica de flujo con definiciones de potencia	33
Figura 2.11 Diagrama de un amplificador de microondas.....	34
Figura 2.12 Estabilidad de una red de dos puertos.....	35
Figura 2.13 Círculos de estabilidad en la carta de Smith.....	37
Figura 2.14 Regiones estables e inestables en el plano Γ_L	38

Figura 2.15 Regiones estables e inestables en el plano Γ_s	38
Figura 2.16 Condiciones para la estabilidad incondicional.....	39
Figura 2.17 Red tipo L.....	40
Figura 2.18 Procedimiento de acoplamiento.....	40
Figura 2.19 Carta de Smith mostrando los parámetros S_{11} y S_{11}^*	43
Figura 2.20 Línea de 50Ω y una longitud eléctrica de 90°	44
Figura 2.21 Esquemático para la construcción de la red.....	44
Figura 2.22 Desplazamiento causado por la línea de transmisión.....	45
Figura 2.23 Desplazamiento causado por la línea de transmisión colocada como stub.....	46
Figura 2.24 Efecto de acoplamiento conjugado.....	46
Figura 2.25 Red tipo L para acoplamiento conjugado.....	47
Figura 2.26 Coeficiente de reflexión óptimo.....	48
Figura 2.27 Colocación de una línea de entrada.....	49
Figura 2.28 Ajuste en los valores de impedancia de la línea de entrada.....	49
Figura 2.29 Carta de Smith mostrando la posición de Z_{IN}	50
Figura 2.30 Acoplamiento al centro de la carta de Smith.....	51
Figura 2.31 Red de entrada que presenta Γ_{OPT} al Puerto Dos.....	51
Figura 2.32 Bajo ruido denotado a partir del parámetro NF (dB).....	52
Figura 2.33 Configuración cascada de los conectores y dispositivo.....	53
Figura 2.34 Estándares Thru, Reflect, Line y base de pruebas.....	54
Figura 2.35 Diseño físico de los estándares Thru, Reflect, Line y base de pruebas.....	54
Figura 3.1 Mapeo en los datos del diodo.....	56
Figura 3.2 Ganancia en ancho de banda para red de un puerto.....	56
Figura 3.3 Esquemáticos para la metodología.....	57
Figura 3.4 Parámetros S del transistor NE76038.....	58

Figura 3.5 Parámetros S del la red de entrada.....	59
Figura 3.6 Parámetros S del transistor con red de entrada.....	59
Figura 3.7 Parámetros S del transistor con red resonante en la entrada.....	60
Figura 3.8 Parámetros S del transistor con red de entrada modificada.....	61
Figura 3.9 red de entrada con primeras modificaciones.....	62
Figura 3.10 Primeros efectos de doble banda.....	62
Figura 3.11. Parámetro S_{22} en intersección con Γ_{OPT}	63
Figura 3.12 Desplazamiento del punto a al Γ_{OPT}	64
Figura 3.13 Desplazamiento causada por la sintonización de impedancias.....	64
Figura 3.14 Efecto de las dos bandas en frecuencias de interés.....	66
Figura 3.15 Variación de la longitud eléctrica en la salida.....	67
Figura 3.16 Método gráfico y su resultado.....	68
Figura 3.17 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , para la red con valores iniciales.....	70
Figura 3.18 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , con crestas cercanas a f_{prom}	71
Figura 3.19 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , con crestas lejanas a f_{prom}	72
Figura 3.20 Empaquetado de un transistor de microondas.....	73
Figura 3.21 Empaquetado tipo 38 plástico de NE76038.....	74
Figura 3.22 Parámetros S y de ruido de NE76038.....	75
Figura 3.23 Empaquetado plástico del transistor NE76184.....	76
Figura 3.24 Parámetros S y de ruido de NE76184.....	76
Figura 3.25 empaquetado plástico de NE76084.....	78
Figura 3.26 Parámetros S y de ruido de NE76084.....	78
Figura 3.27 Empaquetado plástico de ATF35076.....	79
Figura 3.28 Parámetros S y de ruido de ATF35076.....	80
Figura 3.29 Empaquetado tipo 77 de plástico de ATF36077.....	81

Figura 3.30 Parámetros S y de ruido de ATF36077.....	81
Figura 3.31 Parámetros S_{11} de los cinco transistores de estudio.....	83
Figura 3.32 Diagrama de flujo abstracto.....	84
Figura 4.1 Esquemático del transistor.....	86
Figura 4.2 Esquemático de transistor con red de entrada y red de salida	86
Figura 4.3 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76038a a 2GHz y 5GHz	88
Figura 4.4 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE76038a.....	88
Figura 4.5 Carta de Smith de red tipo L sintonizada ATF36077a 2GHz y 5GHz	90
Figura 4.6 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor ATF36077.....	90
Figura 4.7 Carta de Smith de red tipo L sintonizada ATF35076 a 2GHz y 5GHz.....	92
Figura 4.8 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor ATF35076.	92
Figura 4.9 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76084 a 2GHz y 5GHz	94
Figura 4.10 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE 76084.	94
Figura 4.11 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76184 a 2GHz y 5GHz	96
Figura 4.12 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE76184.	96
Figura A.1 Configuración cascada de los conectores de entrada y salida al dispositivo	100
Figura A.2 Estándares Thru, Reflect, line y base de pruebas con dispositivo bajo pruebas	101
Figura A.3 Graficas del programa de cómputo de Matlab.	111
Figura A.4 Diagrama de flujo del programa para el calibrador TRL.	113

INDICE DE TABLAS.

Tabla 1.1 Distribución del espectro electromagnético.....	3
Tabla 1.2 Sub-bandas en las que se divide la banda espectral de las microondas.....	3
Tabla 3.1 resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con valores iniciales.....	70
Tabla 3.2 resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con crestas cercanas a f_{prom}	71
Tabla 3.3 resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con lejanas cercanas a f_{prom}	71
Tabla 4.1 resultados de las variables elegidas por el programa de cómputo en Matlab.....	87
Tabla 4.2 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE76038a a frecuencias de interés.....	89
Tabla 4.3 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor ATF36077 a frecuencias de interés	91
Tabla 4.4 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor ATF35076 a frecuencias de interés	93
Tabla 4.5 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE76084 a frecuencias de interés.	95
Tabla 4.6 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE76184 a frecuencias de interés.	97

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

En México, en estos tiempos las comunicaciones son de vital importancia para las actividades diarias del ser humano. El uso del internet estacionario y móvil, teléfonos de casa e inalámbricos, juguetes a control remoto, diferentes dispositivos electrónicos que manejan señales de bluetooth y otras tecnologías han aumentado considerablemente a lo largo de esta última década. A pesar de las distintas técnicas de modulación y codificación, la saturación del espectro electromagnético es casi inevitable.

La saturación del espectro electromagnético ha hecho emerger nuevas tecnologías y estudios, como la distribución inteligente del espectro electromagnético, casos donde la prioridad es la velocidad de HSUPA (High-Speed Uplink Packet Access) o de HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access), las técnicas de modulación de espectro expandido y tecnologías de bandas concurrentes.

1.1 Espectro Electromagnético.

El espectro electromagnético, es la distribución energética del conjunto de las ondas electromagnéticas o bien es el rango de todas las radiaciones electromagnéticas posibles, como se indica en la tabla 1.1.

La racionalidad en la asignación del espectro electromagnético y la eficiencia en su uso son condiciones para el desarrollo del sector de las telecomunicaciones. El despliegue de tecnologías y servicios inalámbricos innovadores se ve cada vez más dificultado por la reserva de determinadas bandas de espectro para servicios definidos de manera restrictiva, aunado a unas rígidas condiciones de uso que imponen limitaciones [1].

La realidad es que el espectro electromagnético está sobre utilizado en algunas bandas (2.4 GHz) indicado en la fig.1.1 y absolutamente desaprovechado en otras (frecuencias bajas y altas).

El espectro electromagnético es el único recurso capaz de limitar el posible número de prestatarios de unos determinados servicios basados en la movilidad y la ubicuidad, que requieren el uso de radiofrecuencias, como alternativa a las redes de acceso tradicionales (WiFi, WiMax, etc.) [1].

Por otra parte, las empresas operadoras de telefonía móvil tienen especial interés en bandas entre los 700 y 900 MHz. Los servicios que se pueden prestar utilizando dichas bandas son muchos, Sin embargo, la disponibilidad del espectro electromagnético en estas bandas está muy limitada. Por lo cual es preciso pensar en aplicaciones y tecnologías que no requieran un ancho de banda grande [1].

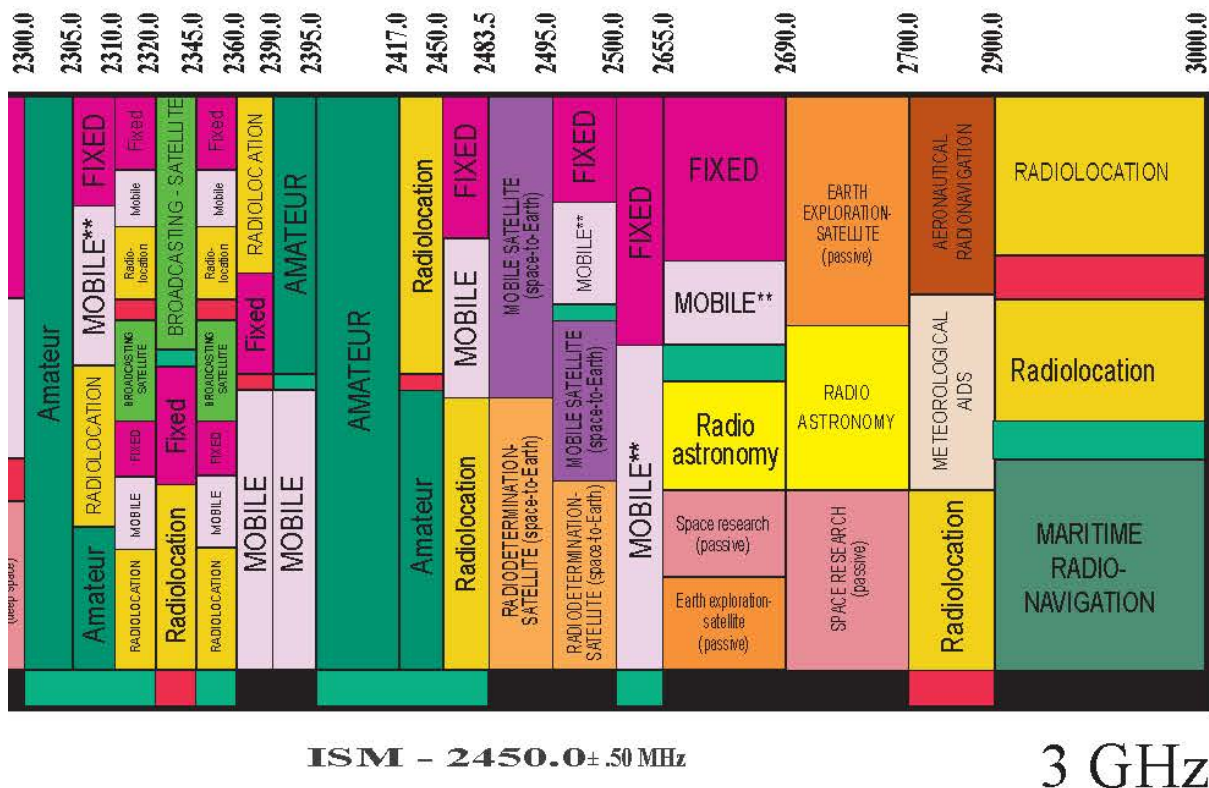


Fig.1.1 Distribución americana del espectro electromagnético en 3 GHz [2].

Como se expresa en la fig.1.1 la banda de 2.4Ghz pertenece a las microondas, estas son frecuencias de 300 MHz a 300 GHz, por lo que les corresponde una longitud de onda eléctrica ($\lambda = c / f$) entre 1 m y 1 mm. Es por eso que a las señales con longitudes de onda de ese orden se les llama ondas milimétricas.

La banda espectral de las microondas se divide en sub-bandas tal como se muestra en la tabla 1.2.

Tabla1.1 Distribución del espectro electromagnético [3].

Denominación	Siglas	Margen de frecuencias
Frecuencias muy bajas	VLF	3 - 30 KHz
Frecuencias bajas	LF	30 - 300 KHz
Frecuencias medias	MF	300 - 3000 KHz
Frecuencias altas	HF	3 - 30 MHz
Frecuencias muy altas	VHF	30 - 300 MHz
Frecuencias ultra altas	UHF	300 - 3000 MHz
Frecuencias super altas	SHF	3 - 30 GHz
Frecuencias extra altas	EHF	30 - 300 GHz

Tabla1.2 Sub-bandas espectrales de las microondas [4].

Banda	Frecuencia (GHz)
L	1-2
S	2-4
C	4-8
X	8-12
Ku	12-18
K	18-26
Ka	26-40
U	40-60

1.2 Antecedentes.

En la literatura diferentes técnicas y metodologías han sido propuestas para el diseño de amplificadores de bandas concurrentes, la complejidad en sus redes de entrada y salida hace que la construcción sea limitada por la tecnología de los laboratorios escolares. A continuación se presentan dos diferentes diseños de amplificadores de bandas concurrentes.

1.2.1 Un Amplificador Compacto de Bajo Ruido con Bandas Concurrentes a 2.4 GHz y 5.2 GHz.

Construyeron un amplificador de bajo ruido (LNA) con bandas concurrentes completamente integrado [5], resonando a las frecuencias 2.4 GHz y 5.2 GHz mostrado en la fig.1.2. En la fig.1.3 se muestra el circuito del amplificador conmutado. Al cambiar la conductancia de entrada y la capacitancia de salida, la ganancia de banda angosta y el acoplamiento de impedancias son logrados a las frecuencias de 2.4 GHz 5.2 GHz como se muestra en la fig.1.4. Utilizando tecnología CMOS estándar, un amplificador compacto de bajo ruido con bandas concurrentes con un tamaño comparable al de un amplificador de una sola banda fue realizado con la topología propuesta. En la fig.1.5 se presenta ganancias en las bandas de interés de 10.1 dB y 10.9 dB del circuito fabricado, y un nivel de ruido de 2.9 dB y 3.7 dB ilustrado en la fig.1.6.

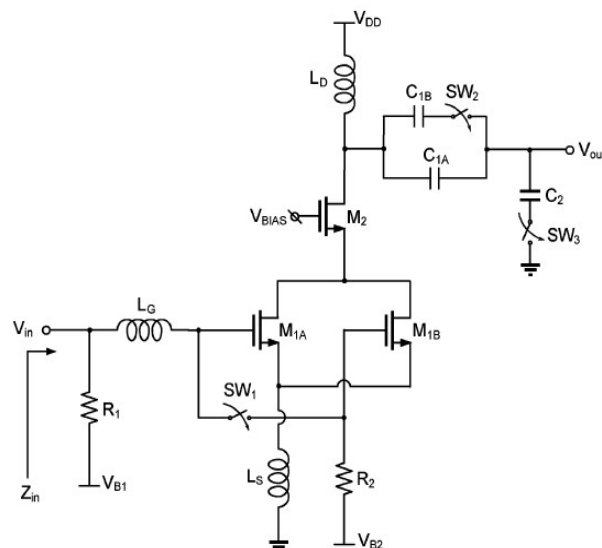


Fig.1.2. Diagrama de amplificador de conmutación.

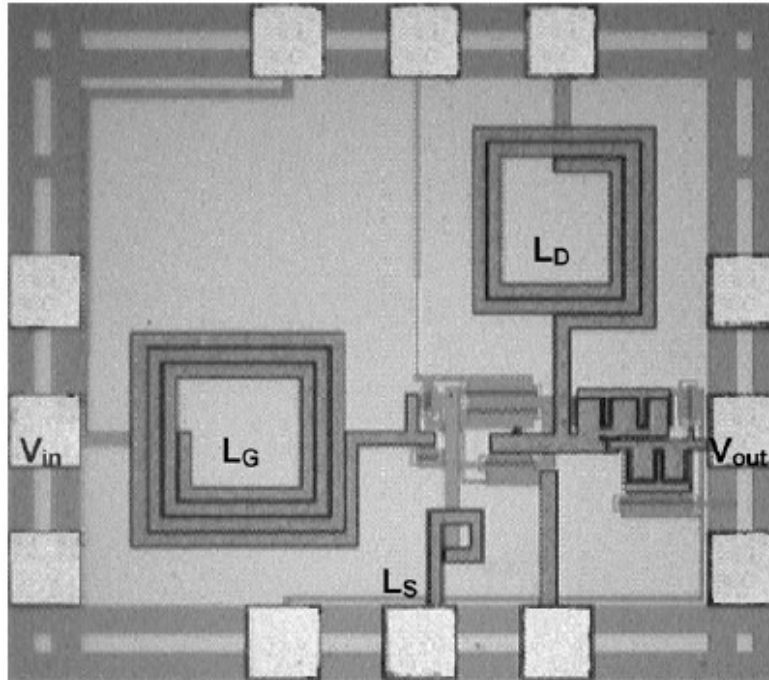


Fig.1.3 Circuito impreso del amplificador de conmutación.

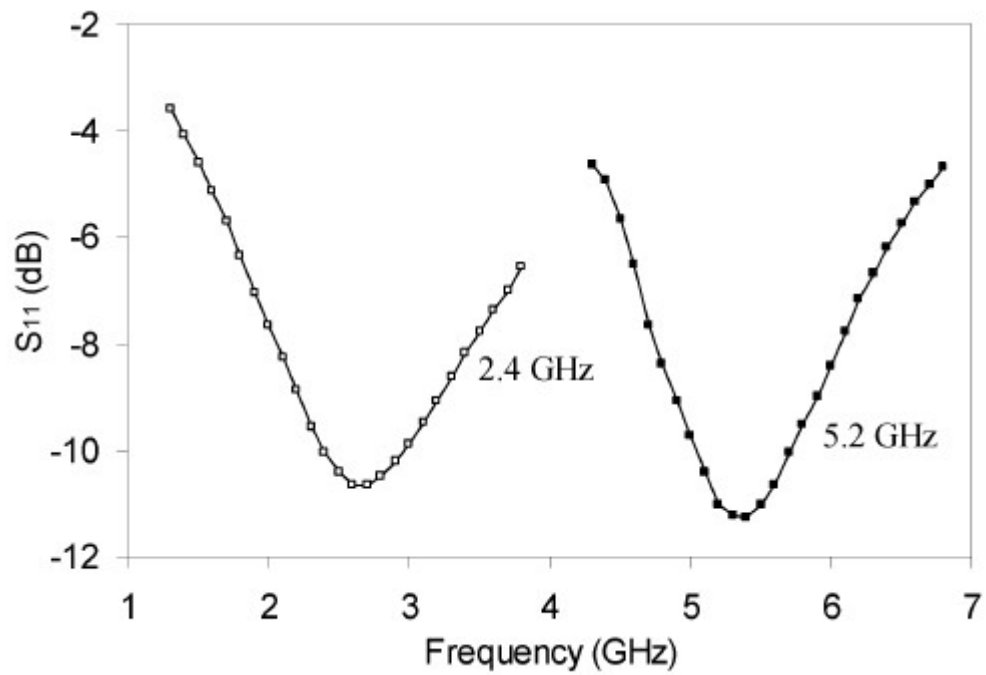


Fig.1.4 Parámetro S_{11} del amplificador de conmutación.

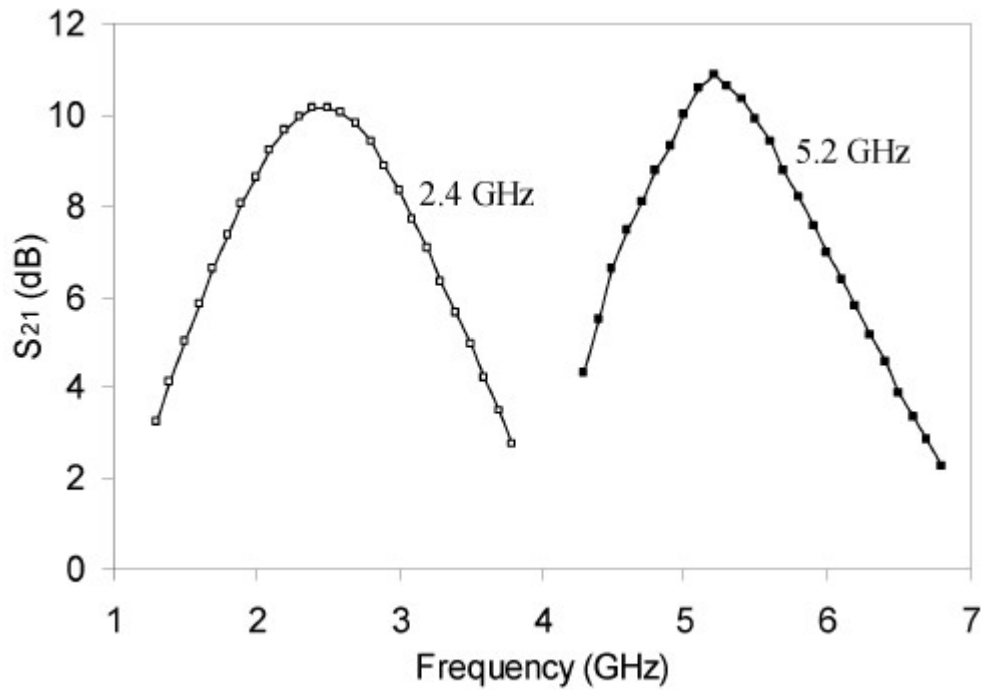


Fig.1.5 Parametro S_{21} del amplificador de conmutacion.

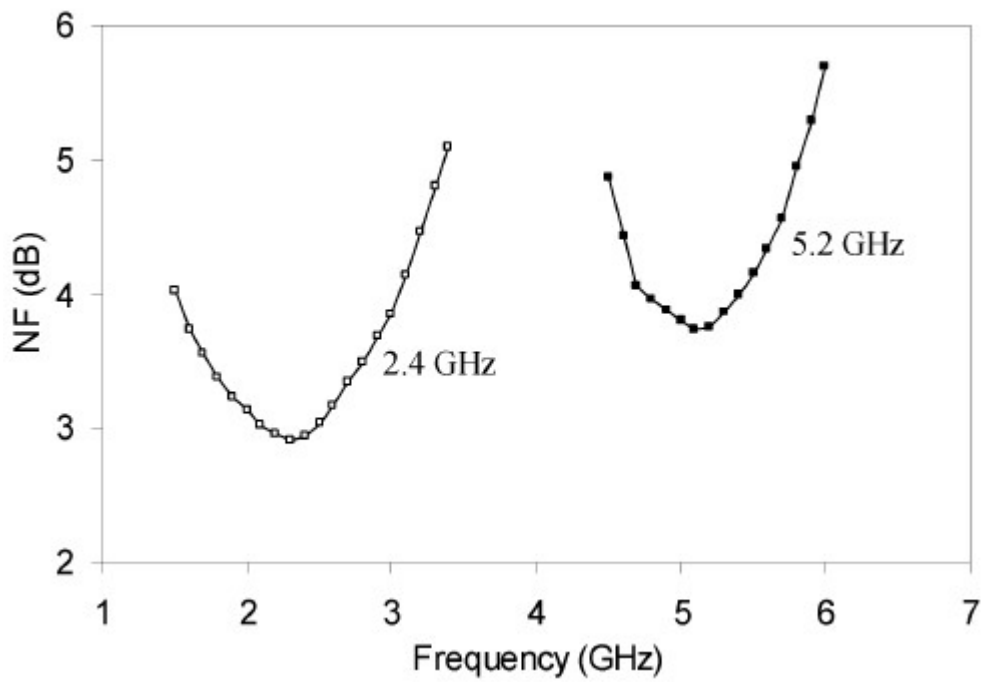


Fig.1.6 Figura de ruido del amplificador de conmutación.

1.2.2 Una Técnica de Diseño para un Amplificador de Potencia Sintonizado para Bandas Concurrentes Armónicas.

Es presentada una técnica para el diseño de un amplificador de potencia sintonizado para bandas concurrentes [6]. El enfoque propuesto se basa en una metodología desarrollada para diseñar redes pasivas de acoplamiento de multi bandas, lo que permite la operatividad concurrente. El amplificador construido opera a las frecuencias de 2.45 GHz y 3.3 GHz. En la fig.1.7 se muestra el diagrama de la red propuesta, mientras que en la fig.1.8 se muestra al amplificador en su forma física. En la fig.1.9 son mostrados los parámetros S_{11} y S_{21} del amplificador.

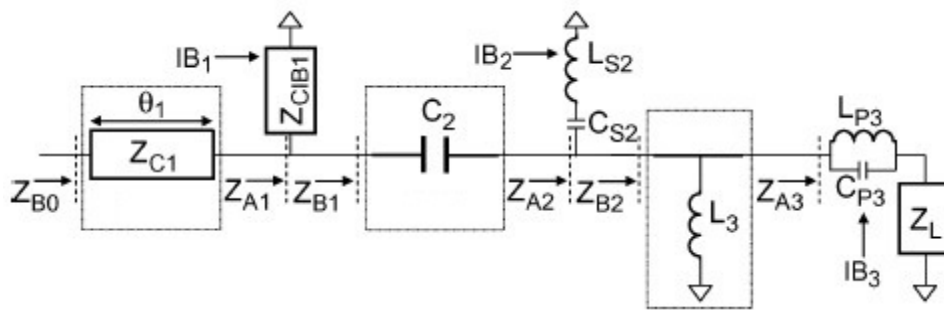


Fig.1.7 Diagrama de la red de entrada del amplificador sintonizado.

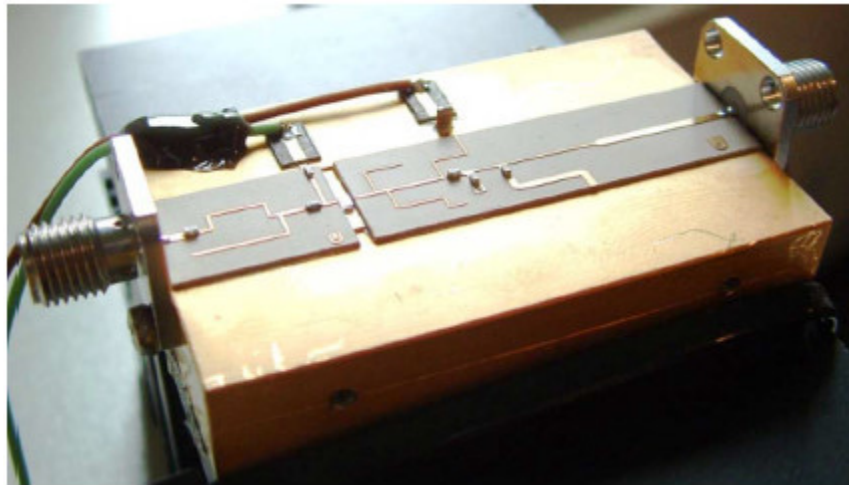


Fig.1.8 Amplificador de potencia sintonizado.

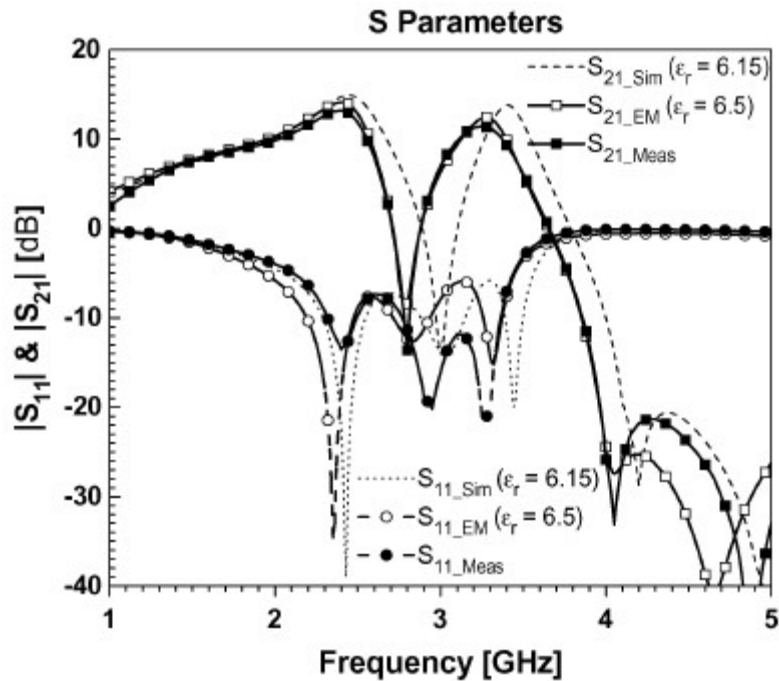


Fig.1.9 Parámetros S_{11} y S_{21} del amplificador sintonizado.

1.3 Objetivo de la Tesis.

El objetivo de este trabajo es el diseño de un amplificador de bajo ruido con bandas concurrentes. No es requisito que las bandas de concurrencia deban ser armónicas.

El primer objetivo específico es la construcción de una herramienta de calibración para la caracterización de los transistores de microondas, la herramienta de calibración es realizada a través de un software y un kit de estándares de líneas de transmisión.

El segundo objetivo específico es la realización de un programa de sintonización de impedancias para las redes de entrada y salida de un amplificador de bajo ruido con bandas concurrentes, las frecuencias de concurrencia serán elegidas por el usuario.

1.4 Organización de la Tesis.

El presente trabajo de tesis se organiza de la siguiente manera:

En el capítulo 1, se presenta la introducción del presente documento, antecedentes, justificación y la descripción de su organización.

En el capítulo 2, se presentan los conceptos más importantes dentro de su marco teórico, así como breves explicaciones de cada uno para la plena comprensión de este trabajo, además se extiende a los fundamentos teóricos y matemáticos en la soluciones de problemas que ya han sido bien estudiados.

En el capítulo 3, se describen los principales documentos que fueron referencias para la realización de este trabajo de tesis y se describe su interacción en este estudio, también es descrito el manejo de la sintonización inteligente y su comportamiento.

En el capítulo 4, se presentan los resultados de las simulaciones generadas en el software realizado, tomando de base los resultados de las simulaciones en AWR.

En el capítulo 5, se presentan las conclusiones de la tesis y la propuesta de trabajo futuro o temas de interés.

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1 Representación de Redes de Dos Puertos.

Para caracterizar las redes de dos puertos su función de transferencia y las impedancias deben ser obtenidas. A bajas frecuencias, los parámetros z , y , h , o $ABCD$ son ejemplos de funciones de redes que se utilizan en la descripción de las redes de dos puertos. Estos parámetros no pueden ser medidos con precisión en altas frecuencias, debido a que las pruebas de un circuito en corto y en abierto que se requieren son difíciles de realizar en un ancho de banda de microondas [7].

Un conjunto de parámetros que es muy útil para el análisis de microondas son los parámetros de dispersión (parámetros S). Estos parámetros se definen en términos de ondas viajeras y caracterizan completamente el comportamiento de redes de dos puertos. En la década de 1970 la popularidad de los parámetros de dispersión se incrementó debido a la aparición de nuevos analizadores de redes, los cuales desempeñaba mediciones de los parámetros de dispersión con gran facilidad. Los parámetros de dispersión son fáciles de usar en el análisis y la teoría de diagramas de flujo es directamente aplicable. Aunque el uso principal de los parámetros de dispersión en el área de microondas se encuentra en la caracterización de redes de dos puertos, también pueden ser utilizados en la caracterización de las redes de n puertos [7].

2.2 Conceptos de líneas de transmisión.

En este documento se le nombrará línea a cualquier tipo de línea de transmisión. La línea de dos hilos, coaxial y de microcinta son mostradas en la fig.2.1. La línea de microcinta es la más adecuada para la construcción de amplificadores de microondas. La teoría del funcionamiento de estas líneas se puede explicar utilizando un modelo de circuito distribuido. Un modelo de este tipo proporciona resultados

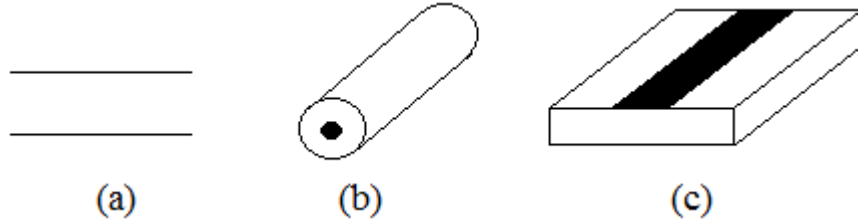


Fig.2.1 líneas de transmisión típicas:(a) Línea de transmisión de dos hilos; (b) línea de transmisión coaxial; (c) línea de transmisión de microcinta.

prácticos para el voltaje y la corriente a lo largo de las líneas sin tener que recurrir a las ecuaciones de Maxwell [7].

Un modelo eléctrico de una línea se muestra en Fig.2.2a. Visto como una red de dos puertos, la línea recibe alimentación de la fuente en el puerto de entrada (extremo de la fuente) y entrega potencia a la carga en el puerto de salida (extremo de carga). La longitud L de la línea se divide en muchas secciones idénticas Δx [7].

Cada sección Δx se modela por una resistencia R por unidad de longitud ($R = \Omega/m$), una inductancia L por unidad de longitud ($L = H/m$), una capacitancia C por unidad de longitud ($C = F/m$) y una conductancia G por unidad de longitud ($G = S/m$). Estos parámetros son considerados constantes a lo largo de la línea uniforme [7].

La Fig.2.2b muestra una sección Δx de la línea, el voltaje y las corrientes en los puertos de entrada y salida de la sección Δx de línea. Se observan que los voltajes y corrientes a lo largo de la línea son funciones de la posición y el tiempo. En la entrada de la sección Δx el voltaje y la corriente son $v(x, t)$ y $i(x, t)$, mientras que en la salida el voltaje y la corriente son $v(x + \Delta x, t)$ y $i(x + \Delta x, t)$.

La aplicación de la ley de voltaje de Kirchhoff al modelo presentado en la Fig.2.2b resulta:

$$v(x, t) - v(x + \Delta x, t) = R\Delta x i(x, t) + L\Delta x \left(\frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \right)$$

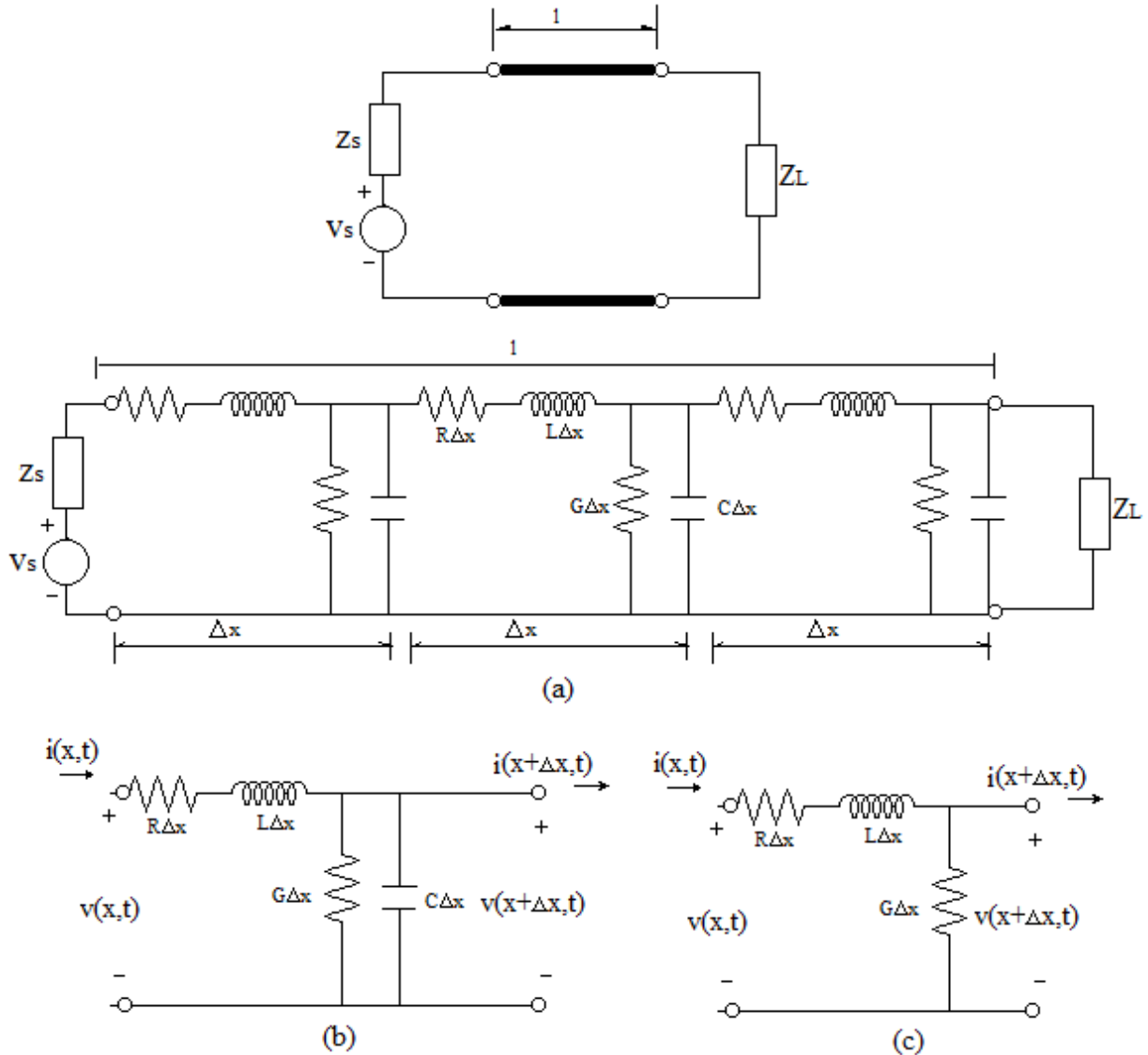


Fig.2.2. Modelos de líneas de transmisión:(a) Un modelo de circuito distribuido para una línea de transmisión; (b) una sección Δx de la líneas de transmisión; (c) una sección Δx de la líneas de transmisión sin pérdidas.

Dividiendo por Δx se escribe

$$\frac{v(x, t) - v(x + \Delta x, t)}{\Delta x} = -Ri(x, t) - L \left(\frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \right)$$

Como Δx se aproxima a cero, el lado izquierdo se reconoce como la derivada parcial de $v(x, t)$ con respecto a x . Por lo tanto, tomando el límite cuando $\Delta x \rightarrow 0$ obteniendo:

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \left(\frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \right) \quad (2.1)$$

Similarmente, se aplica la ley para corriente de Kirchhoff al modelo de la Fig.2.2b resultando

$$i(x, t) - i(x + \Delta x, t) = G\Delta x v(x + \Delta x, t) + C\Delta x \left(\frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t} \right)$$

Dividiendo entre Δx y se toma el límite de $\Delta x \rightarrow 0$ resulta en

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \left(\frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \right) \quad (2.2)$$

Las ecuaciones diferenciales parciales (2.1) y (2.2) describen los voltajes y las corrientes a lo largo de las líneas. En un caso particular en la electrónica de microondas es la *línea de transmisión sin pérdidas*, es decir, una línea en donde R y G son insignificantes, o simplemente $R = G = 0$. Una sección Δx en una línea sin pérdidas se muestra en la Fig.2.2c.

En la línea sin pérdidas, $R = G = 0$ y las ecuaciones (2.1) y (2.2) se reducen a:

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -L \left(\frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \right) \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -C \left(\frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \right) \quad (2.4)$$

El interés está en la solución de (2.3) y (2.4) para una excitación sinusoidal de la línea. El Análisis fasorial se utilizará para obtener la solución de estado estable para $v(x, t)$ y $i(x, t)$. Para una excitación sinusoidal los estados estables de voltajes y corrientes a lo largo de la línea también son funciones sinusoidales del tiempo cuya dependencia de la posición y el tiempo se puede expresar en la forma general:

$$v(x, t) = f(x) \cos(\omega t + \varphi(x)) \quad (2.5)$$

Y

$$i(x, t) = g(x) \cos(\omega t + \eta(x)) \quad (2.6)$$

Donde $f(x)$ y $g(x)$ son la función real de la posición y en la que $\varphi(x)$ y $\eta(x)$ describen la dependencia posicional de la fase.

Utilizando la fórmula de Euler, es decir,

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

Donde $\cos \theta$ es la parte real de $e^{j\theta}$ y $\sin \theta$ es la parte imaginaria de $e^{j\theta}$ y puede ser expresada en la forma:

$$v(x, t) = f(x) \cos(\omega t + \varphi(x)) = f(x) \operatorname{Re}[e^{j(\omega t + \varphi(x))}] = \operatorname{Re}[f(x)e^{j(\varphi(x))}e^{j(\omega t)}] \quad (2.7)$$

Y

$$i(x, t) = g(x) \cos(\omega t + \eta(x)) = g(x) \operatorname{Re}[e^{j(\omega t + \eta(x))}] = \operatorname{Re}[g(x)e^{j(\eta(x))}e^{j(\omega t)}] \quad (2.8)$$

En las ecuaciones (2.7) y (2.8) pueden definir las cantidades fasoriales.

$$V(x) = f(x)e^{j\varphi(x)}$$

y

$$I(x) = g(x)e^{j\eta(x)}$$

Reescribiendo a las ecuaciones (2.7) y (2.8).

$$v(x, t) = \operatorname{Re}[V(x)e^{j\omega(x)}] \quad (2.9)$$

Y

$$i(x, t) = \operatorname{Re}[I(x)e^{j\omega(x)}] \quad (2.10)$$

Los fasores $V(x)$ y $I(x)$ son funciones complejas de posición y expresan las variaciones de voltaje y corriente en función de la posición a lo largo de la línea.

Substituyendo en la ecuación (2.9) y (2.10):

$$\frac{\partial}{\partial x} \operatorname{Re}[V(x)e^{j\omega(x)}] = -L \frac{\partial}{\partial x} \operatorname{Re}[I(x)e^{j\omega(x)}] \quad (2.11)$$

Ya que el operador Re conmuta con los operadores $\partial/\partial x$ y $\partial/\partial t$, podemos escribir (2.11) en la forma:

$$\operatorname{Re} \left[\frac{\partial V(x)}{\partial x} e^{j\omega(x)} \right] = -L \operatorname{Re} \left[I(x) \frac{\partial e^{j\omega(x)}}{\partial x} \right] = -L \frac{\partial}{\partial x} \operatorname{Re}[I(x)j\omega e^{j\omega(x)}] \quad (2.12)$$

Observando a $V(x)$ es solo una función de posición, resulta:

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = \frac{dV(x)}{dx}$$

Entonces (2.12) puede ser escrita como:

$$Re \left[\left(\frac{dV(x)}{dx} + j\omega LI(x) \right) e^{j\omega(x)} \right] = 0 \quad (2.13)$$

La ecuación (2.13) debe ser satisfecha para todos los valores de t . Por lo tanto, el término entre paréntesis debe ser cero, es decir,

$$\frac{dV(x)}{dx} = -j\omega LI(x) \quad (2.14)$$

En realidad, este último paso podría no ser tan obvio, se puede comprobar observando que para $\omega t = 0$, $e^{j0} = 1$, y (1.3.13) resulta:

$$Re \left[\frac{dV(x)}{dx} + j\omega LI(x) \right] = 0 \quad (2.15)$$

Y para $\omega t = \pi/2$, $e^{j\frac{\pi}{2}} = j$, and (1.3.13) resulta:

$$Re \left[\left(\frac{dV(x)}{dx} + j\omega LI(x) \right) j \right] = 0$$

$$Im \left[\frac{dV(x)}{dx} + j\omega LI(x) \right] = 0 \quad (2.16)$$

Las ecuaciones (2.15) y (2.16) muestran que tanto las partes real e imaginaria de $(dV(x)/dx) + j\omega LI(x)$ debe ser cero. Por lo tanto, (2.14) es verificada.

Comparando las ecuaciones (2.3) y (2.14), se muestra que en la ecuación (2.14) es resultado por simple sustitución de la $\partial/\partial t$ por $j\omega$, del voltaje $v(x, t)$ y la corriente $i(x, t)$ por los fasores $V(x)$ y $I(x)$ de la ecuación (2.3). El uso de los fasores permite cambiar la ecuación diferencial parcial (2.3) en la ecuación diferencial ordinaria (2.14).

De manera similar, sustituyendo (2.9) y (2.10) en (2.4) resulta en la siguiente ecuación fasor:

$$\frac{dI(x)}{dx} = -j\omega CV(x) \quad (2.17)$$

Las ecuaciones (2.14) y (2.17) son las ecuaciones diferenciales satisfechas por el fasor $V(x)$ y $I(x)$ a lo largo de una línea sin pérdidas. Estas ecuaciones se pueden resolver para $V(x)$ y $I(x)$ como sigue. Diferenciando (2.14) con respecto a x resulta:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -j\omega L \frac{dI(x)}{dx} \quad (2.18)$$

Sustituyendo (2.17) en (2.18) corresponde a:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -j\omega L(-j\omega C)V(x) = \omega^2 LCV(x)$$

O

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = \beta^2 V(x) = 0 \quad (2.19)$$

Donde

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.20)$$

El parámetro β se conoce como la constante de propagación. La solución general de la ecuación de segundo orden diferencial en (2.19) es:

$$V(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \quad (2.21)$$

Donde las constantes A y B son, en general, constantes complejas. Estas pueden ser evaluadas utilizando las condiciones de frontera en los puertos de entrada y salida de la línea de transmisión.

La solución general $I(x)$ se puede obtener a partir de (2.14) y (2.21), es decir:

$$I(x) = \frac{-1}{j\omega L} \frac{dV(x)}{dx} = \frac{-1}{j\omega L} \frac{d}{dx} [Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x}]$$

$$I(x) = \frac{\beta}{\omega L} [Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x}] \quad (2.22)$$

Después de un análisis diferencial, se divide la ecuación (2.21) entre (2.22) y se obtiene la impedancia característica de una línea (Z_0).

$$Z_0 = \frac{\omega L}{\beta} = \frac{\omega L}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{\sqrt{L}}{C} \quad (2.23)$$

También se obtiene que:

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{B}{Z_0} e^{j\beta x} \quad (2.24)$$

$$v(x, t) = \text{Re}[V(x)e^{j\omega t}] = \text{Re}[Ae^{-j(\beta x - \omega t)} + Be^{j(\beta x + \omega t)}] \quad (2.25)$$

$$i(x, t) = \text{Re}[I(x)e^{j\omega t}] = \text{Re}\left[\frac{A}{Z_0} e^{-j(\beta x - \omega t)} - \frac{B}{Z_0} e^{j(\beta x + \omega t)}\right] \quad (2.26)$$

Si A y B son reales pueden ser reescritas de la siguiente forma:

$$v(x, t) = \frac{A}{Z_0} \cos(\omega t - \beta x) + \frac{B}{Z_0} \cos(\omega t + \beta x) \quad (2.27)$$

y

$$i(x, t) = \frac{A}{Z_0} \cos(\omega t - \beta x) - \frac{B}{Z_0} \cos(\omega t + \beta x) \quad (2.28)$$

Las funciones $A \cos(\omega t - \beta x)$ y $B \cos(\omega t - \beta x)$ se conocen como funciones de onda. Examinando las características de las ondas de estas funciones, supongamos que $v_1(x, t) = A \cos(\omega t - \beta x)$. La función $v_1(x, t)$ puede ser analizada proponiendo un valor de x y observar su comportamiento como una función del tiempo, haciendo a $x = 0$ entonces $v_1(0, t) = A \cos(\omega t - \beta x)$ como se muestra en la gráfica en la fig.2.3a. La función $v_1(0, t)$ varía sinusoidalmente a medida que aumenta el tiempo. El intervalo de tiempo entre dos valores iguales consecutivos de la señal periódica se define como el período T , como se ilustra en la fig.2.3a. Por lo tanto, en la fig.2.3a el periodo T viene dada por:

$$\omega t|_{t=T} = 2\pi$$

Despejando a T :

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f}$$

Se examina el comportamiento de $v_1(x, t)$ como una función de la posición (x) y se evalúa $t = 0$. En la figura 2.3b se ilustra a $v_1(x, t) = A \cos(\beta x)$, la distancia entre dos valores iguales consecutivos de la señal se define como la longitud de onda. Por lo tanto, la longitud de onda está dando por:

$$\beta x|_{x=\lambda} = 2\pi$$

Despejando a λ :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.29)$$

Si se observan los dos valores de $v_1(x, t)$ como una función del tiempo se puede calcular la velocidad de propagación de la onda. Por ejemplo, en los tiempos t_1 y t_2 (donde $t_2 > T_1$) se obtiene:

$$v_1(x, t_1) = A \cos(\beta x - \omega t_1)$$

y

$$v_1(x, t_2) = A \cos(\beta x - \omega t_2)$$

En la fig. 2.3c se muestra una gráfica de $v_1(x, t_1)$ y $v_1(x, t_2)$. Un punto de la fase constante a en $t = t_1$ y $t = t_2$ se muestra en la figura 2.3. Debido a que el punto a de la fase de $v_1(x_1, t_1)$ es idéntico al punto a de la fase de $v_1(x_2, t_2)$, se puede reescribir de la forma:

$$v_1(x_1, T_1) = v_1(x_2, T_2)$$

o

$$\cos(\beta x_1 - \omega t_1) = \cos(\beta x_2 - \omega t_2)$$

Por lo tanto

$$\beta x_1 - \omega t_1 = \beta x_2 - \omega t_2$$

o bien:

$$\frac{x_2 - x_1}{t_2 - t_1} = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.30)$$

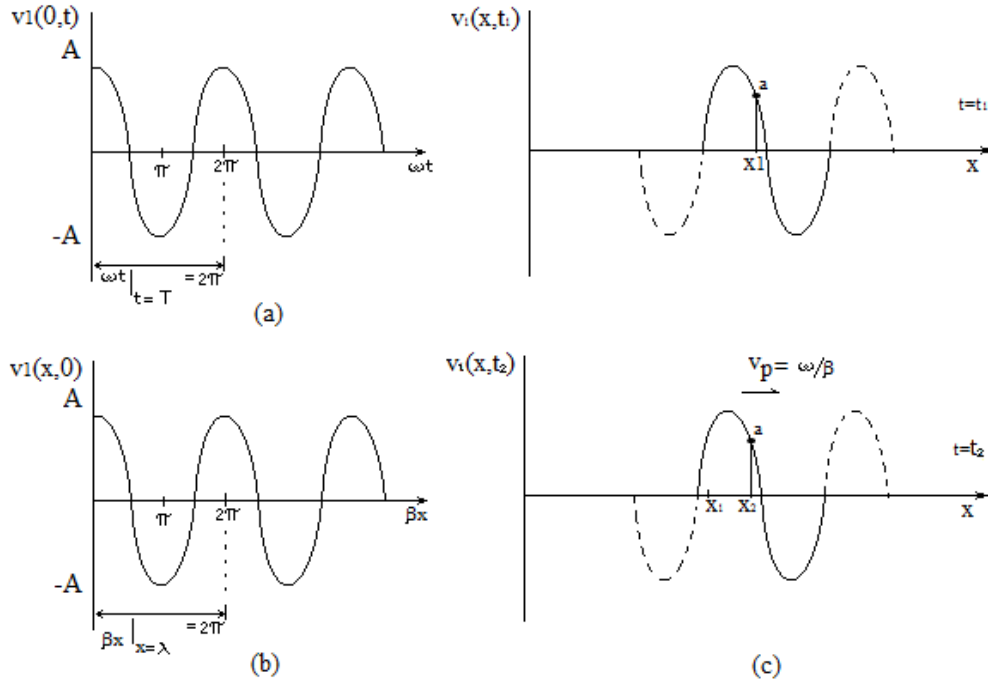


Fig.2.3 fases de los voltajes:(a) grafica de $v_1(0, t) = A \cos(\omega t)$; (b) grafica de $v_1(x, 0) = A \cos(\omega t)$; (c) cálculo de la velocidad de fase.

La cantidad a la izquierda es reconocida como la velocidad de propagación del punto a , conocido como la velocidad de fase V_p . Es decir:

$$V_p = \frac{x_2 - x_1}{t_2 - t_1} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\beta\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.31)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{V_p}{f} = V_p T$$

En otras palabras, la longitud de onda es la distancia viajada por la onda en un intervalo de tiempo igual a un periodo.

Además, de (2.30) debido a que $t_2 > t_1$ y ω/β es una cantidad positiva, se deduce que $x_2 - x_1$ debe ser positivo o $x_2 > x_1$. Esto muestra que el punto de fase constante se está moviendo hacia la derecha en la figura.2.3c, en otras palabras, la función $A \cos(\omega t - \beta x)$ representa una onda en movimiento a una velocidad V_p hacia la carga. Esta onda se denomina una onda de salida cuando se ve desde la fuente, o una onda incidente cuando se ve desde la carga.

El análisis de $B \cos(\omega t + \beta x)$ mostrará que esta función representa una onda en movimiento a una velocidad V_p hacia la izquierda. Esta onda se denomina una onda incidente cuando se ve desde la fuente, o una onda reflejada cuando se ve desde la carga. Debido a que la onda $A \cos(\omega t - \beta x)$ se asocia con el fasor $Ae^{-j\beta x}$ y $B \cos(\omega t + \beta x)$ con $Be^{j\beta x}$, se refiere al fasor $Ae^{-j\beta x}$ como la onda incidente y $Be^{j\beta x}$ como la onda reflejada. La cantidad βx se conoce como la longitud eléctrica de la línea, en general, el voltaje y la corriente en una línea se componen de una onda incidente y una onda reflejada. Una línea de impedancia característica Z_0 , longitud l y terminada en un Z_L de carga se muestra en la Fig.2.4a. El extremo de la fuente se encuentra en $x = 0$ y el extremo Z_L carga en $x = l$. Las ondas incidentes y reflejadas se muestran también donde se utiliza el símbolo de la flecha ondulada para denotar una onda.

Es conveniente en algunos problemas de línea para mostrar el extremo de carga a una distancia cero y el extremo de la fuente a una distancia l de la carga. Dejando $x = l - d$ en (2.21) y (2.24) se puede escribir:

$$V(d) = A_1 e^{j\beta d} + B_1 e^{-j\beta d} \quad (2.32)$$

y

$$I(d) = \frac{A_1}{Z_0} e^{j\beta d} - \frac{B_1}{Z_0} e^{-j\beta d} \quad (2.33)$$

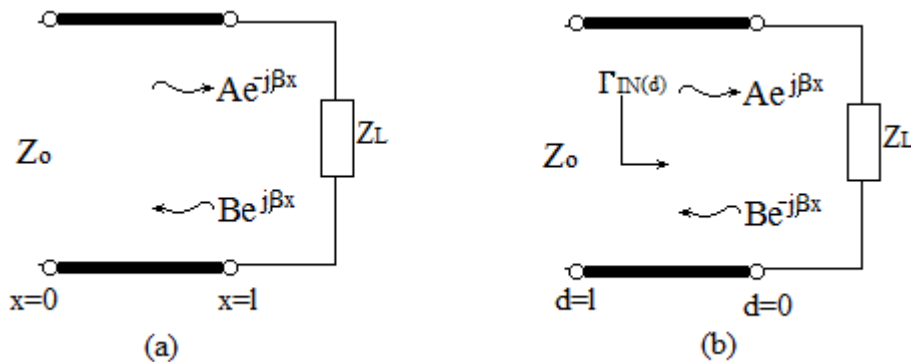


Fig.2.4.carga al final de una línea de transmisión: (a) línea de transmisión con la fuente terminada en $x = 0$ y la carga terminada en $x = l$; (b) línea de transmisión con carga terminada en $d = 0$ y la fuente terminada en $d = l$.

Donde $A_1 = A_1 e^{j\beta d}$ y $B_1 = B_1 e^{-j\beta d}$. El cambio $x = l - d$ (tal que $d = l - x$) es hecho en algunos problemas de líneas con el fin de medir las distancias positivas de manera que se van moviendo desde la carga hacia la fuente.

El coeficiente de reflexión es definido como la relación de la onda incidente con la onda reflejada a lo largo de la línea de transmisión. En la Fig.2.4b el coeficiente de reflexión en cualquier posición d , es descrito por $\Gamma_{IN}(d)$, es:

$$\Gamma_{IN}(d) = \frac{B_1 e^{-j\beta d}}{A_1 e^{j\beta d}} = \frac{B_1}{A_1} e^{-2j\beta d} \quad (2.34)$$

El coeficiente de reflexión de la carga, es descrito por Γ_0 , es el valor de $\Gamma_{IN}(d)$ en $d = 0$. Por lo que:

$$\Gamma_0 = \Gamma_{IN}(0) = \frac{B_1}{A_1}$$

Por lo tanto, (2.34) puede ser expresado de la forma:

$$\Gamma_{IN}(d) = \Gamma_0 e^{-2j\beta d} \quad (2.35)$$

También, las ecuaciones (2.32) y (2.33) pueden ser expresadas como:

$$V(d) = A_1 (e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-j\beta d}) = A_1 e^{j\beta d} (1 + \Gamma_0 e^{-2j\beta d}) \quad (2.36)$$

y

$$I(d) = \frac{A_1}{Z_0} (e^{j\beta d} - \Gamma_0 e^{-j\beta d}) = \frac{A_1}{Z_0} e^{j\beta d} (1 - \Gamma_0 e^{-2j\beta d}) \quad (2.37)$$

Se obtiene el valor de la constante compleja A_1 al utilizar un valor conocido de $V(d)$. Por supuesto, el valor de $V(d)$ a $d = l$ depende de la amplitud fuente y la impedancia de fase y fuente conectada a la línea a $d = l$. El complejo Γ_0 constante simplemente se evalúa en términos de Z_L y Z_0 .

Haciendo referencia a la figura 2.5, La impedancia de entrada de la línea en cualquier posición d se define como:

$$Z_{IN}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-j\beta d}}{e^{j\beta d} - \Gamma_0 e^{-j\beta d}} \quad (2.38)$$

La constante Γ_0 se puede evaluar usando la condición de frontera en la carga, es decir, que el valor de la impedancia de entrada en $d = 0$ debe ser igual a Z_L , es decir:

$$Z_{IN}(0) = Z_L$$

entonces

$$Z_{IN}(0) = Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

O bien

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.39)$$

Viendo la ecuación como un concepto más general para nuestros fines de referencia, se tiene que:

$$\begin{aligned} Z_{IN}(d) &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta d} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta d}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta d} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta d}} \\ Z_{IN}(d) &= Z_0 \frac{Z_L \cos\beta d + jZ_0 \sin\beta d}{Z_0 \cos\beta d + jZ_L \sin\beta d} \\ Z_{IN}(d) &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan\beta d}{Z_0 + jZ_L \tan\beta d} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Agregando además la definición matemática de relación de voltajes de onda estacionaria (voltaje standing-wave ratio, VSWR):

$$VSWR = \frac{|V(d)|_{max}}{|V(d)|_{min}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \quad (2.41)$$

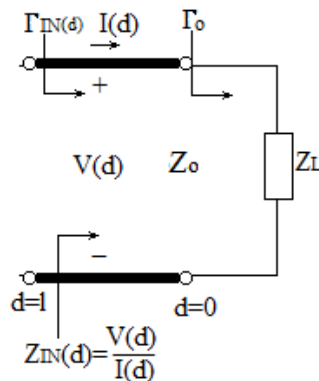


Fig.2.5 impedancia de entrada de la línea de transmisión en cualquier posición d .

2.3 Parámetros de Dispersión (S).

Introduciendo la notación, donde $V^+(x)$ es una onda incidente de voltaje (de la fuente hacia carga) representada por la magnitud A y su fasor $e^{-j\beta x}$, y a $V^-(x)$ es una onda reflejada de voltaje (de la carga hacia fuente) descrita por la magnitud B y su fasor $e^{j\beta x}$:

$$V^+(x) = Ae^{-j\beta x}$$

y

$$V^-(x) = Be^{j\beta x}$$

De manera que se reescribirán las ecuaciones (2.21) y (2.24) en la forma:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (2.42)$$

y

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (2.43)$$

También, el coeficiente de reflexión entre el incidente y la onda reflejada se puede escribir como:

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (2.44)$$

La introducción de la notación normalizada:

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}}$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x)$$

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

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

Escribiendo (2.42), (2.43) y (2.44) en la forma:

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (2.45)$$

$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (2.46)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (2.47)$$

De las ecuaciones (2.45) y (2.46) la onda incidente normalizada $a(x)$ y la onda reflejada normalizada $b(x)$ en términos de $V(x)$ y $I(x)$ son:

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)] \quad (2.48)$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)] \quad (2.49)$$

Si en lugar de una línea de un puerto se tiene una red de dos puertos como se muestra en la Fig.2.6 con la onda incidente $a_1(l_1)$ y la onda reflejada $b_1(l_1)$ en el puerto 1 (el cual está localizado en $x_1 = l_1$), y la onda incidente $a_2(l_2)$ y la onda reflejada $b_2(l_2)$ en el puerto 2 (que se encuentra en $x_2 = l_2$), haciendo generalizaciones de la ecuación (2.47) y se escribe:

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2)$$

Y

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2)$$

O en la forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Observar que $a_1(l_1)$, $a_2(l_2)$, $b_1(l_1)$ y $b_2(l_2)$ son los valores si las ondas incidentes y reflejadas en los lugares específicamente denotados como puerto 1 y puerto 2 en la Fig. 2.6. Los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} , y S_{22} que representan reflexión y coeficientes transmisión, se denominan los parámetros de dispersión (s parámetros) de la red de dos puertos, medida en el puerto 1 y puerto 2 de la matriz

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

La ecuación anterior es nombrada matriz de dispersión. El término $S_{11}a_1(l_1)$ representa la contribución a la onda reflejada $b_1(l_1)$ debido a la onda incidente $a_1(l_1)$ en el puerto 1. Del mismo modo, $S_{12}a_2(l_2)$ representa la contribución a la onda reflejada $b_1(l_1)$ debido a la onda incidente $a_2(l_2)$ en el puerto 2, y así sucesivamente.

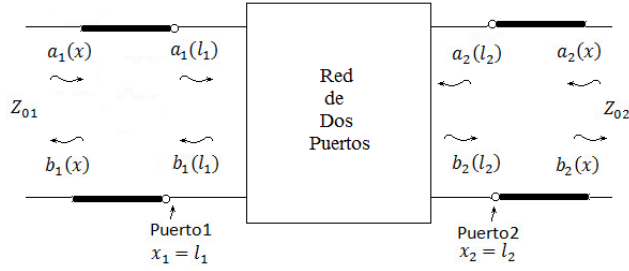


Fig.2.6 Ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos.

Los parámetros S son utilizados para representar los coeficientes reflexión y los coeficientes de transmisión. A partir de la ecuación (2.50), los parámetros S medidos en los lugares específicos muestran como el puerto 1 y puerto 2 en la Fig. 2.6 se definen como:

$S_{11} = \left. \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \right _{a_2(l_2)=0}$	Coeficiente de reflexión de entrada con la salida terminada Z_0 .
$S_{21} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \right _{a_2(l_2)=0}$	Coeficiente de transmisión hacia adelante con la salida terminada Z_0 .
$S_{22} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \right _{a_1(l_1)=0}$	Coeficiente de reflexión de salida con la entrada terminada Z_0 .
$S_{12} = \left. \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \right _{a_1(l_1)=0}$	Coeficiente de transmisión en reversa con la entrada terminada Z_0 .

Si la red de dos puertos en la fig.2.6 representa un transistor, el transistor debe estar polarizado correctamente. Por lo tanto, los parámetros S del transistor se miden en un punto Q dado, en condiciones de pequeña señal. Además, los parámetros S varían con la frecuencia. La ventaja de utilizar parámetros S se desprende de sus definiciones, se miden utilizando una impedancia debidamente acoplada (Z_0). Por ejemplo, para medir S_{11} se mide la relación de $b_1(l_1)/a_1(l_1)$ en el puerto de entrada con el puerto correctamente terminado, es decir, con $a_2(l_2) = 0$. El puerto de salida es terminado con una impedancia igual a la impedancia característica de la línea que produce $a_2(l_2) = 0$, por lo que una onda incidente será absorbida totalmente por la carga y ninguna energía será devuelta al puerto de salida. Esta situación se muestra en la fig. 2.7, donde $a_2(l_2) = 0$ para $Z_2 = Z_{02}$.

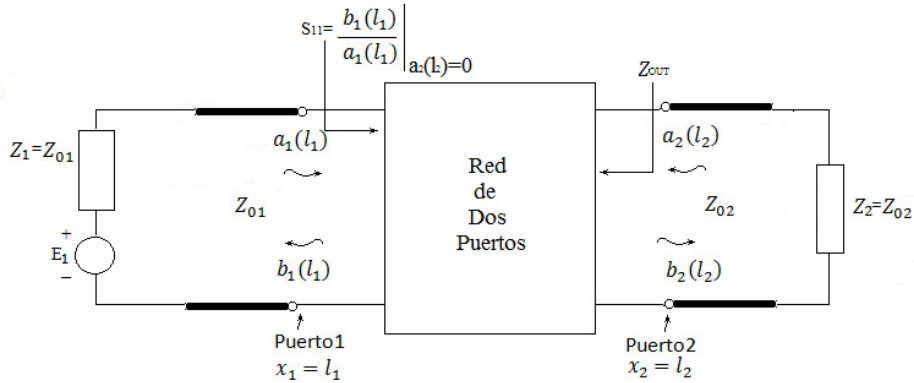


Fig. 2.7 Procedimiento para medir S_{11} .

Se observa que la impedancia Z_{OUT} de salida de la red no tiene estar acoplada a Z_{02} . De hecho, es poco común que $Z_{OUT} = Z_{02}$, pero con $Z_2 = Z_{02}$ la condición $a_2(l_2) = 0$ es satisfecha. Consideraciones similares se aplican a las mediciones en el puerto de entrada. Además, las impedancias características de las líneas son generalmente idénticos, con 50Ω siendo el valor estándar.

Usando las terminaciones resistivas acopladas para medir los parámetros S de un transistor tiene la ventaja de que el transistor no oscila. Por el contrario, si se fuera a utilizar una prueba de un circuito en corto o en abierto, el transistor podría volverse inestable.

2.4 Ruido en Redes de Dos Puertos.

Cuando en un amplificador de microondas no hay señal de entrada es posible medir una pequeña señal de salida en él. Esta pequeña potencia de salida es llamada potencia de ruido. En la fig.2.8 se muestra el modelo de un amplificador de microondas con ruido. La potencia de entrada de ruido puede ser modelada por una resistencia de fuente que produce ruido térmico o ruido Johnson. Este ruido es producido por las fluctuaciones aleatorias de electrones debido a la agitación térmica. El valor eficaz del voltaje de ruido ($V_{n,rms}$) producido por la resistencia de ruido R sobre un rango de frecuencia $f_H - f_L$ está dada por:

$$V_{n,rms} = \sqrt{4kTBR} \quad (2.51)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura de ruido del resistor, y B es el ancho de banda de ruido. La ecuación (2.51) muestra que la potencia de ruido térmico depende del ancho de banda y no en una frecuencia central determinada dado, una distribución de ruido de este tipo se denomina ruido blanco.

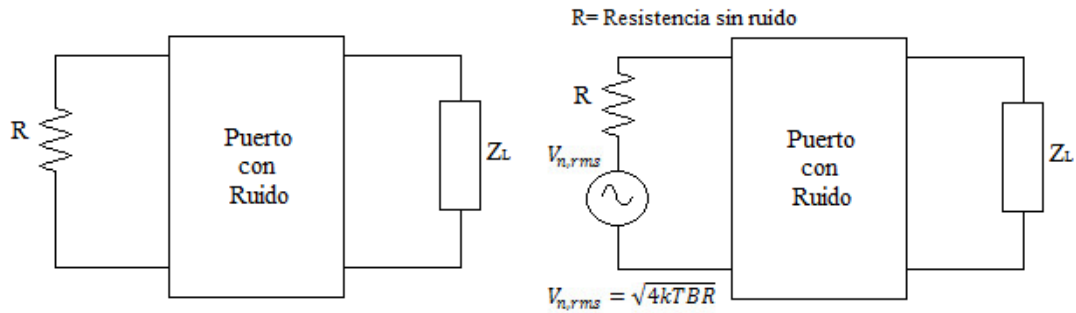


Fig.2.8 Modelo de amplificador de microondas con ruido.

La potencia de ruido disponible de R es:

$$P_N = \frac{V_{n,rms}^2}{4R} = k T B \quad (2.52)$$

La figura de ruido (F) describe cuantitativamente el desempeño del amplificador de microondas con ruido. La figura de ruido de un amplificador de microondas se define como la relación de la potencia de ruido total disponible en la salida del amplificador debido al ruido térmico procedente de la resistencia térmica R , donde R es obtenida a la temperatura estándar $T = T_0 = 290^\circ K$. La figura de ruido se puede expresar en la forma:

$$F = \frac{P_{No}}{P_{Ni} G_A} \quad (2.53)$$

Donde P_{So} es la potencia de ruido total disponible en la salida del amplificador, $P_{Ni} = k T_0 B$ es la potencia de ruido disponible debido a R en $T = T_0 = 290^\circ K$ en un ancho de banda B y G_A es la ganancia de potencia disponible. Donde G_A puede ser expresada en la forma:

$$G_A = \frac{P_{So}}{P_{Si}}$$

Donde P_{S0} es la potencia disponible de la señal en la salida y P_{Si} es la potencia disponible de la señal en la entrada, la figura de ruido puede ser descrita de la siguiente forma:

$$F = \frac{P_{Si}/P_{Ni}}{P_{So}/P_{No}}$$

En la fig.2.8 se muestra un modelo para el cálculo de la figura de ruido de un amplificador de dos etapas, P_{Ni} es la potencia de ruido de entrada disponible, G_{A1} y G_{A2} son las ganancias de potencia disponible de cada etapa, P_{n1} y P_{n2} representa la potencia de ruido

que aparece en la salida del amplificador 1 y 2 respectivamente, debido al ruido interno del amplificador.

La potencia disponible total de ruido en la salida (P_{No}) es dada por:

$$P_{No} = G_{A2}(G_{A1}P_{Ni} + P_{N1}) + P_{N2}$$

$$F = \frac{P_{No}}{P_{Ni}G_{A1}G_{A2}} = 1 + \frac{P_{N1}}{P_{Ni}G_{A1}} + \frac{P_{N2}}{P_{Ni}G_{A1}G_{A2}}$$

o bien:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} \quad (2.54)$$

Donde:

$$F_1 = 1 + \frac{P_{N1}}{P_{Ni}G_{A1}}$$

y

$$F_2 = 1 + \frac{P_{N2}}{P_{Ni}G_{A2}}$$

F_1 y F_2 son reconocidos como las figuras de ruido individuales de las primera y segunda etapa, respectivamente.

La ecuación (2.54) muestra que la figura de ruido de la segunda etapa se reduce en G_{A1} . Por lo tanto, la contribución de ruido de la segunda etapa es pequeña si G_{A1} es grande y puede ser significativo si la G_{A1} ganancia es baja. No siempre es importante minimizar el ruido de la primera etapa si la reducción ganancia es demasiado grande. De hecho, se puede seleccionar una mayor ganancia, aunque F_1 es mayor que el factor de ruido mínimo de la primera etapa, de tal manera que se obtiene un valor bajo de F. En un diseño, se hace por lo general una solución de compromiso entre la ganancia y figura de ruido.

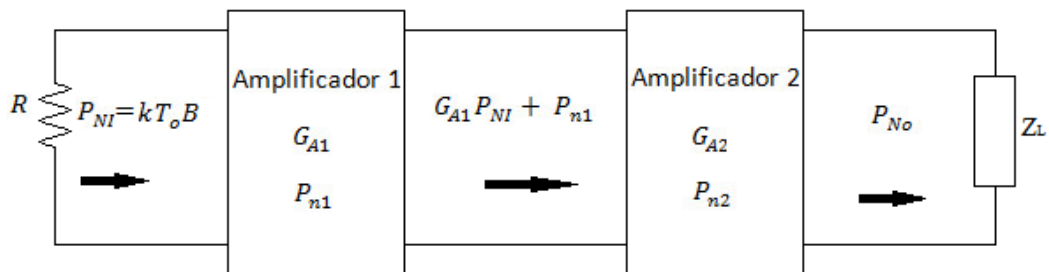


Fig.2.9 Modelo de figura de ruido de un amplificador de dos etapas.

Un cálculo específico se puede hacer con dos amplificadores en cascada para determinar cuál será utilizado para la primera etapa y alcanzar la figura de ruido más baja. Se consideran dos amplificadores con las figuras de ruido F_1 y F_2 , y ganancias G_{A1} y G_{A2} . Si el amplificador 1 está conectado antes de amplificador 2, la figura de ruido total es denotado por:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}}$$

Por otro lado. Si el amplificador 2 es conectado en la entrada primero produciría una figura de ruido total más baja cuando $F_{12} < F_{21}$, o bien

$$F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} < F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_{A2}} \quad (2.55)$$

Manipulando la ecuación (2.55) para la introducción de la cantidad M .

$$(F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} < (F_2 - 1) + \frac{F_1 - 1}{G_{A2}}$$

$$\frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_{A1}}} < \frac{F_2 - 1}{1 - \frac{1}{G_{A2}}} \quad (2.56)$$

Viéndolo de otro modo:

$$M_1 < M_2 \quad (2.57)$$

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G_A}} \quad (2.58)$$

La cantidad M es conocida como un medidor de ruido, en la ecuación (2.57) se explica que colocando el transistor 1 en la primera etapa se logrará tener una baja figura de ruido total. Es decir que mientras menor sea el medidor de ruido (M), el acoplamiento del transistor como primera etapa de una configuración en cascada será mejor. Para el caso de una cadena de amplificadores de n , la figura de ruido total está dada por:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \frac{F_4 - 1}{G_{A1}G_{A2}G_{A3}} + \dots \quad (2.59)$$

$$F = 1 + \frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_{A1}}} = 1 + M_1$$

2.5 Círculos Constantes de Figura de Ruido.

La figura de ruido de un amplificador de dos puertos es dada por

$$F = F_{min} + \frac{\gamma_n}{g_s} |y_s - y_{opt}|^2 \quad (2.60)$$

Donde γ_n es la resistencia normalizada de ruido equivalente de los dos puertos, $y_s = g_s + jb_s$ representa la admitancia normalizada de la fuente, y $y_{opt} = g_{opt} + jb_{opt}$ representa la admitancia normalizada de la fuente la cual resulta en la figura de ruido mínima, llamada F_{min} .

Se expresan y_s y y_{opt} en términos de coeficientes de reflexión Γ_s y Γ_{opt} , es decir:

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (2.61)$$

y

$$y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (2.62)$$

por lo que

$$F = F_{min} + \frac{4\gamma_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (2.63)$$

La ecuación (2.63) depende de F_{min} (figura de ruido mínima), γ_n (resistencia de ruido) y de Γ_{opt} (gama optimo). Estas cantidades se conocen como los parámetros de ruido y están dadas por el fabricante del transistor o pueden determinarse experimentalmente. El valor de F_{min} , que se produce cuando $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$, se puede leer en el medidor de figura de ruido, y el coeficiente de reflexión de la fuente que produce a F_{min} se puede determinar con precisión utilizando un analizador de redes. La resistencia de ruido γ_n puede medirse mediante la lectura de la figura de ruido cuando $\Gamma_s = 0$, llamados $F_{\Gamma_s=0}$. Entonces:

$$r_n = (F_{\Gamma_s=0} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4|\Gamma_{opt}|^2}$$

F_{min} es una función de la corriente del dispositivo en operación y la frecuencia, y hay un valor de Γ_{opt} asociado con cada F_{min} . La ecuación (2.63) se puede utilizar para diseñar Γ_s para una figura de ruido dado $F = F_i$.

$$\frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_{min}}{4\gamma_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (2.64)$$

Reorganizando (2.63) se puede observar que para cada valor de figura de ruido F_i dado, se genera una constante, definiendo el parámetro de figura de ruido llamado N_i , como:

$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4\gamma_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (2.65)$$

2.6 Técnicas Auxiliares de Diseño de Amplificadores de Microondas.

En esta parte se desarrollan los principios básicos utilizados en el análisis y diseño de amplificadores de microondas con un procedimiento sistemático basado en los parámetros S del transistor microondas y ciertos requisitos de rendimiento.

Las consideraciones más importantes en el diseño de un amplificador de microondas son los requisitos de estabilidad, ganancia de potencia, ancho de banda, ruido, y polarización en corriente directa. Un diseño general comienza con un conjunto de especificaciones y en la selección del transistor apropiado. Un transistor incondicionalmente estable no oscilará con ninguna carga pasiva. Por otro lado, un diseño usando un transistor potencialmente inestable requiere de un mayor análisis y consideraciones cuidadosas de manera que las cargas pasivas produzcan un amplificador estable.

Ambos procedimientos de diseño de transistores unilaterales y bilaterales son basados en los requisitos de estabilidad, de ganancia y la correcta selección del punto de operación y la topología apropiada en la red de corriente continua con el fin de obtener el rendimiento deseado en corriente alterna.

2.6.1 Ecuaciones de Ganancia de Potencia.

En la literatura aparecen varias ecuaciones de ganancia de potencia y se utilizan en el diseño de amplificadores de microondas. La fig.2.10 ilustra una gráfica de flujo de la señal del amplificador de microondas y las diferentes potencias utilizadas en ecuaciones de ganancia. La ganancia de potencia del transductor G_T , la ganancia de potencia G_p y la G_A ganancia de potencia disponible se definen de la siguiente manera:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia disponible de la fuente}}$$

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia de entrada a la red}}$$

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{potencia disponible de la red}}{\text{potencia disponible de la fuente}}$$

Las expresiones para G_T , G_p y G_A también pueden ser vistas en coeficientes de reflexión y parámetros S.

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.66)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (2.67)$$

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.68)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.69)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.70)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (2.71)$$

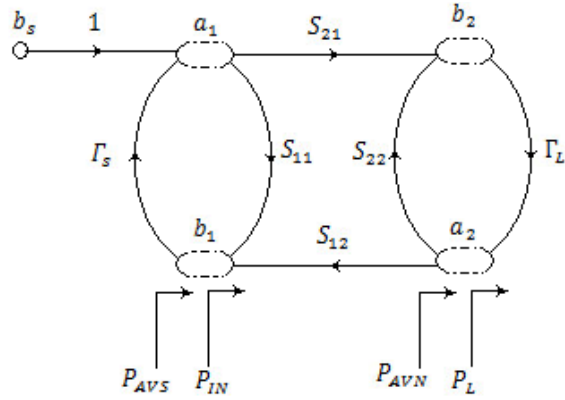


Fig.2.10 Grafica de flujo con definiciones de potencia.

$$P_{IN} = \frac{1}{2}|a_1|^2 - \frac{1}{2}|b_1|^2$$

$$P_L = \frac{1}{2}|b_2|^2 - \frac{1}{2}|a_2|^2$$

$$P_{AVS} = P_{IN} |_{\Gamma_{IN}=\Gamma_s^*}$$

$$P_{AVN} = P_{IN} |_{\Gamma_L=\Gamma_{OUT}^*}$$

Donde G_T es una función de Γ_s , Γ_L y los parámetros S del transistor, $G_p=f(\Gamma_L[S])$ y $G_T=f(\Gamma_s[S])$. En términos del amplificador de la fig.2.11, la red de acoplamiento de entrada transforma la impedancia del generador Z_1 a la impedancia Z_s . La red de acoplamiento de salida transforma la impedancia Z_2 a la impedancia de carga Z_L o al coeficiente de reflexión de carga Γ_L . Se utiliza la nomenclatura Z_s y Γ_s para la impedancia de la fuente y el coeficiente de reflexión de la fuente en el puerto de entrada del transistor, y Z_L y Γ_L para la impedancia de carga y para el coeficiente de reflexión de la carga en el puerto de salida del transistor. Los valores de Γ_s , Γ_L y los parámetros S del transistor determinan las ganancias del amplificador de acuerdo con (2.66) a (2.69).

Las redes de acoplamiento pasivas producen valores de $|\Gamma_s|$ y $|\Gamma_L|$ menores a 1, en otras palabras, la parte resistiva asociada con Z_s y Z_L es positiva. Sin embargo a partir de (2.70) y (2.71) es posible que para ciertos valores de los parámetros S (donde $|\Gamma_s| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$) que $|\Gamma_{IN}| > 1$ y / o $|\Gamma_{OUT}| > 1$. Cuando $|\Gamma_{IN}| > 1$ o $|\Gamma_{OUT}| > 1$, los puertos de entrada o de salida del transistor presentan una resistencia negativa y pueden ocurrir oscilaciones. Obviamente, esta es una situación que debe ser evitada en el diseño de un amplificador.

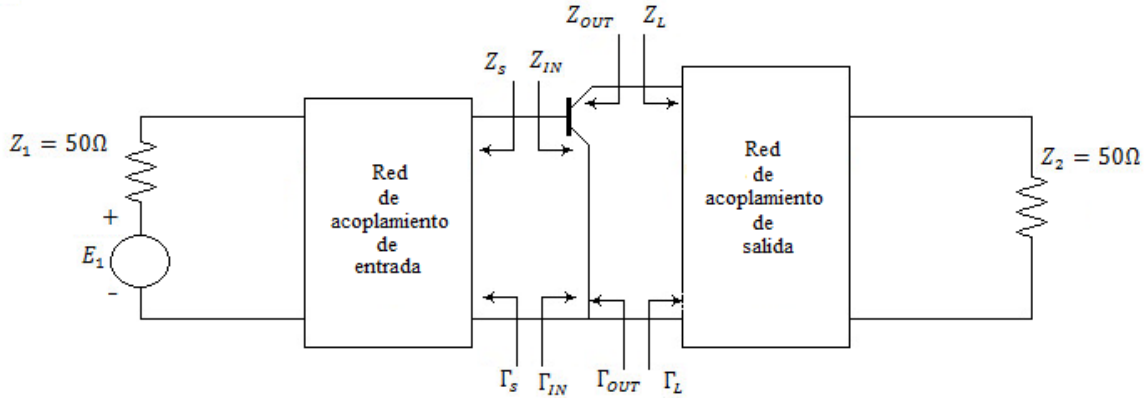


Fig.2.11 diagrama de un amplificador de microondas.

2.6.2 Consideraciones de Estabilidad en los Amplificadores de Microondas.

La estabilidad de un amplificador es una consideración muy importante en un diseño y se puede determinar a partir de los parámetro S, las redes de acoplamiento, y las terminaciones. En redes de dos puertos, las oscilaciones son posibles cuando la entrada o puerto de salida presenta una resistencia negativa. Esto ocurre cuando $|\Gamma_{IN}| > 1$ o $|\Gamma_{OUT}| > 1$, que en un dispositivo unilateral se produce cuando $|S_{11}| > 1$ o $|S_{22}| > 1$.

En la fig.2.12 se muestra una red de dos puertos que es incondicionalmente estable a una frecuencia dada si las partes reales de Z_{IN} y Z_{OUT} son mayores que cero para toda la carga pasiva e impedancias de la fuente. Si algunas cargas pasivas e impedancias de las fuentes pueden producir impedancias de entrada y/o salida con componentes reales negativas, es un sistema que puede ser inestable para ciertas frecuencias.

En cuanto a los coeficientes de reflexión, las condiciones para la estabilidad incondicional en frecuencia dada son:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (2.72)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.73)$$

$$\Gamma_{IN} = \left| S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.74)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (2.75)$$

Donde todos los coeficientes están normalizados a Z_0 .

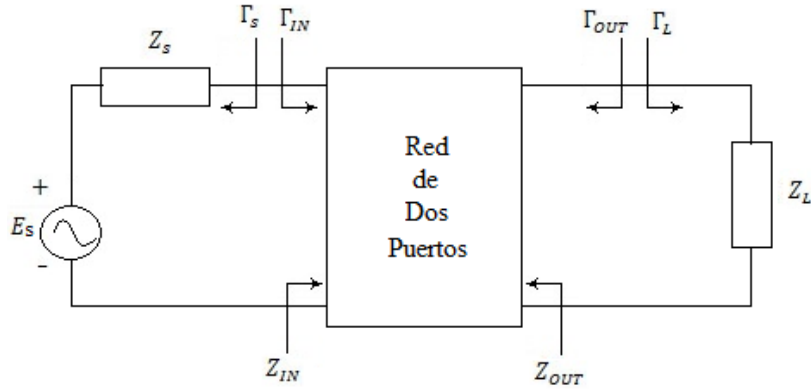


Fig.2.12 Estabilidad de una red de dos puertos.

Las ecuaciones (2.72) y (2.73) establecen que la fuente y la carga son pasivas, mientras que (2.74) y (2.75) establecen que las impedancias de entrada y de salida también deben ser pasivas. Las soluciones de las ecuaciones (2.72) a (2.75) dan las condiciones necesarias para que la red de dos puertos pueda ser incondicionalmente estable.

En la Fig.2.12 cuando los dos puertos son potencialmente inestable, puede haber valores de $|\Gamma_{IN}| = 1$ y $|\Gamma_{OUT}| = 1$ para el que la parte real de Z_{IN} y Z_{OUT} son positivos. Estos valores de Γ_L y Γ_s se pueden determinar usando el siguiente procedimiento gráfico.

En primer lugar, las regiones donde los valores de Γ_L y Γ_s producen $|\Gamma_{IN}| = 1$ y $|\Gamma_{OUT}| = 1$ se determinan, respectivamente. Ajuste de la magnitud de (2.74) y (2.75) igual a 1 y la solución para los valores de Γ_L y Γ_s muestra que las soluciones para Γ_L y Γ_s recaen en círculos (círculos estabilidad) cuyas ecuaciones están dadas por:

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.76)$$

y

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.77)$$

donde

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

El radio y el centro de los círculos donde $|\Gamma_{IN}| = 1$ y $|\Gamma_{OUT}| = 1$ en el plano Γ_L y Γ_s , son obtenidos de (2.76) y (2.77) respectivamente.

Los valores de Γ_L para $|\Gamma_{IN}| = 1$ (círculo de estabilidad de salida):

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.78)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.79)$$

Los valores de Γ_s para $|\Gamma_{OUT}| = 1$ (círculo de estabilidad de entrada):

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.80)$$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.81)$$

Con los parámetros S de un dispositivo de dos puertos a cierta frecuencia, las expresiones (2.78) a la (2.81) pueden ser calculadas y graficadas en la carta de Smith, y el conjunto de valores de Γ_L y Γ_s que producen $|\Gamma_{IN}| = 1$ y $|\Gamma_{OUT}| = 1$ se pueden observar fácilmente. La fig.2.13 ilustra la construcción gráfica de los círculos de estabilidad donde $|\Gamma_{IN}| = 1$ y $|\Gamma_{OUT}| = 1$. En un lado de los límites del círculo de estabilidad, en el plano Γ_L , se tiene $|\Gamma_{IN}| < 1$ y por el otro lado se tiene $|\Gamma_{IN}| > 1$. Similarmente en el plano Γ_s en un lado del límite del círculo estabilidad se tiene $|\Gamma_{OUT}| < 1$ y en el otro lado $|\Gamma_{OUT}| > 1$.

Para determinar el área de la carta de Smith que representa la región estable, se observa que si $Z_L = Z_0$, entonces, $|\Gamma_{IN}| < 1$ y a partir de la ecuación (2.70) $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$. Si la magnitud de S_{11} es menos que 1, entonces $|\Gamma_{IN}| < 1$ cuando $\Gamma_L = 0$. Es decir, el centro de la carta de Smith en la Fig.2.13 representa un punto de operación estable, porque para $\Gamma_L = 0$ es seguido por $|\Gamma_{IN}| < 1$. Por otra parte, si $|S_{11}| > 1$ cuando $Z_L = Z_0$, entonces $|\Gamma_{IN}| > 1$ cuando $\Gamma_L = 0$ y el centro de la carta de Smith representa un punto de operación inestable. La fig.2.14 ilustra los dos casos anteriores. El área sombreada representa los valores de Γ_L que producen una operación estable. Similarmente en la fig.2.15 ilustra las regiones estables e inestables para Γ_s .

Para una estabilidad incondicional cualquier carga pasiva o fuente en la red debe producir una condición estable. Desde un punto de vista gráfico, para $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$, se desea que los círculos de estabilidad que se muestran en las Fig.2.14a y Fig.2.15a caigan

por completo fuera de la carta de Smith. El caso en el que los círculos de estabilidad caen completamente fuera de la carta de Smith se ilustra en la Fig.2.16 Por lo tanto, las condiciones para la estabilidad incondicional para toda fuente y cargas pasivas se pueden expresar en forma:

$$||C_L| - r_L| > 1 \quad \text{para } |S_{11}| < 1 \quad (2.82)$$

Si bien $|S_{11}| > 1$ o $|S_{22}| > 1$, la red no puede ser incondicionalmente estable debido a que la terminación $\Gamma_L = 0$ o $\Gamma_s = 0$ producirán $|\Gamma_{IN}| > 1$ o $|\Gamma_{OUT}| > 1$.

$$||C_s| - r_s| > 1 \quad \text{para } |S_{22}| < 1 \quad (2.83)$$

Se retoman las condiciones necesarias y suficientes para el sistema de dos puertos sea incondicionalmente estable. Una manipulación sencilla, pero extensa de las ecuaciones (2.71) a (2.75) da lugar a dichas condiciones necesarias y suficientes para la estabilidad incondicional.

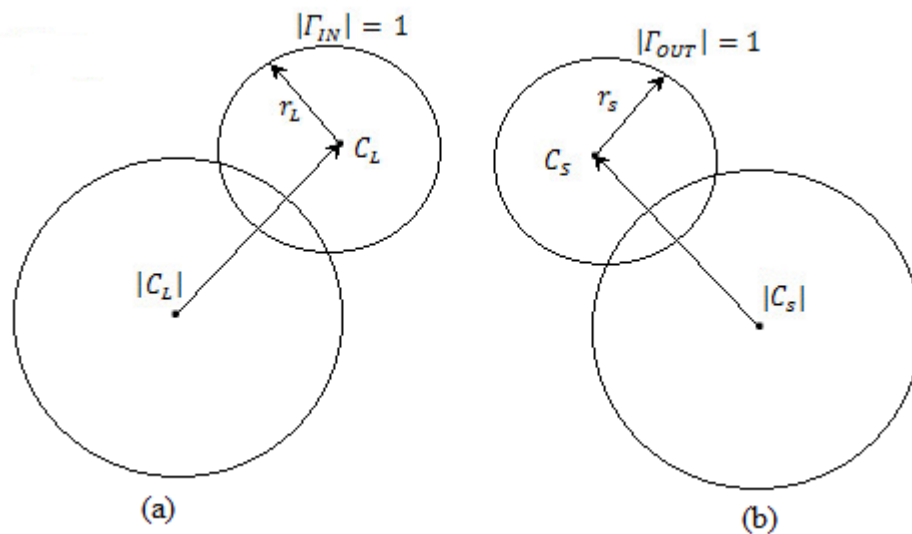


Fig.2.13 Círculos de estabilidad en la carta de Smith; (a) en el plano Γ_L ; (b) en el plano Γ_s .

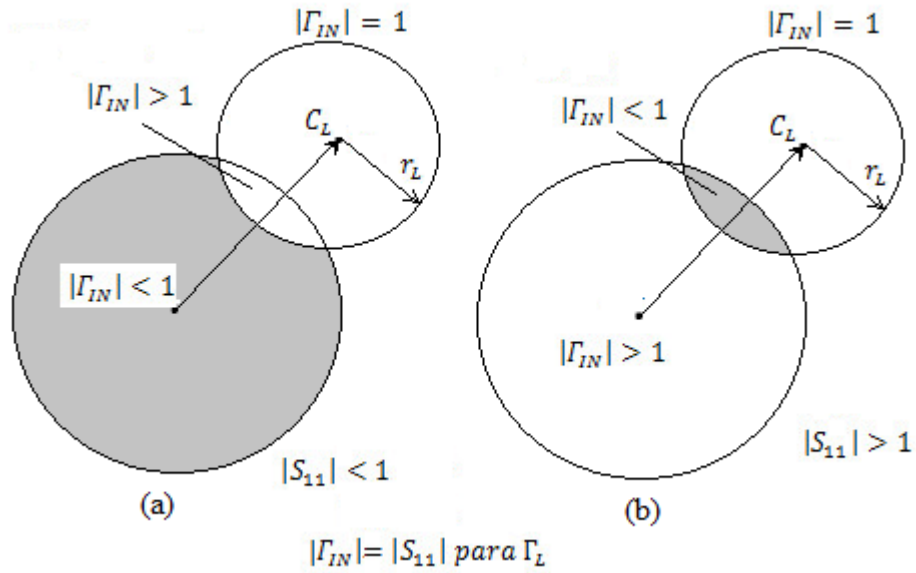


Fig.2.14 Regiones estables e inestables en el plano Γ_L (el área sombreada representa la región estable).

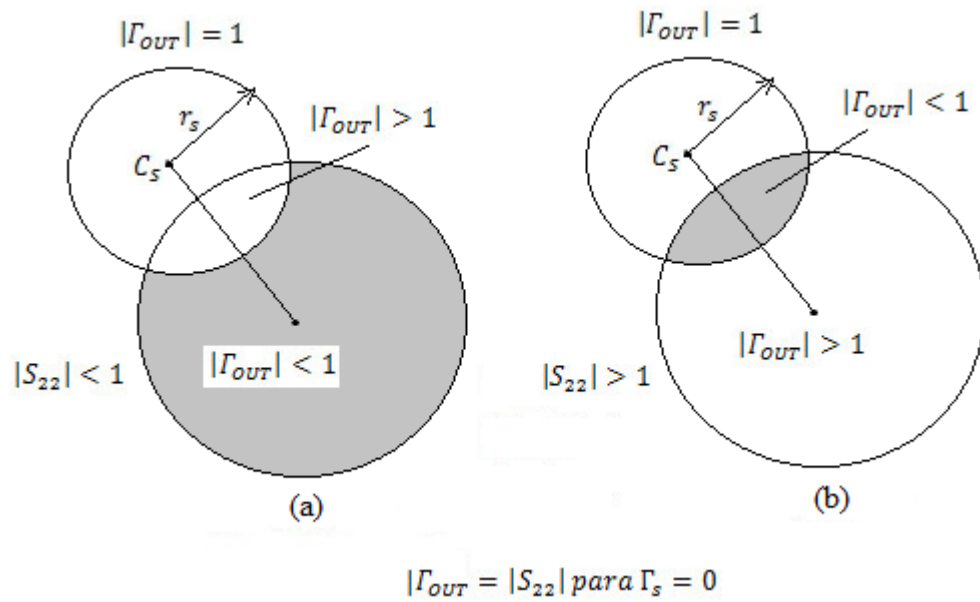


Fig.2.15 Regiones estables e inestables en el plano Γ_s (el área sombreada representa la región estable).

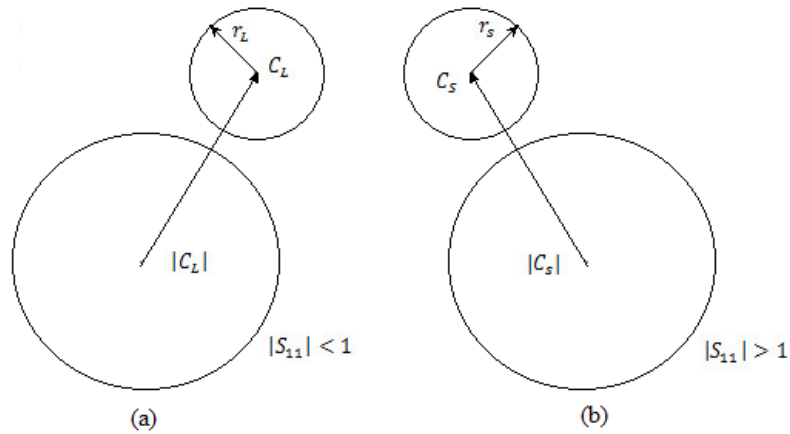


Fig.2.16 Condiciones para la estabilidad incondicional: (a) en el plano Γ_L ; (b) en el plano Γ_S .

2.6.3 Diseño de Redes de Acoplamiento.

La transformación de impedancias es una de las propiedades de las líneas de transmisión que se puede utilizar en el diseño de redes de acoplamiento. Una línea de microcinta se puede utilizar como una línea serie y una sección de microcinta como circuito abierto (stub abierto), o como un trozo de circuito en corto (stub a tierra). De hecho, una línea de microcinta serie junto a un stub corto o abierto en paralelo puede transformar una resistencia de 50Ω en cualquier valor de impedancia (red tipo L).

La configuración de un circuito de acoplamiento en el que un stub en corto circuito está conectado en paralelo a una carga Z_L seguido por la línea de microcinta en serie se muestra en la fig. 2.17a. La impedancia característica de las líneas de microcinta se es de 50Ω . Otra forma en que se utiliza para representar el esquema en la fig. 2.17a se muestra en la figura, 2.17b. Para propósitos de comparación, el mismo esquemático es representado con línea de 50Ω dos hilos se muestra en la fig 2.17c. El elemento en paralelo en la fig.2.17a podría haber sido un stub en circuito abierto en lugar de un stub corto circuito mostrado. el procedimiento de diseño se realizó para una carga de 50Ω , sin embargo, puede ser aplicado para cualquier impedancia.

En la fig.2.18 se muestra el procedimiento grafico en la carta de Smith para acoplar un circuito. Dado que la admitancia del stub en corto se suma a la admitancia de la carga, es conveniente utilizar la carta Smith Y (admitancias) para diseñar el circuito. La fig.2.18a muestra el circuito de acoplamiento donde Z_L . La admitancia normalizada del stub en corto

está escrita por conveniencia en forma $y_{sc}=jb_s$ para una susceptancia capacitiva, o $y_{sc}=-jb_s$ para una susceptancia inductiva. utilizando la notación b_s siempre positiva y la longitud l_1 determina el valor del $\pm jb_s$. La admitancia y_x está dada por:

$$y_x = y_L + y_{sc} = 1 \pm jb_s$$

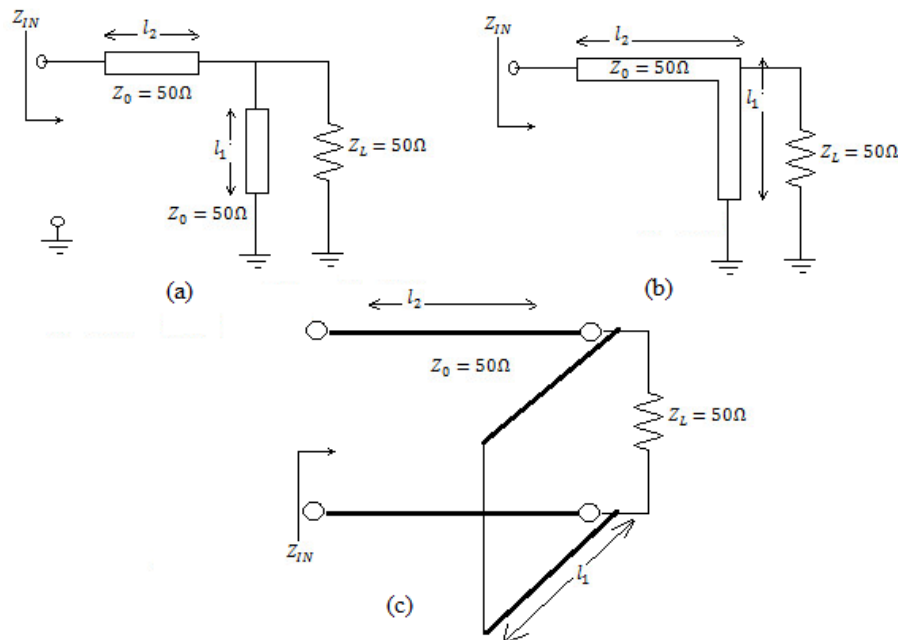


Fig.2.17 red tipo L: (a) Una red de acoplamiento utilizando líneas de microcinta; (b) Dibujo alterno; (c) Esquemático utilizando líneas de de transmisión de dos hilos.

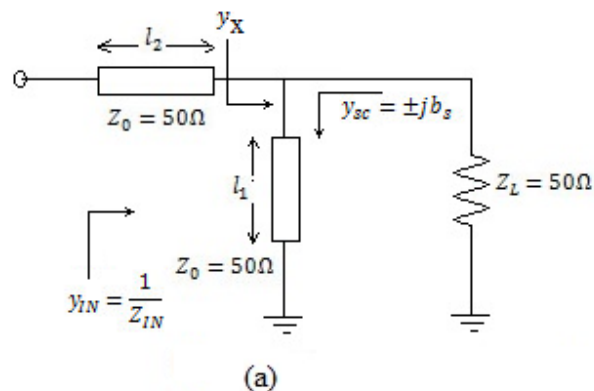
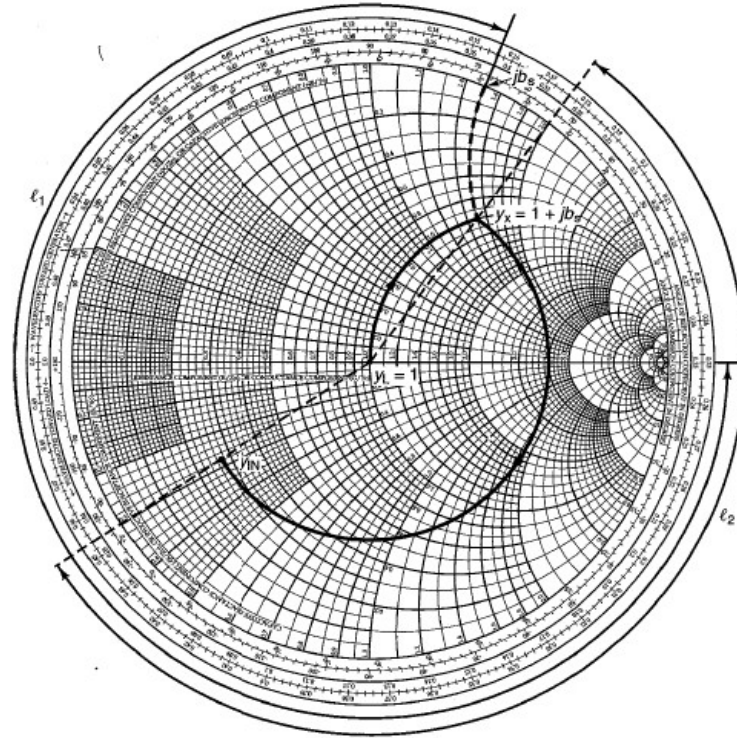
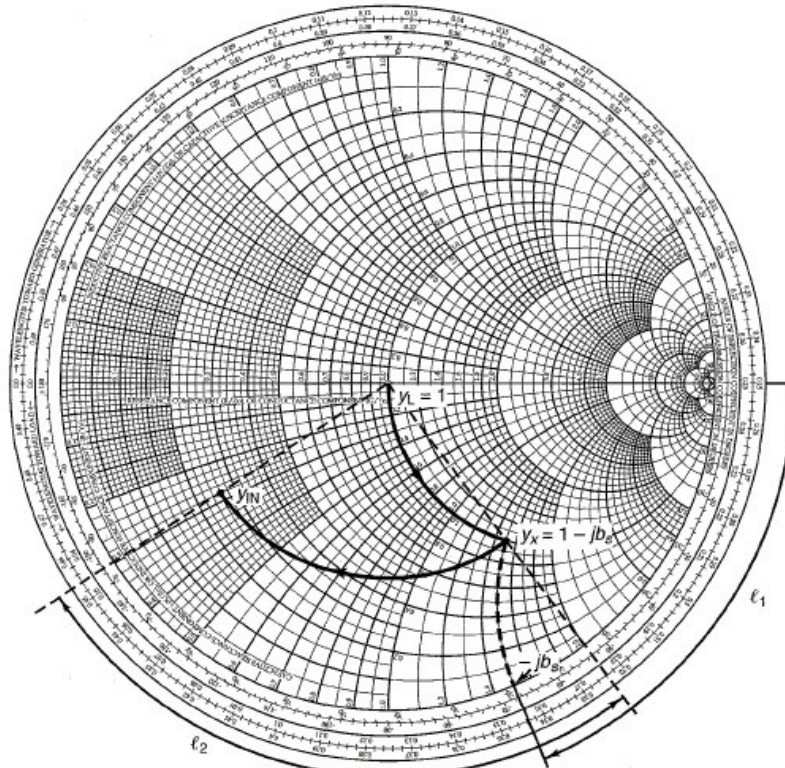


Fig.2.18 procedimiento de acoplamiento (b) el diseño en la carta de Smith de admitancias; con $y_{sc} = jb_s$; (c) el diseño en al carta de Smith para admitancias con $y_{sc} = -jb_s$.



(b)



(c)

Fig.2.18 procedimiento de acoplamiento (b) el diseño en la carta de Smith de admitancias; con $y_{sc} = jb_s$; (c) el diseño en la carta de Smith para admitancias con $y_{sc} = -jb_s$ (continuación).

como se muestra en la figura 2.18b la adición de $y_{sc} = jb_s$ a y_L produce un movimiento a lo largo del círculo unitario de conductancia constante desde $y_L = 1$ hasta $y_x = 1 + jb_s$. El diseño de la línea en serie de longitud l_2 es tal que y_x se transforma a la admitancia y_{IN} . En consecuencia, el valor de b_s debe seleccionarse de manera que y_x y y_{IN} están en un círculo de coeficiente de reflexión constante ($|\Gamma|$). Las lecturas de l_1 y l_2 en la carta de Smith para admitancias son mostradas en la fig.2.18. Observe que l_1 es la longitud del stub en corto circuito que produce las $y_{sc}=jb_s$, el valor de l_1 puede observarse desde el borde de la admitancia carta de Smith.

2.7 Técnicas de diseño para amplificadores de microondas.

A continuación se presentan las 2 técnicas antes mencionadas apoyadas por un programa de cómputo para la simulación de redes de microondas (AWR):

1. Acoplamiento conjugado
2. Bajo ruido

Estas técnicas pueden ser auxiliadas por métodos gráficos y por programas de cómputo que simulen dichos comportamientos.

2.7.1 Técnica de diseño para Acoplamiento conjugado.

Es nombrado acoplamiento conjugado por el hecho de presentar a la entrada del transistor el valor conjugado del parámetro S_{11} y así cumplir con el teorema de máxima transferencia de potencia. Se utilizará como ejemplo al transistor NE76038a operando a 4 GHz. Una vez ya caracterizado el transistor utilizado para la construcción del amplificador, se procede a ubicar el parámetro S_{11} a la frecuencia de trabajo como se muestra en la fig.2.19.

El S_{11} presenta un valor de $0.86 \angle 68$ por lo que Γ_{OPT}^* presenta un valor de $0.86 \angle -68$, en este procedimiento o técnica utilizaremos el valor de Γ_{OPT}^* como dato inicial, el siguiente paso es $S_{11} \rightarrow Z_{s11}$, donde Z_{s11} es la impedancia asociada con el coeficiente de reflexión (S_{11}), y se obtiene a partir de:

$$Z_{s11} = Z_{ref} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

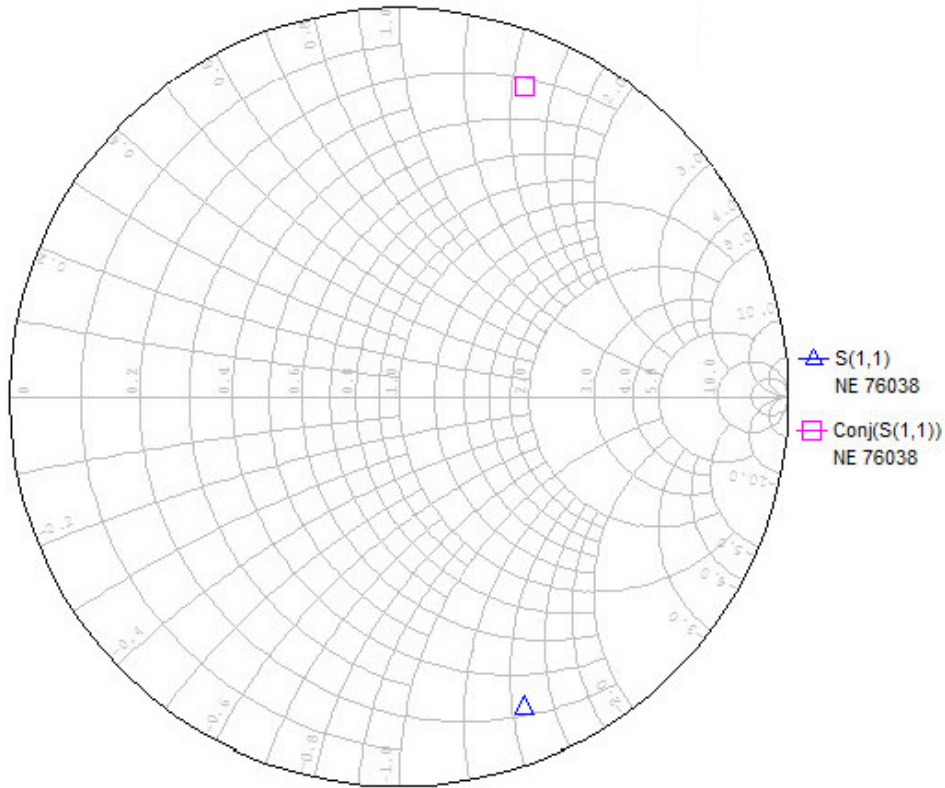


Fig.2.19 Carta de Smith mostrando los parámetros S_{11} y S_{11}^* .

Donde Z_{ref} es igual a la impedancia de normalización (50Ω), se obtiene que:

$$Z_{s11} = 11.88 - j 72.80$$

A partir de los parámetros S de la red de entrada, comenzaremos del centro hasta llegar a S_{11}^* , lo cual se muestra en la fig.2.20

Sabiendo que:

$$Z_{s11} = R_{s11} \pm j X_{s11}$$

Utilizamos el valor de R_{s11} para encontrar a Z_{linea} de la fig.2.21, en este procedimiento se utiliza el valor de $\theta_{linea} = 90^\circ$ para realizar un transformador de $\lambda/4$.

Utilizando la siguiente expresión:

$$Z_0 = \sqrt{(R_{s11} * Z_{ref})}$$

Resultando:

$$Z_0 = 24.379$$

Cuyo efecto es observado en la fig.2.22 indicado por el desplazamiento del punto a al punto b .

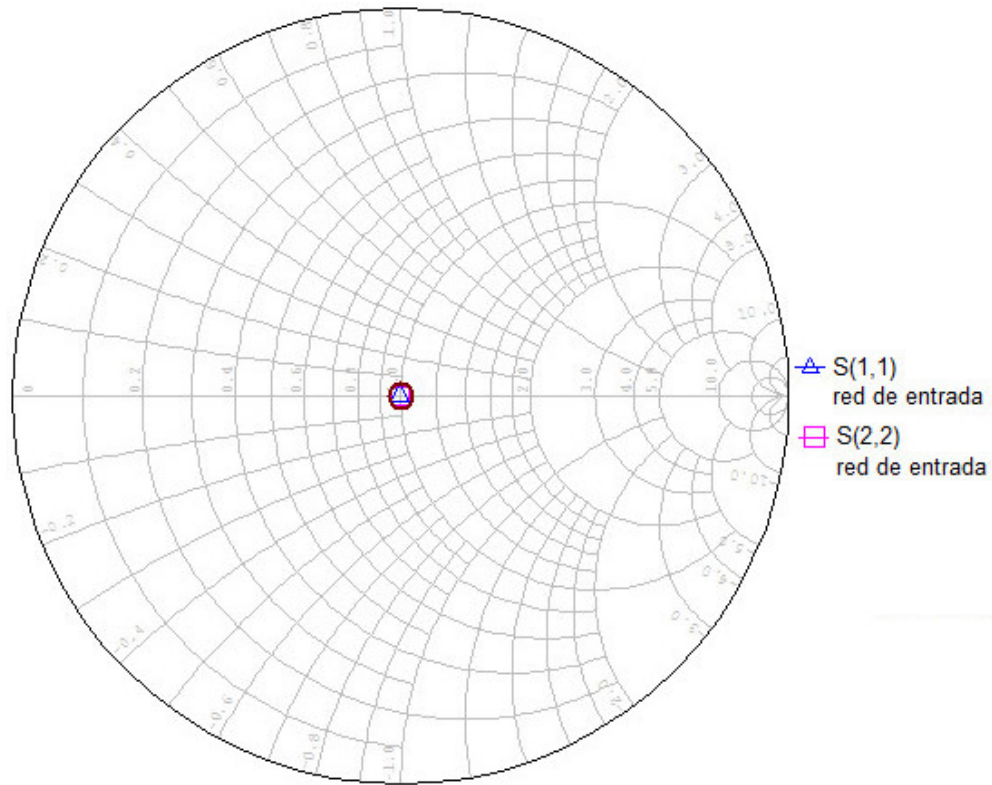


Fig.2.20 Línea de 50Ω y una longitud eléctrica de 90° .

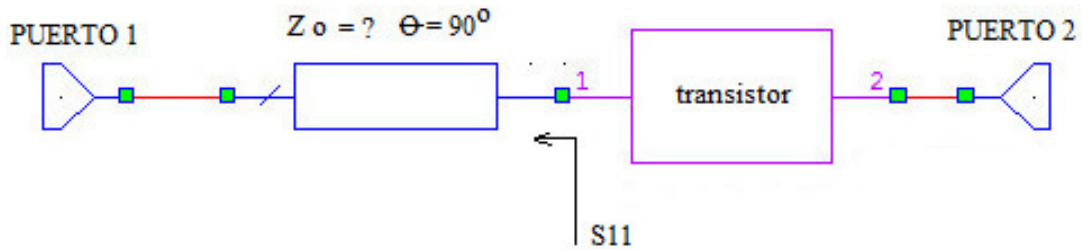


Fig.2.21 esquemático para la construcción de la red.

El siguiente paso consiste en colocar un stub en paralelo entre la línea en serie y la fuente, con valores de $Z_{stub} = 50$ y una longitud eléctrica de $\theta_{stub} = 80.73$ correspondiente a la siguiente condición:

$$\theta_{stub} = \angle S_{11}^*$$

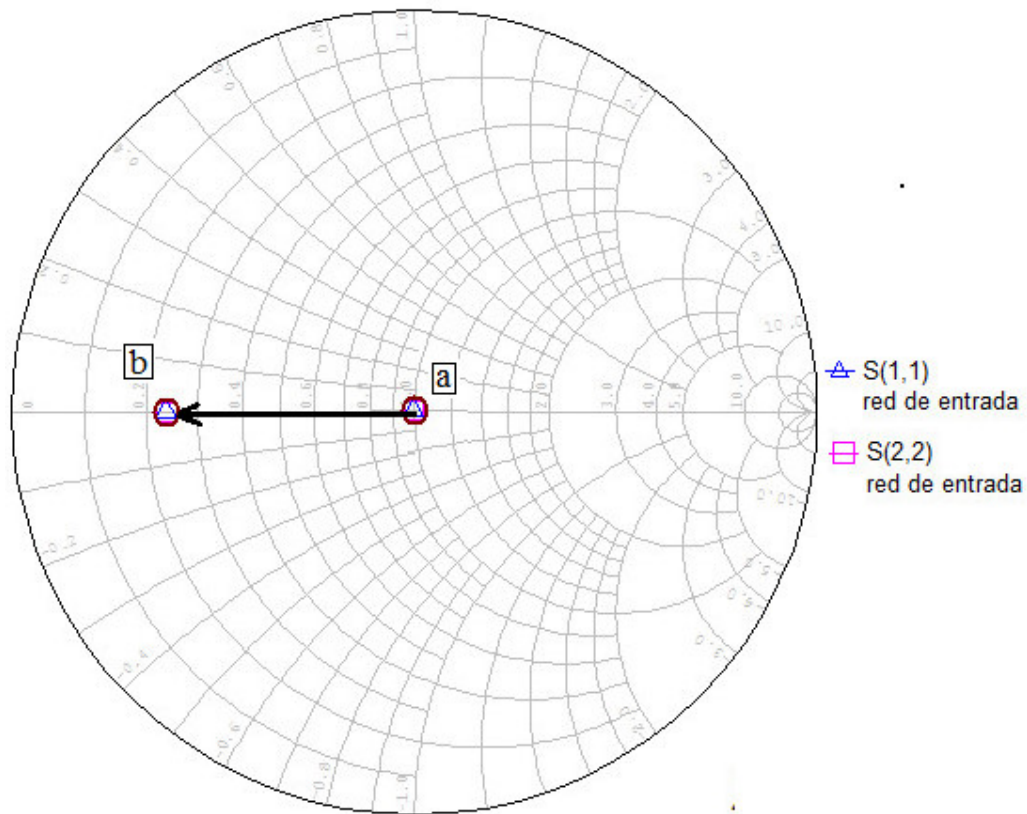


Fig.2.22 Desplazamiento causado por la línea de transmisión.

Causando un movimiento expresado en la fig.2.23 del punto *b* al punto *c*, donde el punto *c* es igual a S_{11}^* , lo cual indica que nuestra red de entrada cumple con las características de acoplamiento conjugado. En la fig.2.24 se muestra un mapeo de 3 a 5 GHz para indicar el fenómeno de acoplamiento conjugado. La red de entrada para acoplamiento conjugado y sus valores de impedancias y longitudes eléctricas se encuentra plasmada en la fig.2.25.

Para la red de salida del transistor se utiliza el parámetro S_{22} del amplificador que se ha construido a la frecuencia de trabajo (4 GHz) y acoplamos conjugadamente a la salida.

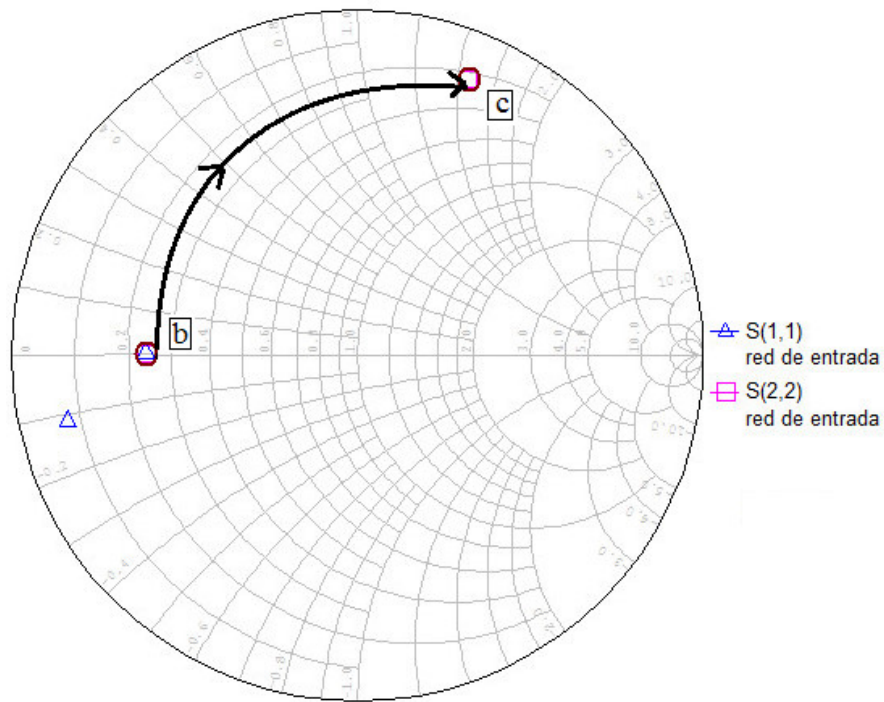


Fig.2.23 Desplazamiento causado por la línea de transmisión colocada como stub.

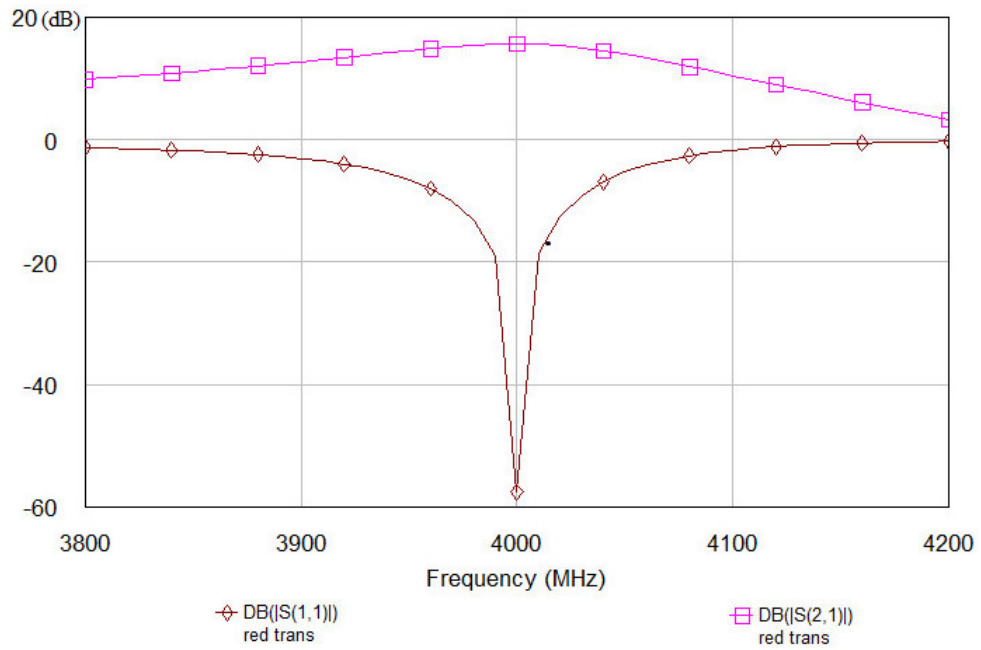


Fig.2.24 Efecto de acoplamiento conjugado.

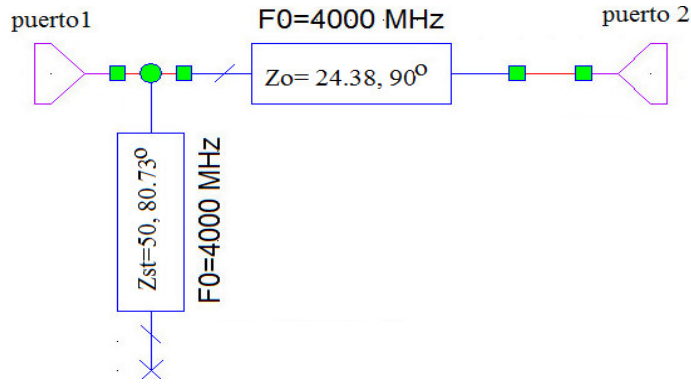


Fig.2.25 red tipo L para acoplamiento conjugado.

2.7.2 Técnica de Diseño para Bajo Ruido en un Amplificador de Microondas.

Ya antes definidas las características que debe cumplir un amplificador de bajo ruido para que pueda ser considerado como tal, en este método se debe prestar especial atención al parámetro de ruido Γ_{OPT} (gama óptimo), este parámetro que es entregado por el fabricante hace referencia al coeficiente de reflexión que debe ser presentado a la entrada del transistor para que este a su vez produzca una respuesta baja en ruido a determinada frecuencia de trabajo. Se utilizo el transistor NE76038a como ejemplo, en la fig.2.26 se presentan algunas de sus características.

El Γ_{OPT} presenta un valor de $0.66 \angle 58$ por lo que Γ_{OPT}^* presenta un valor de $0.66 \angle -58$, en este procedimiento o técnica utilizaremos el valor de Γ_{OPT}^* como dato inicial, el siguiente paso es $\Gamma_{OPT}^* \rightarrow Z_{OPT}$, donde Z_{OPT} es la impedancia asociada con el coeficiente de reflexión, y se obtiene a partir de:

$$Z_{OPT} = Z_{ref} \frac{1 + \Gamma_{OPT}^*}{1 - \Gamma_{OPT}^*}$$

Donde Z_{ref} es igual a la impedancia de normalización (50Ω), se obtiene que:

$$Z_{OPT} = 38.3375 - j 76.03$$

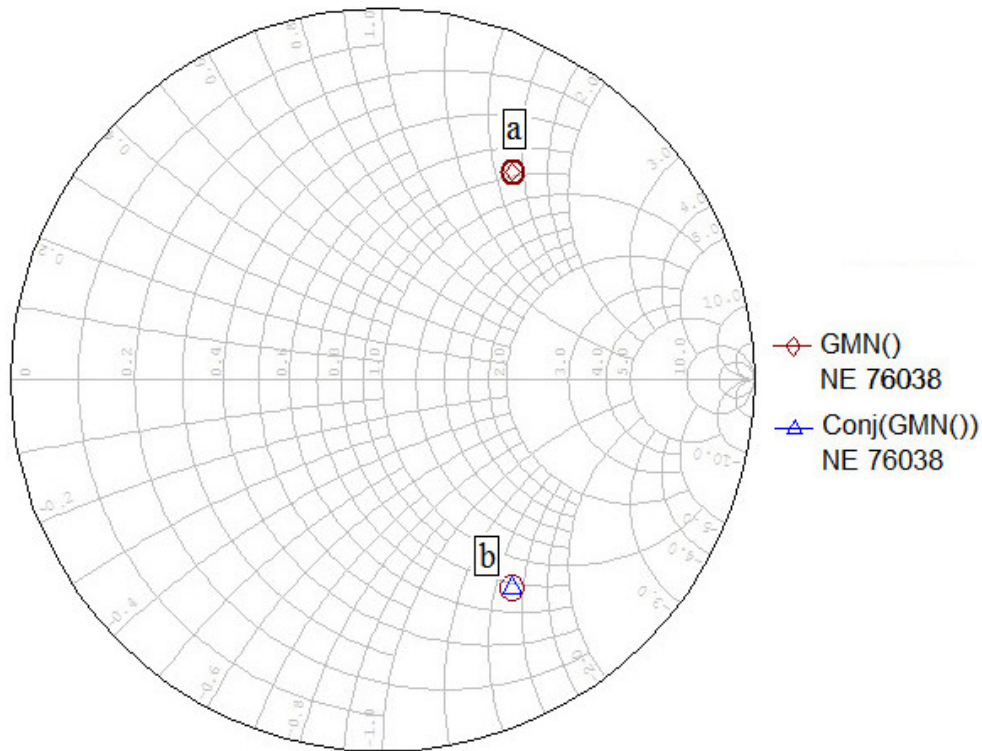


Fig.2.26 coeficiente de reflexión optimo.

Sabiendo que

$$Z_{OPT} = R_{OPT} \pm j X_{OPT}$$

Utilizamos el valor de R_{OPT} para encontrar a Z_{linea} de la fig.2.27, en este procedimiento utilizaremos el valor de $\theta_{linea} = 90^\circ$ para realizar un transformador de lambda en 4.

Utilizando la siguiente expresión:

$$Z_0 = \sqrt{(R_{OPT} * Z_{ref})}$$

Resultando

$$Z_0 = 43.78$$

El siguiente paso consiste en obtener la impedancia de entrada Z_{IN} de la red tal como se encuentra en el esquemático de la fig.2.28. La siguiente expresión nos permite conocer la impedancia de entrada de cualquier línea en terminación con cualquier carga.

$$Z_{IN} = Z_{ref} \frac{Z_L \cos \theta + j Z_0 \operatorname{sen} \theta}{Z_0 \cos \theta + j Z_L \operatorname{sen} \theta}$$

Siendo $\theta = 90^\circ$, la expresión tiende a verse reducida a:

$$Z_{IN} = \frac{Z_0}{Z_L}$$

Para este ejemplo

$$Z_{IN} = 25.70 \angle 63.24$$

En la fig.2.29 se puede apreciar el giro o movimiento del punto a hacia el punto b , donde a es la ubicación del Γ_{OPT}^* dentro de la carta de Smith y b es la nueva ubicación debido a la colocación de la impedancia $Z_{linea} = 43.78, 90^\circ$, los valores de la nueva posición de b están dados por Z_{IN} , donde T^* es una caja que presenta el Γ_{OPT}^* como si fuera su parámetro S_{11} .

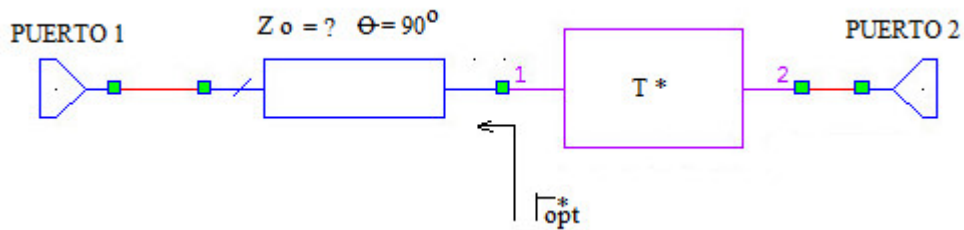


Fig.2.27 Colocación de una línea de entrada.

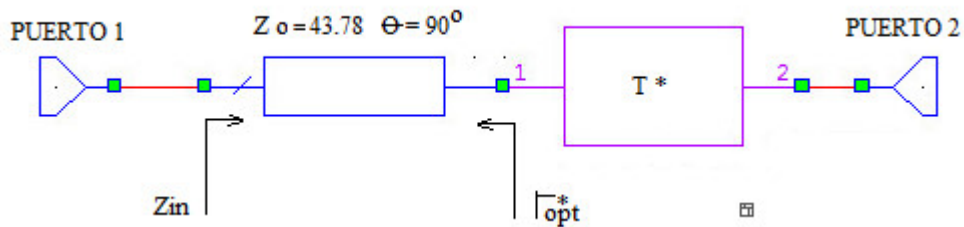


Fig.2.28 ajuste en los valores de impedancia de la línea de entrada.

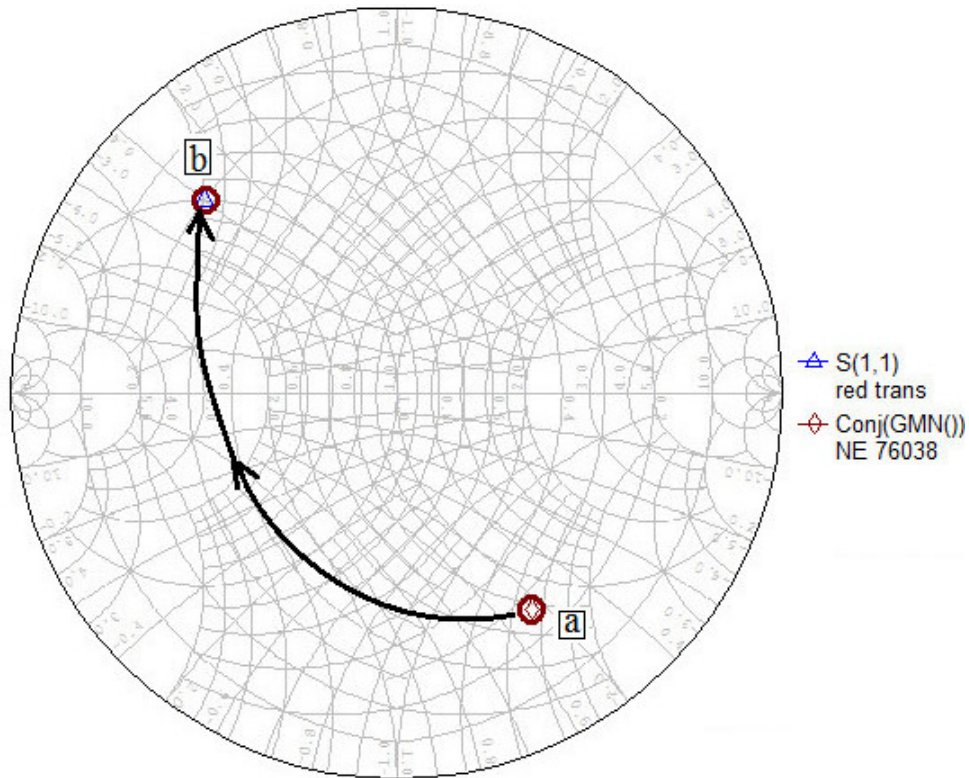


Fig.2.29 Carta de Smith mostrando la posición de Z_{IN} .

Por lo cual proseguimos a colocar un stub abierto a la entrada para lograr un giro en el círculo de conductancia constante dentro de la carta de Smith. Las características de dicho stub son las siguientes, debe tener una impedancia característica de 50Ω , y su longitud eléctrica está definida por el ángulo de Z_{IN} , en este caso será de $\theta_{stub} = 63.24$.

En la fig.2.30 se muestra el acoplamiento exitoso, recorriendo del punto b al punto c , mientras que en la fig.2.31 se muestra el esquemático de la red de entrada correspondiente.

Utilizando la red de la fig.2.31 como red de entrada para el transistor, dicha red estará presentando al Γ_{OPT} a la entrada del transistor, por que se presentara bajo ruido en la frecuencia de diseño. Se realiza un barrido en las frecuencias de 3 a 5 GHz para observar el efecto en la gráfica rectangular de la fig.2.32 donde el punto a expresa el sitio de trabajo (4 GHz) y se observa el bajo ruido con el parámetro NF (Noise Figure).

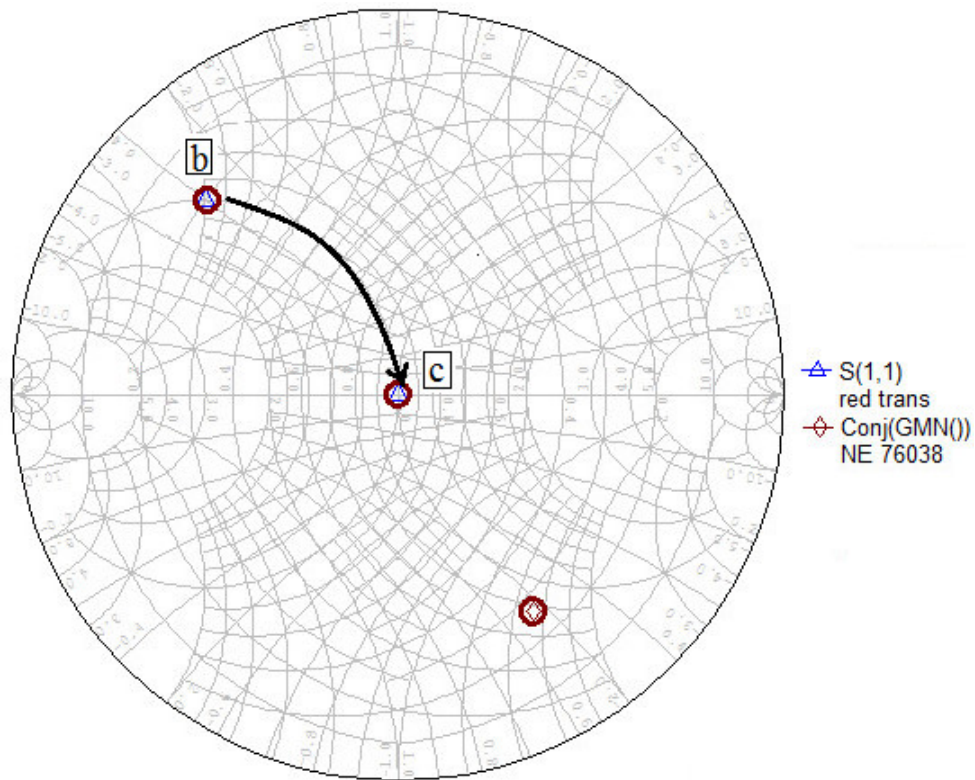


Fig.2.30 Acoplamiento al centro de la carta de Smith.

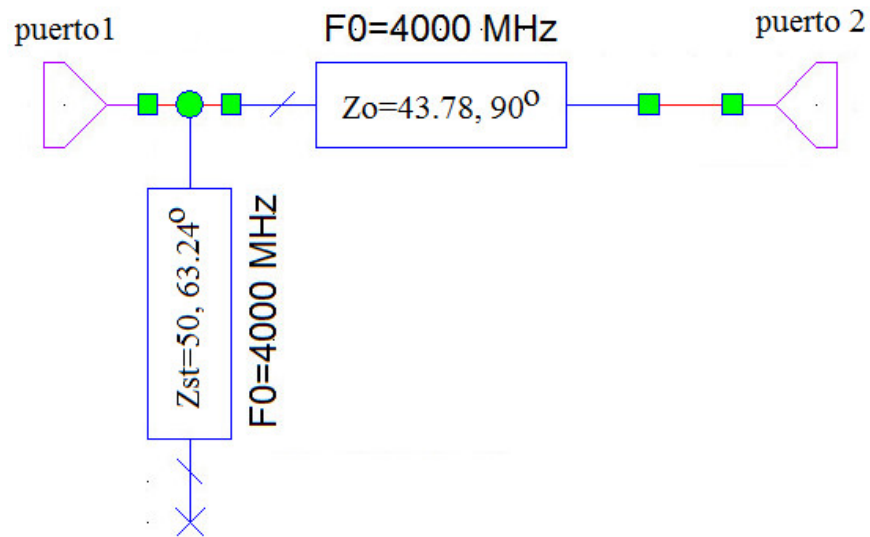


Fig.2.31 Red de entrada que presenta Γ_{OPT} al puerto dos.

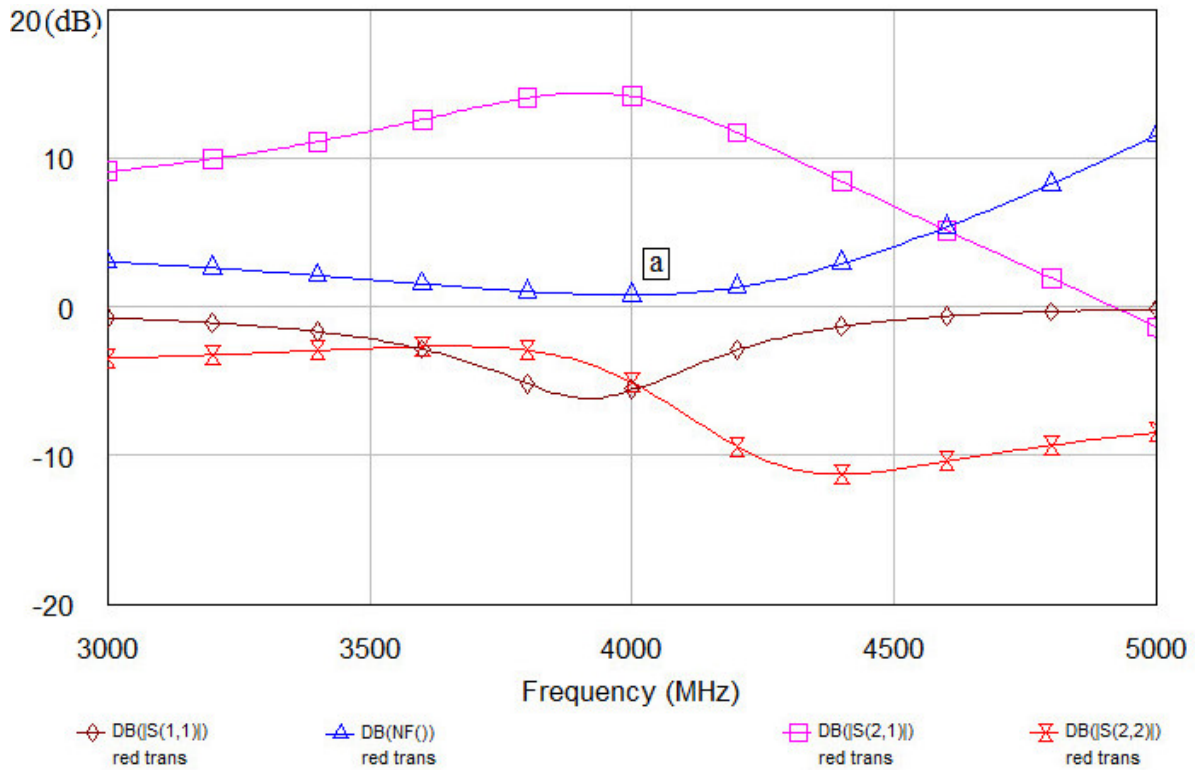


Fig.2.32 bajo ruido denotado a partir del parámetro NF (dB).

Para la red de salida del transistor se utiliza el parámetro S_{22} del amplificador que se ha construido a la frecuencia de trabajo (4 GHz) y acoplamos conjugadamente.

2.8 Técnica de Calibración Thru-Reflect-Line.

En el diseño de amplificadores en frecuencias de microondas es necesario conocer los parámetros de dispersión de los transistores de microondas utilizados. Estos pueden ser obtenidos de dos formas: mediante la caracterización utilizando un analizador de redes vectorial u obteniéndolos de las hojas de datos del dispositivo proporcionados por el fabricante. Si la primera opción es seleccionada, es necesario tener a disposición una técnica de calibración que permita obtener los parámetros S sin los errores generados por los elementos de interconexión propios de los bancos de pruebas. En la fig.2.33 se ilustra en un esquema a bloques el banco de pruebas.



Fig.2.33 Configuración cascada de los conectores y dispositivo.

Por el motivo anterior, se desarrolló un estudio teórico de la técnica de calibración Thru-Reflect-Line (TRL), se utilizó un software comercial que simula circuitos de microondas (AWR design environment). Una serie de ecuaciones y consideraciones de los parámetros fueron realizadas y desarrolladas para la solución del error generado por el banco de pruebas, dichas ecuaciones y consideraciones fueron compiladas en un software realizado en la plataforma comercial MatLab, este software es llamado herramienta de calibración. Las ecuaciones y consideraciones son presentadas y desarrolladas en el apéndice A.

Para la implementación de la técnica de calibración TRL es necesario el desarrollo de tres estándares de medición (thru, reflect y line), los cuales son mostrados en la fig.2.34. Se caracterizaron los bancos de pruebas con los transistores de microondas para obtener los parámetros S. Los estándares y los bancos de pruebas fueron simulados en la plataforma de simulación de circuitos de microondas AWR, obteniendo archivos de salida de los parámetros S compatibles al software MatLab. Los archivos fueron procesados por la herramienta de calibración, se obtuvieron los parámetros S que sugieren ser del transistor de microondas. La herramienta física que contiene los estándares es mostrada en la fig.2.35.

Finalmente, se realizó un comparativo entre la magnitud y la fase de los parámetros S obtenidos por la herramienta de calibración y los proporcionados por el fabricante, obteniendo un error comparación aceptable.

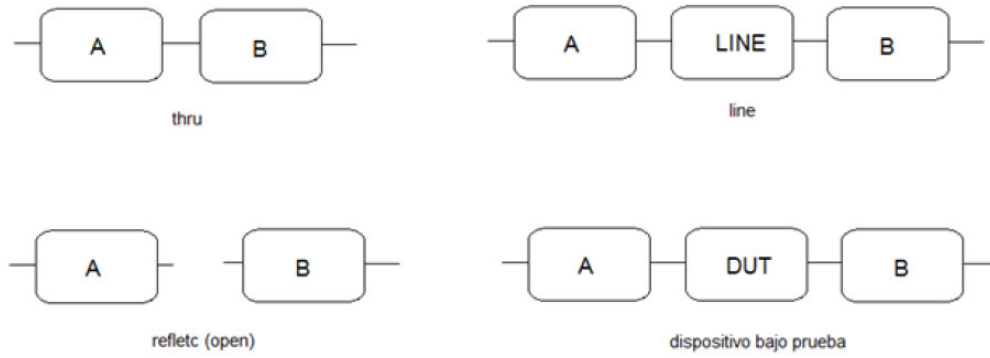


Fig.2.34 estándares Thru, Reflect, line y base de pruebas.

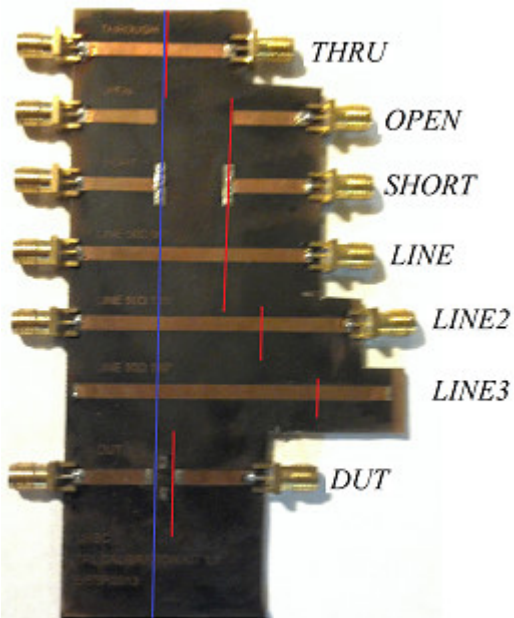


Fig.2.35 Diseño físico de los estándares thru, reflect, line y base de pruebas de DUT.

Capítulo 3

Metodología para el Diseño de Redes Tipo L con Bandas Concurrentes.

En este capítulo se revisan las ideas básicas para el diseño y se presenta una metodología para aplicarla.

3.1 Descripción de una Técnica de Acoplamiento de Banda Ancha de Dispositivos de un Puerto.

En las notas de aplicación No. 963 de Hewlett Packard [8], se presenta una técnica de acoplamiento de banda ancha para mezcladores y detectores. La técnica es aplicada en un dispositivo de un solo puerto (diodo) y tiene como objetivo disminuir las pérdidas por regreso del dispositivo en un ancho de banda grande. El comportamiento de la admitancia del diodo se muestra en la fig.3.1a y en la fig.3.1b se muestra la red típica utilizada para lograr dicha meta [8].

Teniendo caracterizado el dispositivo por medio de sus parámetros de dispersión, se selecciona una frecuencia promedio (8 GHz) y para llevar el valor del coeficiente de reflexión de dicha frecuencia hacia el eje real de la carta de Smith se le es colocada (serie) a su entrada una línea de alta impedancia, obteniendo el comportamiento de admitancia 1 (Y_1) que se muestra en la fig.3.2a. Un stub en corto es colocado (paralelo) a la entrada de la línea de transmisión, la solución a las ecuaciones que lleven al coeficiente de reflexión de las frecuencias inferior y superior (4 y 12 GHz) a la recta real de la carta de Smith determina el valor de la longitud eléctrica e impedancia del stub. En la fig.3.2a se muestra a admitancia 2 (Y_2) con el efecto de resonancia debido a la colocación del stub. En la fig.3.2b se muestra a detalle a Y_2 , en donde sus valores a las frecuencias inferior y superior se encuentran muy cerca de la recta real de la carta de Smith [8].

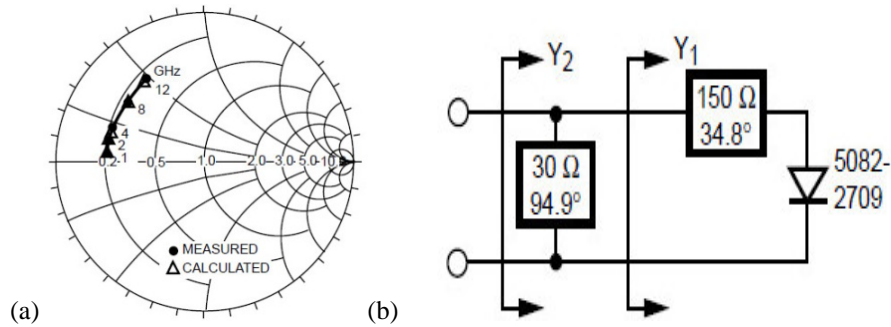


Fig.3.1 Mapeo en los datos del diodo:(a) carta de Smith que muestra la impedancia del diodo;(b) red típica de acoplamiento para obtener mayor ancho de banda [8].

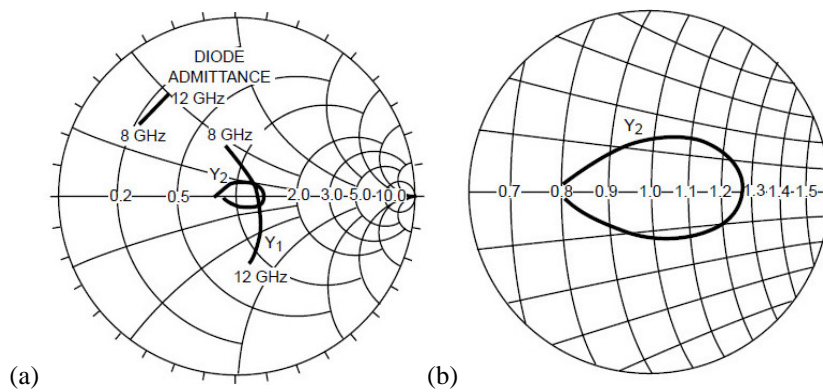


Fig.3.2 Ganancia en ancho de banda para red de un puerto: (a) efectos de la red de entrada; (b) detalle de la resonancia de los parámetros de admittancia [8].

3.2 Método Gráfico para la Sintonización de Impedancias en Bandas Concurrentes.

En esta sección se presenta el procedimiento detallado para la sintonización de impedancias en el diseño de amplificadores que operan a frecuencias de microondas. En dicho procedimiento se utilizan los modelos de pequeña señal de las líneas para desarrollarlo de forma gráfica.

A continuación se presentan los pasos que componen este método, ilustrados con simulaciones realizadas en el software AWR.

Paso 1

Se obtiene la hoja de datos del transistor de microondas a tratar y se verifica que contenga tanto parámetros de dispersión como parámetros de ruido. Estos datos se utilizan para generar un archivo con extensión *txt* en formato *touchstone*. Posteriormente es convertido en un archivo con extensión *s2p*.

Paso 2

Abrir un nuevo proyecto en el software AWR. Se define el ancho de banda de la simulación (en el caso que se presenta es de 1 a 10 GHz). Se importan los parámetros de dispersión y de ruido del transistor, usando el archivo con extensión *s2p*. los puertos de entrada y salida son definidos con valores de impedancia de 50Ω .

Paso 3

A continuación el transistor NE76038 es utilizado para la construcción de los siguientes esquemáticos. En la fig.3.3a se muestra un esquemático del transistor, en la fig.3.3b se muestra el esquemático de la red (tipo L) de entrada con valores iniciales, en la fig.3.3c se muestra un esquemático constituido por la red de entrada en cascada con el transistor NE76038. En la fig.3.4 se ilustran los parámetros de dispersión y ruido del transistor. Todas las líneas y stub construidos están diseñados en función de la frecuencia promedio.

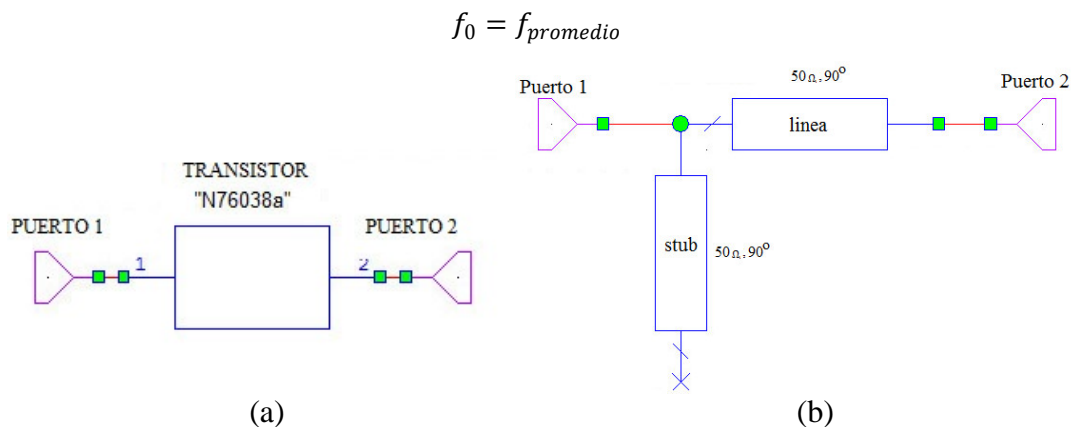


Fig.3.3 Esquemáticos para la metodología: (a) transistor; (b) red de entrada stub-line con valores iniciales; (c) cascada red de entrada con transistor.

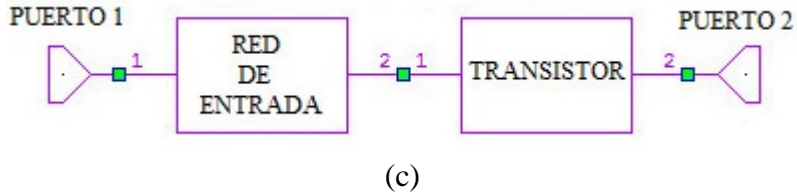


Fig.3.3 Esquemáticos para la metodología: (a) transistor; (b) red de entrada stub-line con valores iniciales; (c) cascada red de entrada con transistor (continuación).

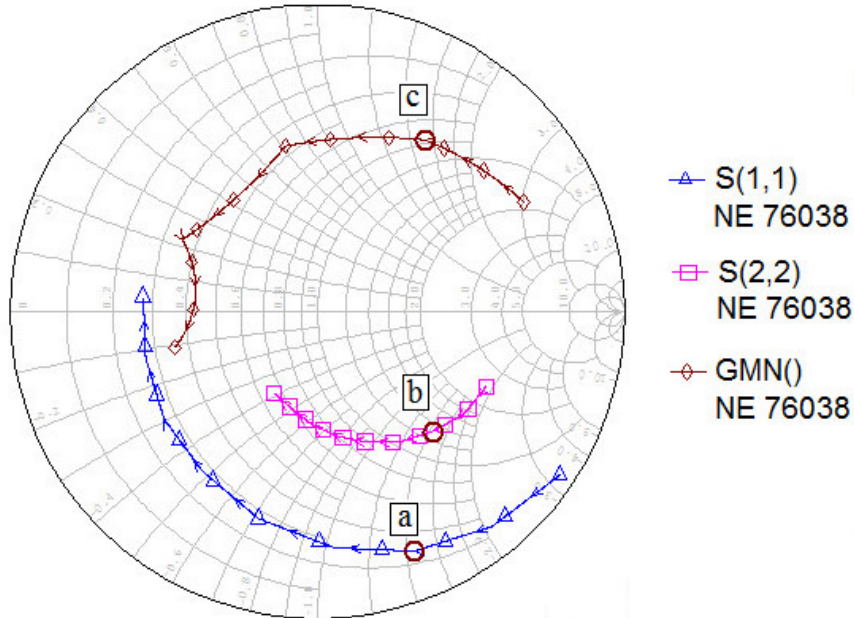


Fig.3.4 Parámetros S del transistor NE76038: (a) S_{11} en 4GHz; (b) S_{22} en 4GHz; (c) Γ_{OPT} en 4GHz.

Paso 4

Simulando el comportamiento de los esquemáticos de la fig.3.3, se generó las siguientes gráficas. La frecuencia promedio es indicada por puntos *a*, *b* y *c* de la fig.3.4, los cuales representan los parámetros del transistor S_{11} , S_{22} y Γ_{OPT} respectivamente. En la fig.3.5 son ilustrados los parámetros de la red de entrada con valores iniciales, el punto *a* indica a S_{22} a la frecuencia promedio (4 GHz), los puntos *b* y *c* representan valores de S_{11} a las frecuencias f_1 y f_2 (2.4 y 5.6 GHz) respectivamente.

En la fig.3.6 el punto *a*, *b* y *c* indican valores de S_{11} del circuito en cascada de la fig.3.3c en $f_{promedio}$, f_1 y f_2 (4, 2.4 y 5.6 GHz) respectivamente. El punto *d* indica el valor del Γ_{OPT} a la frecuencia promedio y el punto *e* indica al Γ_{OPT}^* a la frecuencia promedio.

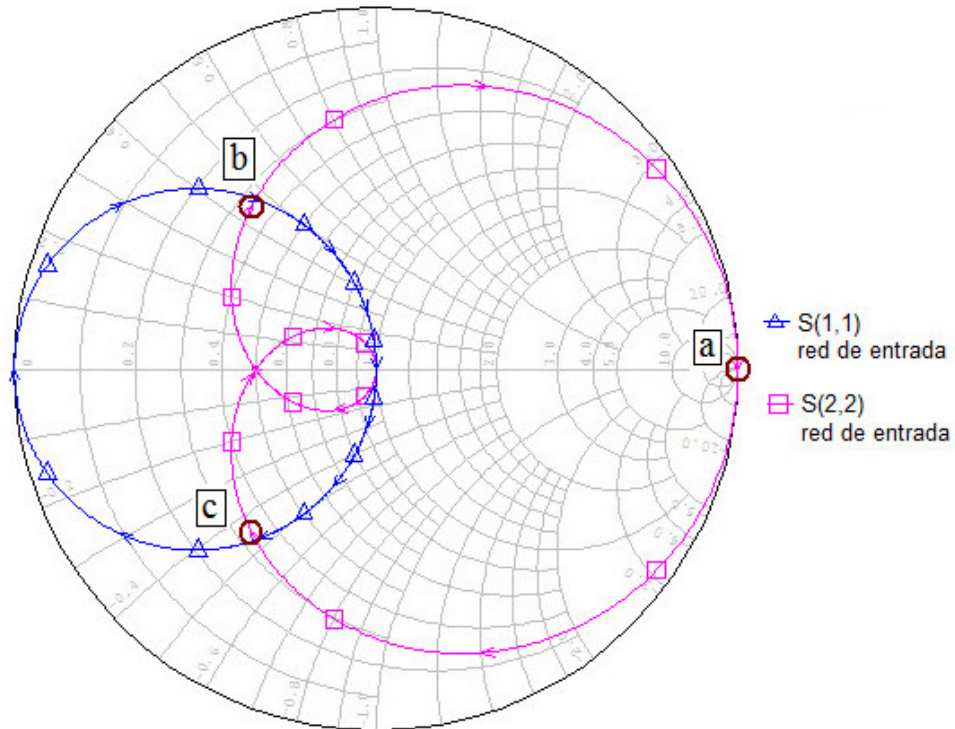


Fig. 3.5 Parámetros S del la red de entrada: (a) S_{22} en 4GHz; (b) S_{22} en 2.4GHz; (c) S_{22} en 5.6 GHz.

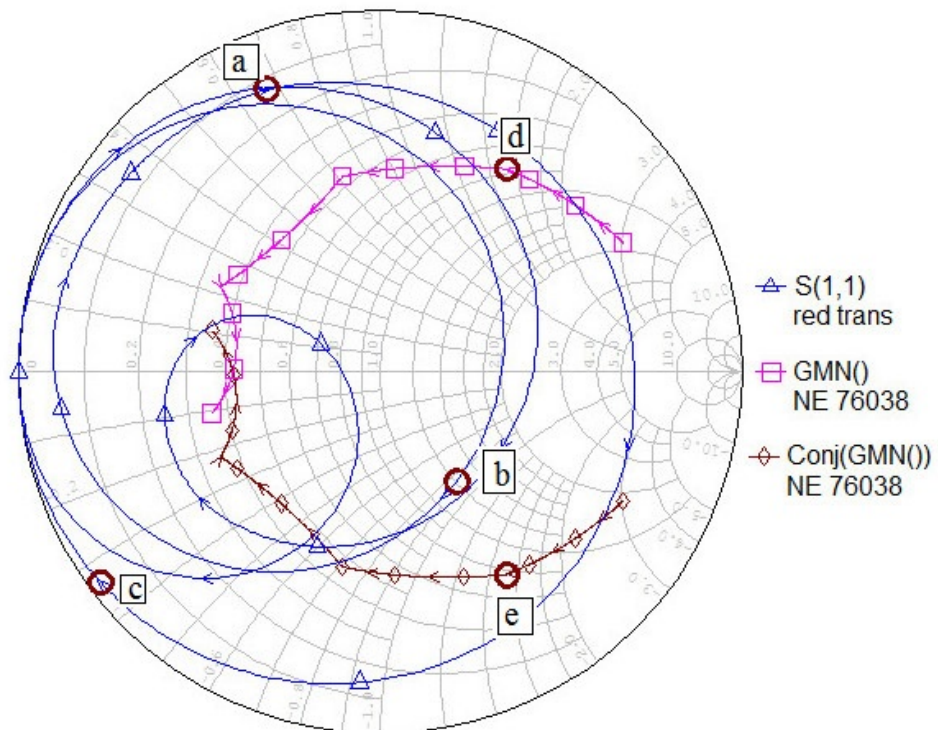


Fig.3.6 Parámetros S del transistor con red de entrada: (a) S_{11} a 4GHz; (b) S_{11} a 2.4GHz; (c) S_{11} a 5.6 GHz; y los datos de fábrica del transistor en cuestión (d) Γ_{OPT} en 4GHz; (e) Γ_{OPT^+} en 4GHz.

Paso 5

Hasta este paso se inicia la sintonización de impedancias, se seleccionan las frecuencias de trabajo deseadas, f_1 como frecuencia inferior (2.4 GHz en este caso) y f_2 como frecuencia superior (5.6 GHz en este caso), se promedian:

$$f_{promedio} = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

El ancho de banda de la simulación será acotado poco antes de f_1 y poco después de f_2 , dando mejor resolución a las graficas (2.2 GHz a 5.8 GHz). La longitud eléctrica del stub será aumentada hasta que, $\theta_{stub} = 180^\circ$ creando en este un resonador. En la fig.3.7 se muestran las nuevas posiciones de los puntos a , b y c de la fig.3.6.

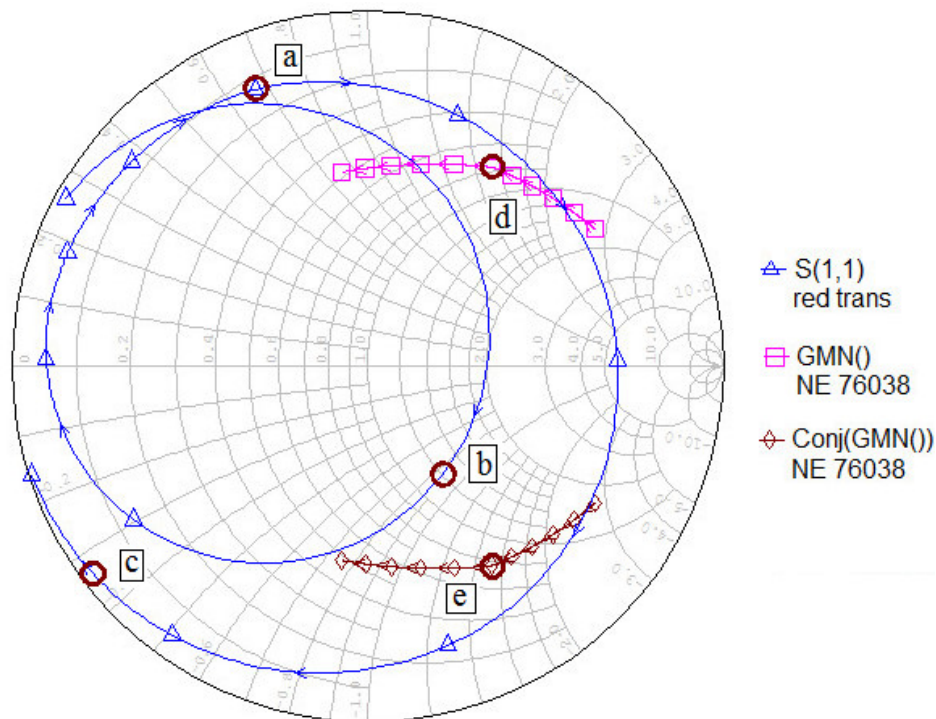


Fig.3.7 Parámetros S del transistor con red resonante en la entrada: (a) S_{11} a 4GHz; (b) S_{11} a 2.4GHz; (c) S_{11} a 5.6 GHz; y los datos de fábrica del transistor en cuestión (d) Γ_{OPT} en 4GHz; (e) Γ_{OPT}^* en 4GHz.

Paso 6

El valor de $\angle\Gamma_{OPT}$ a la frecuencia promedio es utilizado para dar solución a la siguiente ecuación, obteniendo como resultado el valor de θ_{LINE} de la red de entrada.

$$\theta_{LINE} = 2 \left(90 - \angle\Gamma_{OPT}|_{f_{promedio}} \right)$$

En la fig.3.8 los puntos a, b y c son valores de S_{11} del circuito en cascada de la fig.3.3c a las frecuencias $f_{promedio}$, f_1 y f_2 (4, 2.4 y 5.6 GHz) respectivamente. Se observa como el punto a es aproximado al eje real de la carta de Smith siendo este el principal propósito de θ_{LINE} . En la fig.3.9 se muestra la red de entrada con las impedancias y longitudes eléctricas encontradas hasta este punto.

Los primeros efectos de concurrencia en bandas de frecuencias son ilustrados en la fig.3.10. El parámetro S_{21} permite observar las dos bandas con mayor ganancia de potencia, el parámetro NF tiene un comportamiento de baja potencia o bajo ruido y el parámetro S_{11} presenta reflexión parcial en las mismas bandas de frecuencias. Sin embargo, dichas bandas no se encuentran en las frecuencias de interés, es decir, f_1 (2.4 GHz) y f_2 (5.6 GHz).

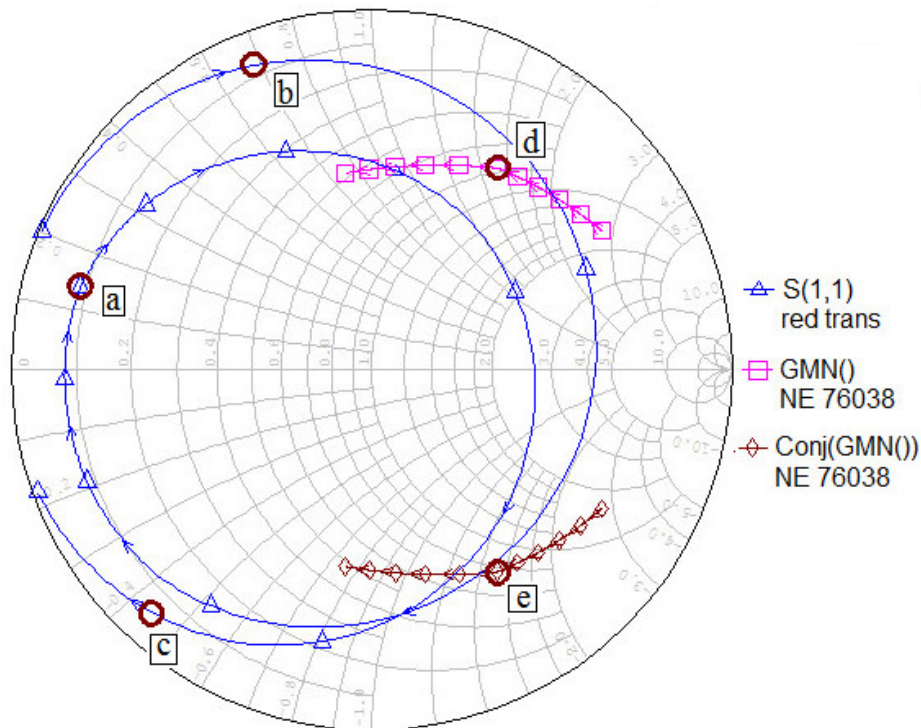


Fig.3.8 Parámetros S del transistor con red de entrada modificada: (a) S_{11} a 4GHz; (b) S_{11} a 2.4GHz; (c) S_{11} a 5.6 GHz; y los datos de fábrica del transistor en cuestión (d) Γ_{OPT} en 4GHz; (e) Γ_{OPT}^* en 4GHz.

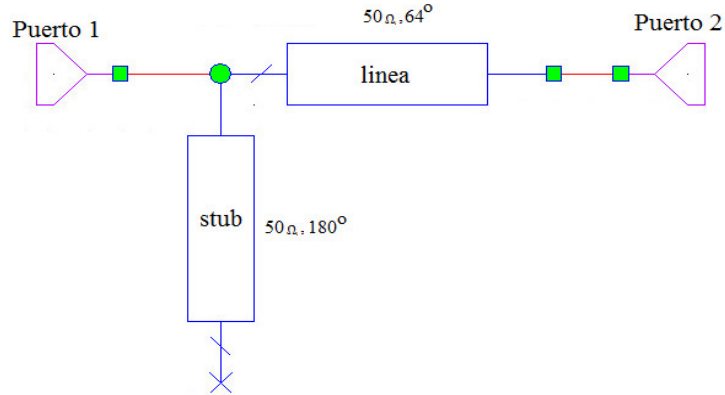


Fig.3.9 Red de entrada con primeras modificaciones.

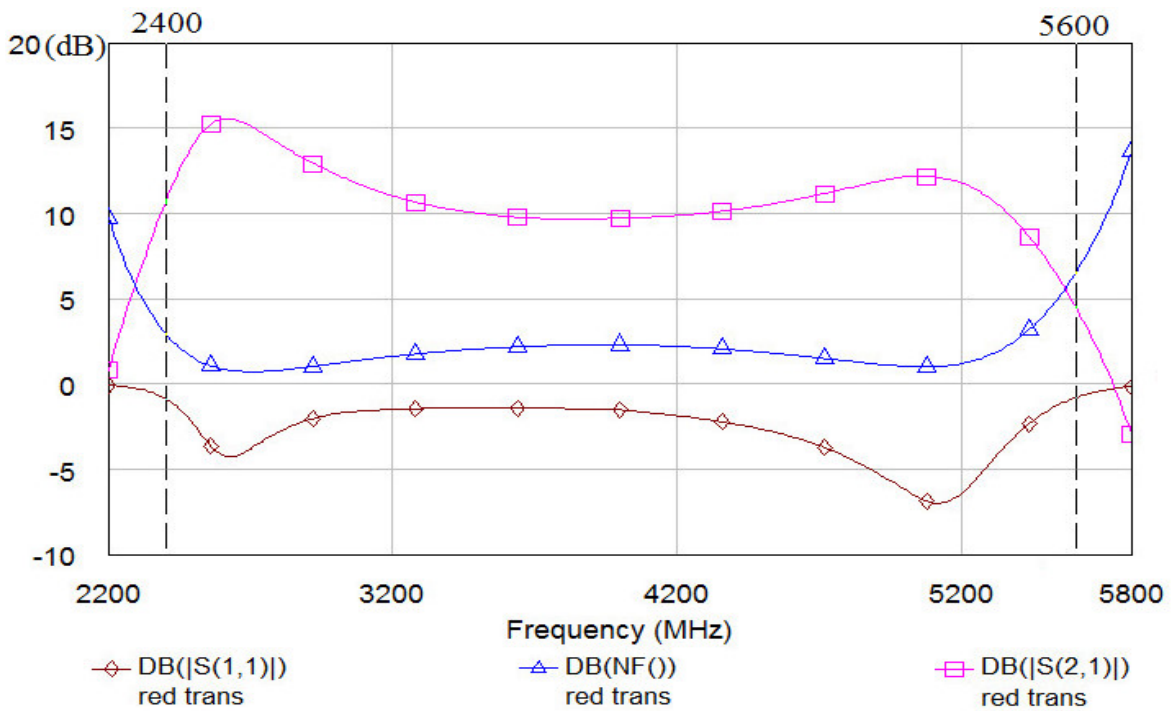


Fig.3.10 Primeros efectos de doble banda.

En la fig.3.11 muestra el fenómeno de resonancia en la carta de Smith del parámetro S_{22} del circuito en cascada de la red de entrada con el transistor, dicha resonancia está ubicada en las cercanías de los valores del Γ_{OPT} por lo que nuestro amplificador presenta bajo ruido en esas bandas de frecuencia, de manera similar se encuentra cercana al parámetro S_{11}^* facilitando presentar un acoplamiento conjugado. Los puntos c y d corresponden al parámetro S_{22} en las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente, mientras que el punto a corresponde al Γ_{OPT} a la frecuencia promedio.

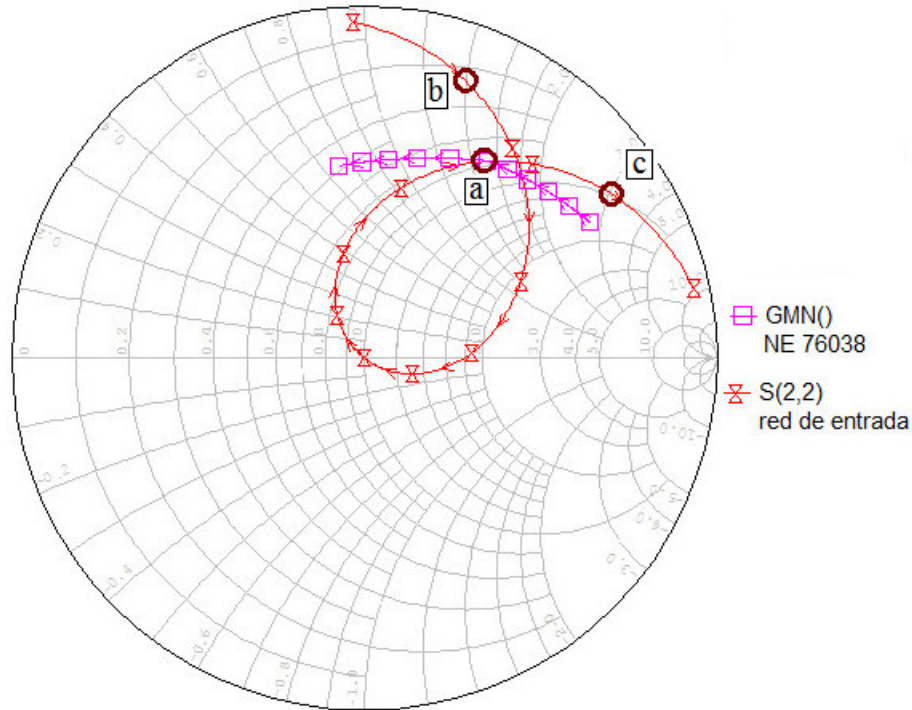


Fig.3.11. Parámetro S_{22} en intersección con Γ_{OPT} : (a) 4 GHz; (b) 2.4 GHz; (c) 5.6 GHz.

Paso 7.

Una sintonización inteligente e intuitiva es desarrollada. Después de estudiar los patrones de movimientos de las variables (impedancias) de la red tipo L, las impedancias de la línea y del stub han sido seleccionadas como únicas variables de sintonización, llamadas $Z_{línea}$ y Z_{stub} respectivamente.

La red de la fig.3.9 en cascada con el transistor NE76038 son utilizados para implementar la sintonización.

Se incrementa el valor de la impedancia del stub (Z_{stub}) hasta que el valor del parámetro S_{11} a la frecuencia f_1 sea igual a un valor de Γ_{OPT} del transistor. En la Fig.3.12 se muestra la trayectoria del parámetro S_{11} , donde el punto a' indica a f_1 en su antigua posición, y el punto a indica f_1 en la posición cercana al Γ_{OPT} .

Paso 8.

Se disminuye el valor de la impedancia de la línea ($Z_{línea}$) hasta que el parámetro S_{11} a la frecuencia f_2 cumpla con la condición siguiente:

$$Im\{S_{11 \text{ red-trans}}\}|_{f_2} \approx 0$$

En la fig.3.13 se ilustra el desplazamiento de los puntos a , b y c del parámetro S_{11} de la red en cascada con el transistor. El punto a indica el valor de S_{11} a la frecuencia promedio, el punto b indica el valor de S_{11} a la frecuencia f_2 y el punto c indica el valor de S_{11} a la frecuencia f_1 .

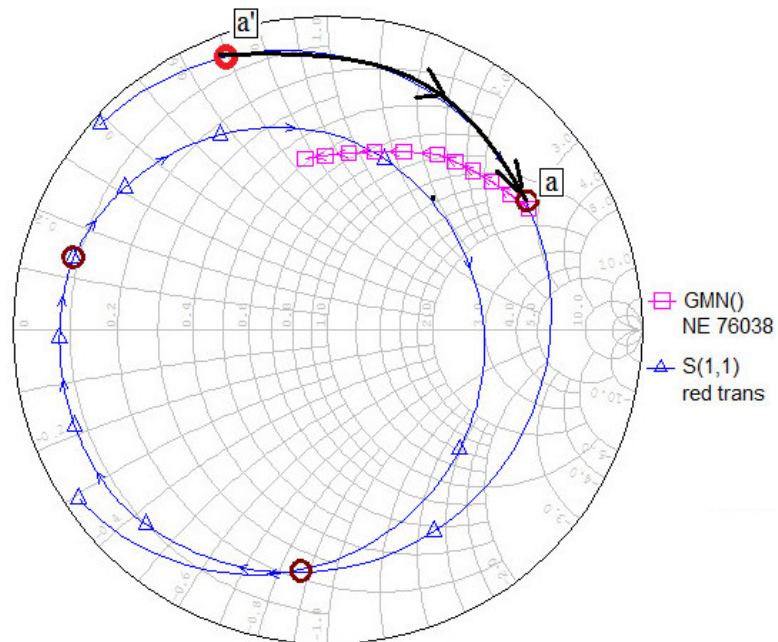


Fig. 3.12 desplazamiento del punto a al Γ_{OPT} .

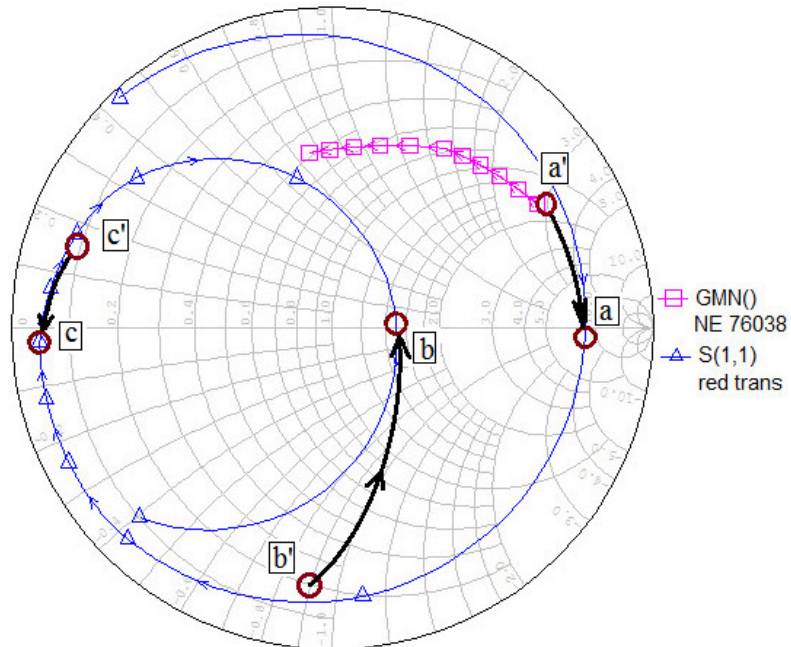


Fig.3.13 Desplazamiento causada por la sintonización de impedancias

Paso 9

En este paso la sintonización se realizará ajustando el incremento o decremento de las variables Z_{linea} y Z_{stub} con la lógica que se generan en la siguiente secuencia:

- (a) Si $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} < 0$ entonces se genera un decremento en la variable Z_{linea} hasta que $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} \approx 0$.
- (b) Si $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} < 0$ entonces se genera un decremento en la variable Z_{stub} hasta que $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} \approx 0$.
- (c) Si $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} > 0$ entonces se genera un incremento en la variable Z_{stub} hasta que $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} \approx 0$.
- (d) Si $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} > 0$ entonces se genera un incremento en la variable Z_{linea} hasta que $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} \approx 0$.
- (e) Si se obtiene que: $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} \approx 0$ y que $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} \approx 0$, se dirigirá directo al paso 10, si ambas condiciones no llegaron a cumplirse se deberá repetir los incisos de (a) hasta (e).

Después de la máxima aproximación de $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_1} \approx 0$ y de $Im\{S_{11\ red-trans}\}|_{f_2} \approx 0$ se considera una sintonización exitosa, obteniendo como resultado los valores de las impedancias Z_{linea} y Z_{stub} . En la Fig.3.14 se observa las dos bandas de frecuencia.

Recordando la fig.3.10 la resonancia no se encontraba en la bandas de interés, después de la sintonización exitosa se puede observar en la fig.3.14 como ambas crestas del parámetro S_{21} han sido colocadas en las frecuencias de interés f_1 (2.4 GHz) y f_2 (5.6 GHz), y de igual forma los valles del parámetro NF (noise figure) se encuentran también en las frecuencias de interés f_1 (2.4 GHz) y f_2 (5.6 GHz), y en el parámetro S_{11} presente valores por debajo de los 2 dB, indicando esto coeficiente de reflexión parciales.

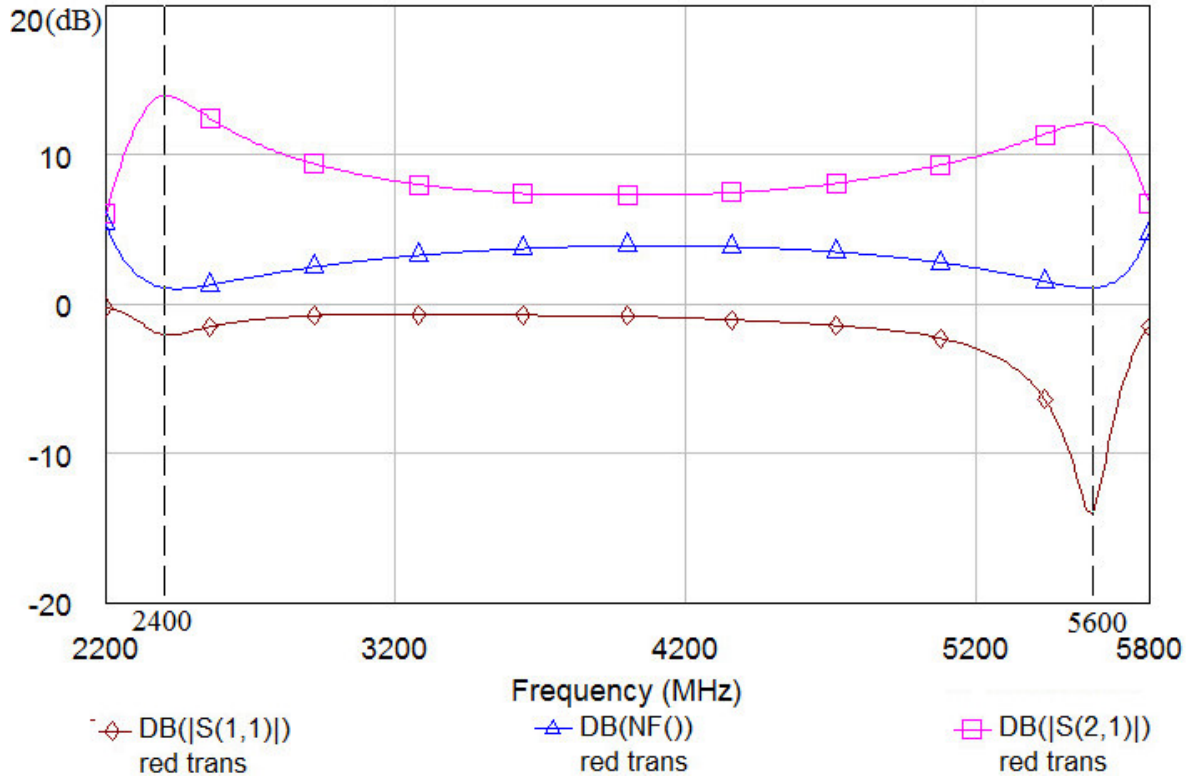


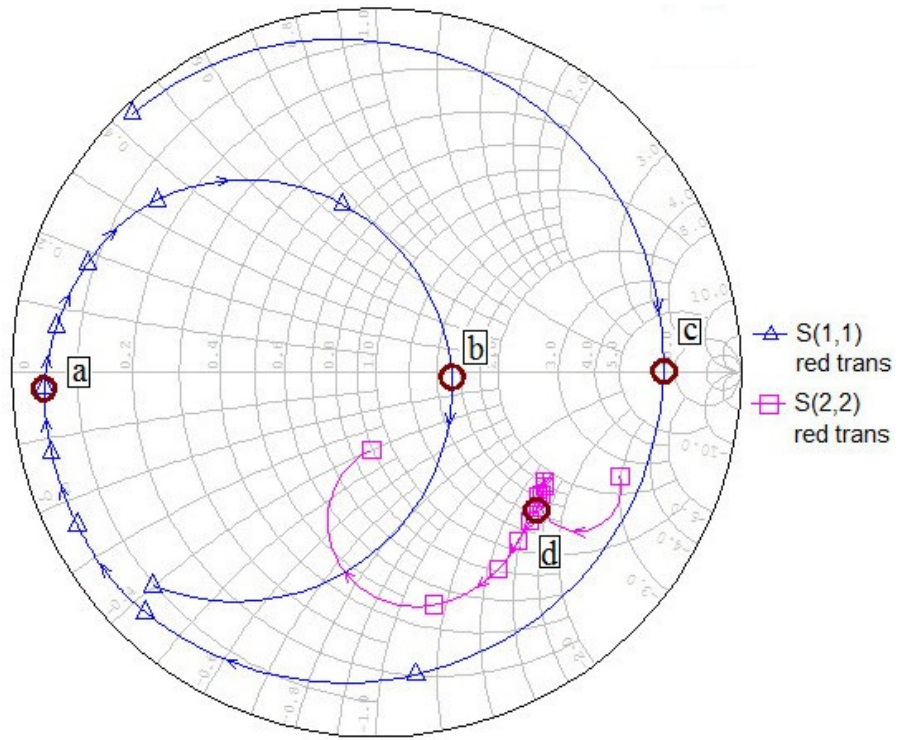
Fig.3.14 Efecto de las dos bandas en frecuencias de interés.

Paso 10.

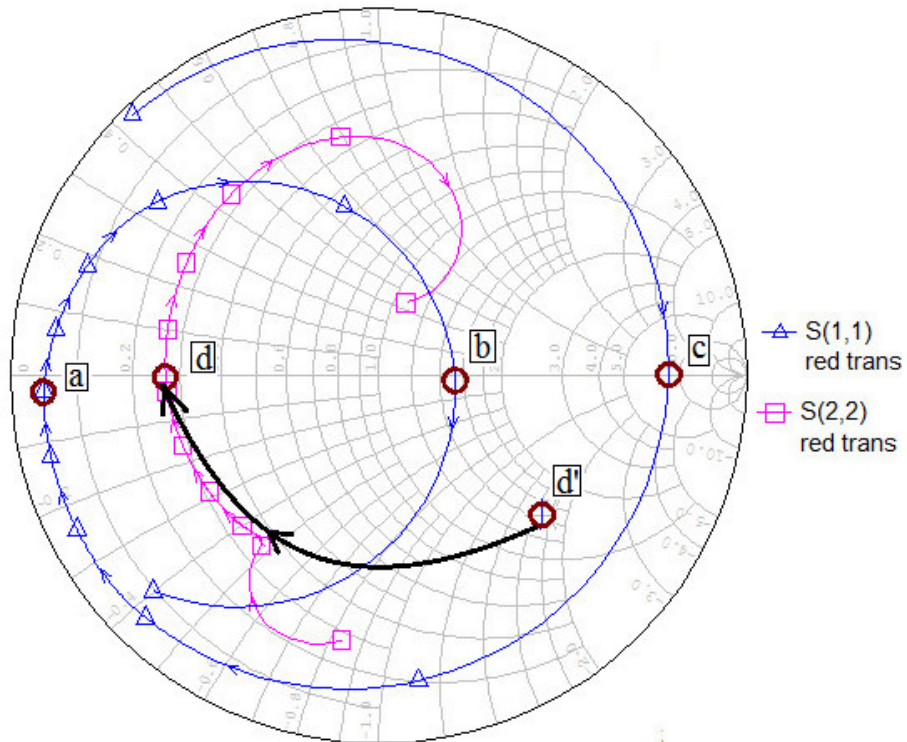
Se verifica que el parámetro S_{22} sea estable, posteriormente se agrega una línea para que $Im\{S_{22 \text{ red-trans}}\}|_{f_{promedio}} \approx 0$. La longitud eléctrica de la línea de acoplamiento de salida este en función de $\angle S_{22}$ y la longitud eléctrica que sea necesaria para llegar al eje real de la carta de Smith, es decir:

$$\theta_{linea 2} = 2 \left(90 - \angle S_{22}|_{f_{promedio}} \right)$$

En la Fig.3.15a se ilustran los puntos b y c pertenecientes al parámetro S_{11} presentan valores imaginarios bajos tal y como lo indica el paso 9 en sus condiciones, situando a estos puntos casi sobre el eje real dentro de la carta de Smith. El parámetro S_{22} a la frecuencia promedio es situado sobre el eje real de la carta de Smith como se muestra en la fig.3.15b.



(a)

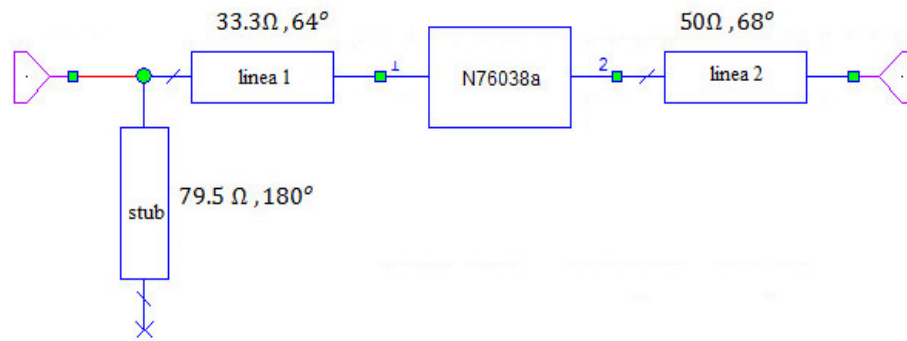


(b)

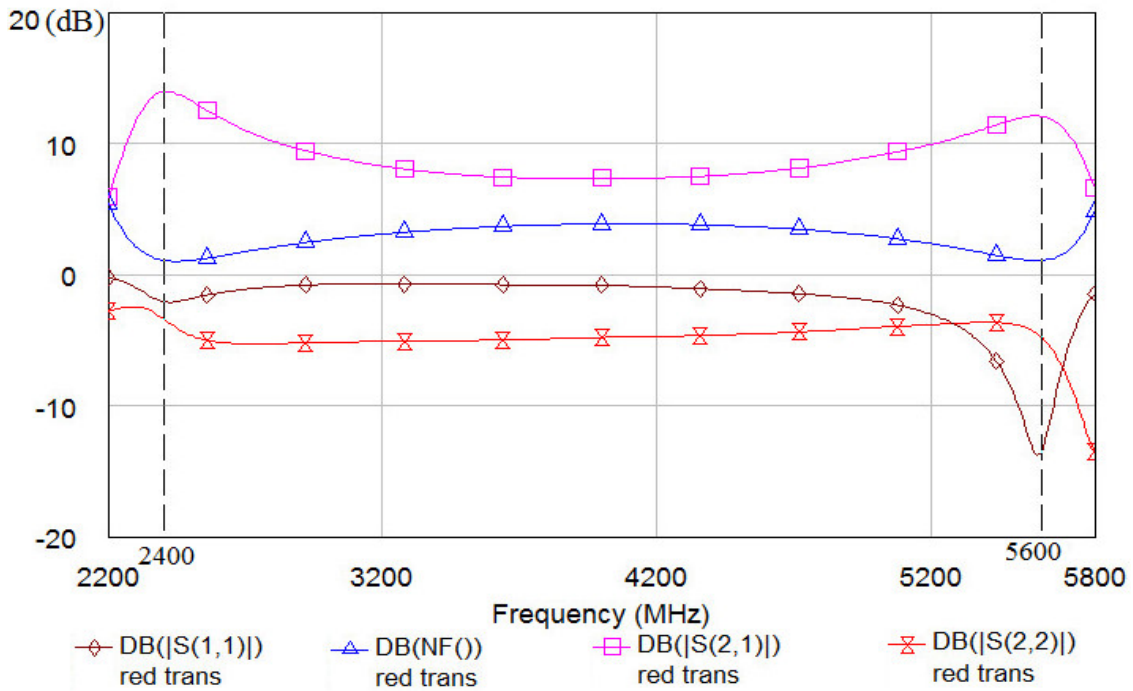
Fig.3.15 Variación de la longitud eléctrica en la salida: (a) Sin línea de acoplamiento de salida; (b) Con línea de acoplamiento de salida.

Un circuito final es presentado en el esquemático mostrado en la fig.3.16a y los parámetros de dicho circuito en la fig.3.16b. La ganancia señalada por el parámetro S_{21} , el bajo ruido indicado por el parámetro NF y los coeficientes de reflexión indicados por los parámetros S_{11} y S_{22} describen la resonancia en las bandas de interés.

Los valores de las líneas corresponden a las siguientes condiciones de entrada, es decir, como dispositivo bajo prueba se tiene a NE76038A, $f_1= 2.4\text{GHz}$, $f_2= 5.6\text{GHz}$ y $f_{promedio} = 4\text{GHz}$.



(a)



(b)

Fig.3.16 Método gráfico y su resultado: (a) Esquemático total con valores necesarios para la doble banda de frecuencia; (b) Grafica rectangular que muestra el efecto en las dos bandas de frecuencias.

3.3 Límites de la Técnica Implementada para la Sintonización de Impedancias.

La sintonización se realiza a partir de una red tipo L a la entrada, cuyos valores iniciales del $Z_{stub} = 50\Omega$ con una longitud eléctrica de 180° y $Z_{linea} = 50\Omega$ con una longitud eléctrica equivalente a:

$$\theta_{linea} = 2(90 - \angle\Gamma_{OPT})$$

En la fig.3.17 los parámetros S_{11} , S_{22} y NF definen un patrón en la grafica, las bandas concurrentes aparecen en las frecuencias de resonancia f_1 y f_2 , donde:

$$f_1 = f_{prom} - (f_{prom} * A)$$

$$f_2 = f_{prom} - (f_{prom} * B)$$

Donde A es un factor que corresponde a un porcentaje de que tanto se aleja f_1 de f_{prom} y B es un factor que corresponde a un porcentaje de que tanto se aleja f_2 de f_{prom} .

Se realizo una serie de simulaciones donde se variaron las frecuencias promedio para ver los patrones del parámetro S_{21} de la red con valores iniciales, la tabla 3.1 contiene los resultados de dichas simulaciones, obteniendo un promedio de $A = 31$ y de $B = 30$.

Variando las impedancias de la red, se aproximan las crestas del parámetro S_{21} a f_{prom} , como se muestra en la fig.3.18. La tabla 3.2 contiene los valores obtenidos en las simulaciones de los 4 GHz a los 9 GHz con incrementos de un 1 GHz. Se obtuvo un promedio de $A = 21$ y de $B = 20$.

Por otra parte, variando las impedancias de la red se alejan las crestas del parámetro S_{21} de f_{prom} , ilustrado en la fig.3. La tabla 3.2 contiene los valores obtenidos en las simulaciones de los 4 Ghz a los 9 GHz con incrementos de un 1 GHz. Se obtuvo un promedio de $A = 39$ y de $B = 40$.

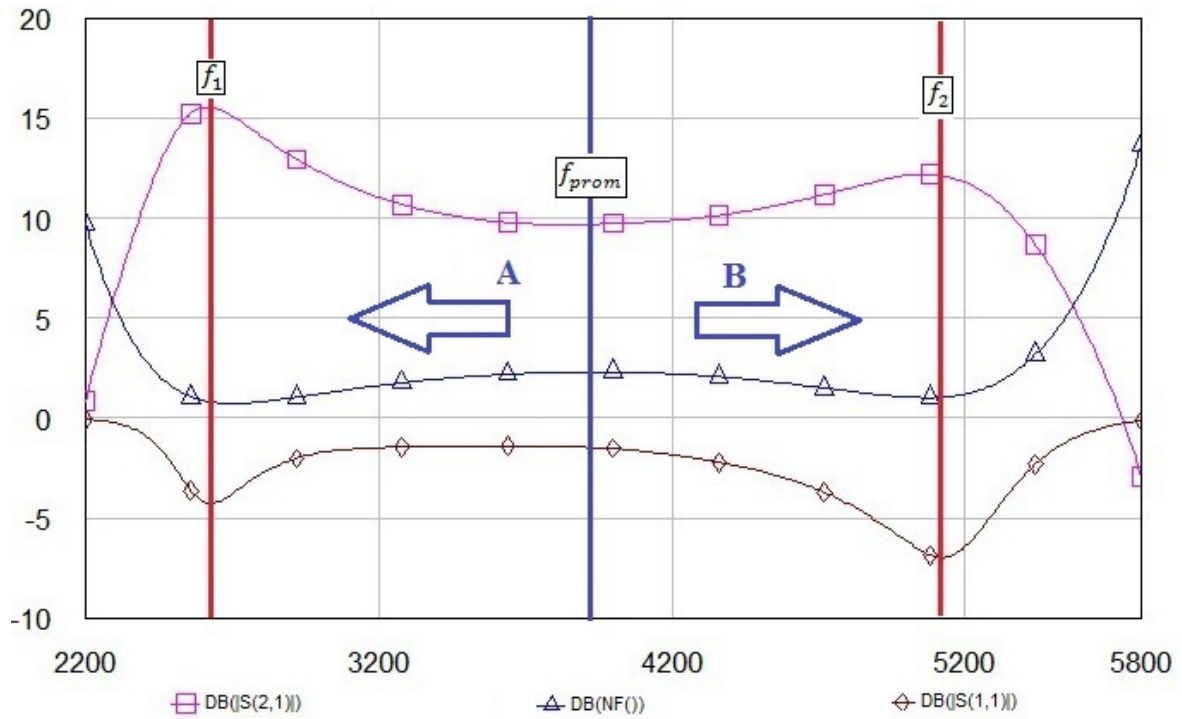


Fig.3.17 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , para la red con valores iniciales.

Tabla 3.1 Resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con valores iniciales.

f_1	A	$f_{promedio}$	B	f_2
6.18	31	9	31	11.808
5.4	32	8	31	10.5
4.9	30	7	31	9.2
4.125	31	6	33	8
3.45	31	5	29	6.45
2.708	32	4	28	5.10
1.9	36	3	30	3.9
1.4	30	2	30	2.6

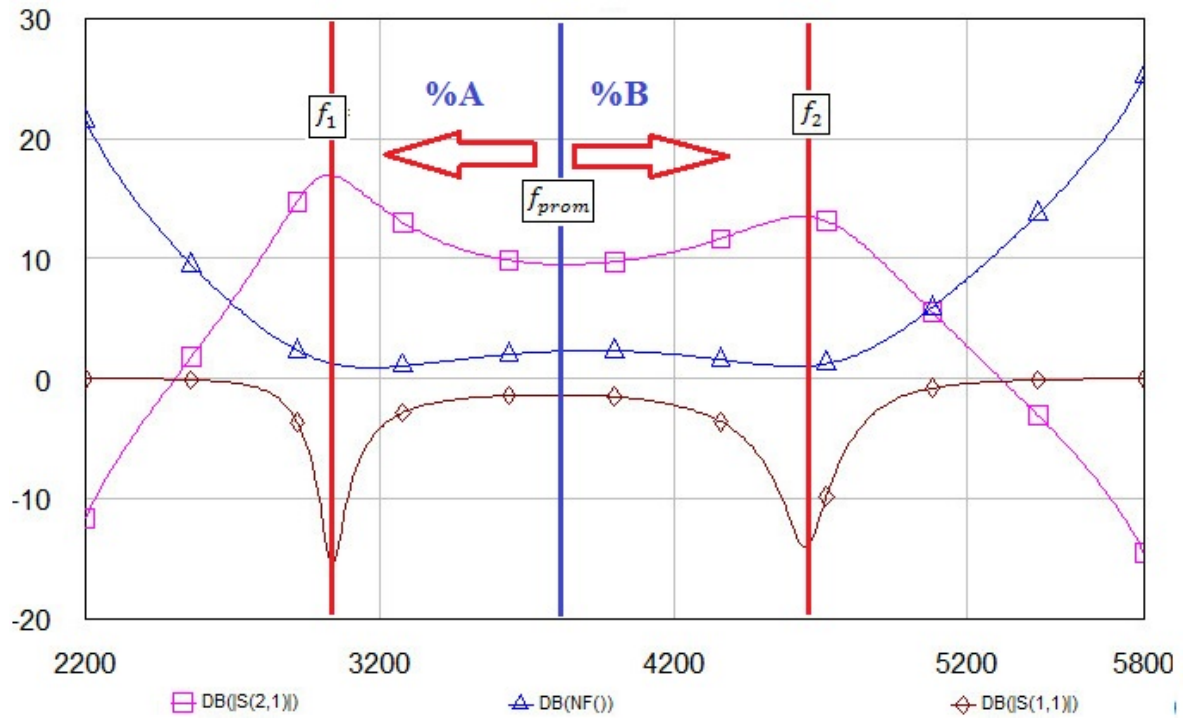


Fig.3.18 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , con crestas cercanas a f_{prom} .

Tabla 3.2 Resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con crestas cercanas a f_{prom} .

f_1	A	$f_{promedio}$	B	f_2
7.17	20	9	24	11.16
6.3	21	8	23	9.9
5.67	19	7	20	8.41
4.8	20	6	25	7.5
3.8	24	5	16	5.8
2.99	25	4	15	4.6

Tabla 3.3 Resultados de la simulación con la red de acoplamiento de impedancias con lejanas cercanas a f_{prom} .

f_1	A	$f_{promedio}$	B	f_2
5.58	38	9	42	12.76
4.8	40	8	42	11.35
4.2	40	7	41	9.87
3.628	39	6	40	8.43
2.91	41	5	35	6.78
2.39	40	4	40	5.6

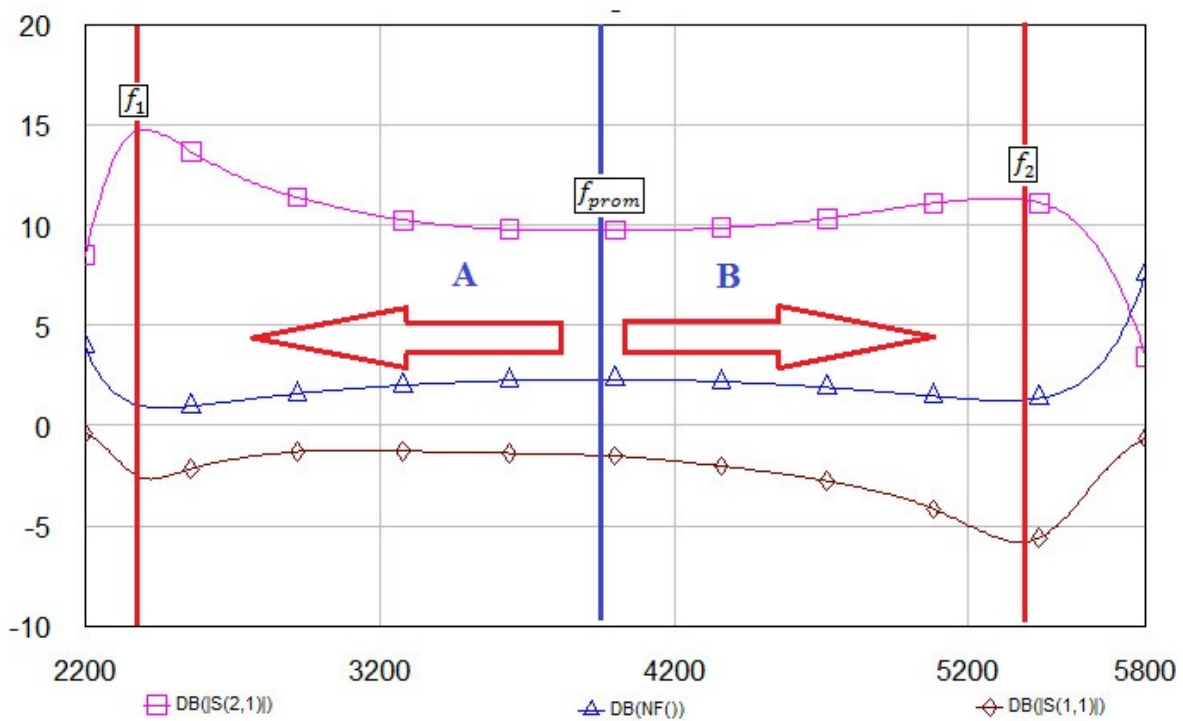


Fig.3.19 Parámetros S_{11} , S_{22} y NF , con crestas lejanas a f_{prom} .

Se analizó la información de cada tabla, dando como resultado consideraciones en la selección de frecuencias.

- 1). El programa solo revisará a f_1 y f_2 a partir de $f_{prom} = \frac{f_1 + f_2}{2}$.
- 2). Si f_1 se aleja entre 21% y 39% a razón de f_{prom} . Entonces f_1 es factible.
- 3). Si f_2 se aleja entre 20% y 40% a razón de f_{prom} . Entonces f_2 es factible.

Las condiciones anteriores permiten que el programa de sintonización de impedancias genere resultados que oscilen entre 12 y 110 Ω , facilitando la construcción física de las redes.

3.4 Principales Empaquetados en los Transistores de Microondas.

En la fig.20 se muestran algunos empaquetados más comunes en la construcción de transistores de microondas.

Los empaquetados SOT-103 o similares se acoplan con facilidad a los circuitos construidos por líneas tipo microcinta, haciendo posible su implementación en la herramienta de calibración TRL y obteniendo los parámetros S de los transistores.

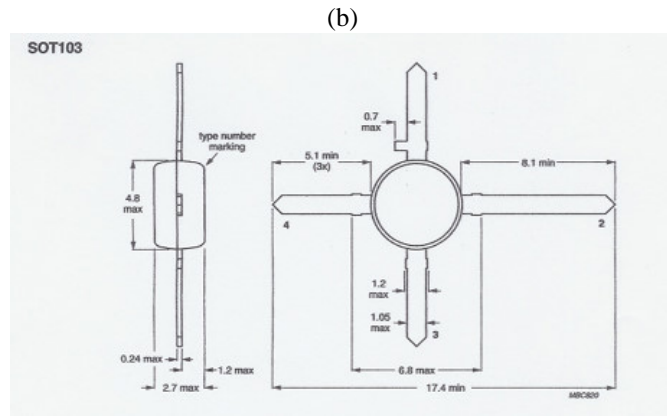
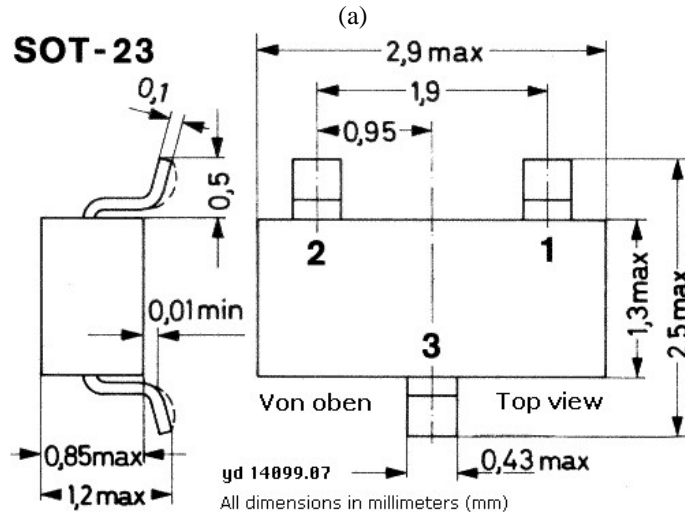
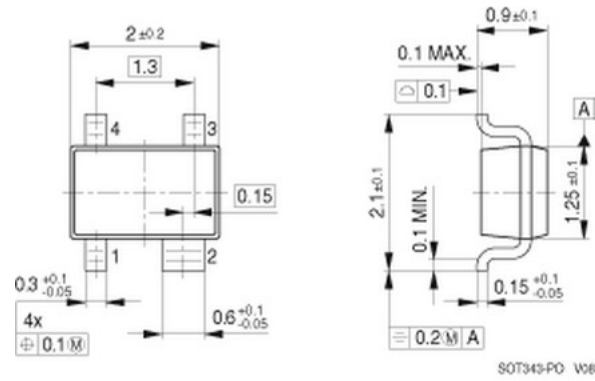


Fig.3.20 Empaquetado de un transistor de microondas: (a) SOT- 343; (b) SOT- 23; (c) SOT- 103.

3.5 Software AWR Design Environment.

La adquisición de los parámetros de dispersión y de ruido se realizó a partir de las hojas de datos del fabricante, se transcribieron en formato touchstone en archivos de texto (.txt), posteriormente se convirtieron en un formato compatible para el programa AWR (.s2p).

Dichos archivos se procesaron en el programa AWR, resultando un archivo de salida con extensión .s2p que contiene los datos interpolados de los parámetros S y de ruido de los transistores.

La interpolación se realizó con un barrido de frecuencias de 1 GHz a 10 GHz con incrementos de 0.01 GHz, dando mayor resolución a los datos proporcionados fabricante.

3.6. Dispositivos de casos de estudio.

En esta sección se presentan las frecuencias de operación, potencias de trabajo, parámetros S, parámetros de ruido y los empaquetados de los cinco transistores de microondas utilizados en la realización de este trabajo de tesis.

3.6.1 Transistor NE76038 (NEC).

El transistor NE76038 es un dispositivo alto rendimiento de arseniuro de galio (GaAs) semiconductor de metal transistor de efecto campo ubicado en envase de plástico Fig.3.21. Su figura de ruido hace que este dispositivo sea adecuado para su uso en la segunda o tercera etapa de amplificadores de bajo ruido que operan en el rango de 1 GHz a 14 GHz. El dispositivo está fabricado usando la implantación de iones para mejorar el rendimiento, la fiabilidad y la uniformidad en radio frecuencia (RF) y corriente (DC). En la Fig.3.22 aparecen sus parámetros de dispersión y ruido [9].

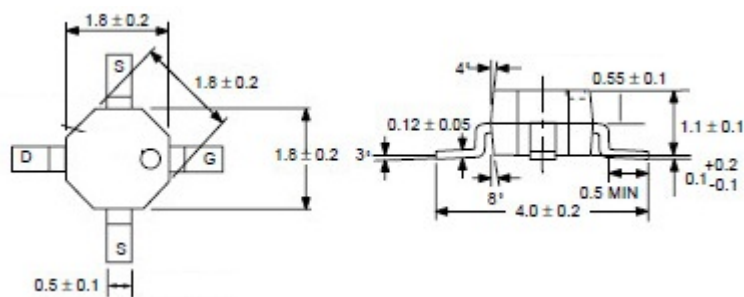


Fig.3.21 Empaquetado tipo 38 plástico de NE76038 (dimensiones en mm).

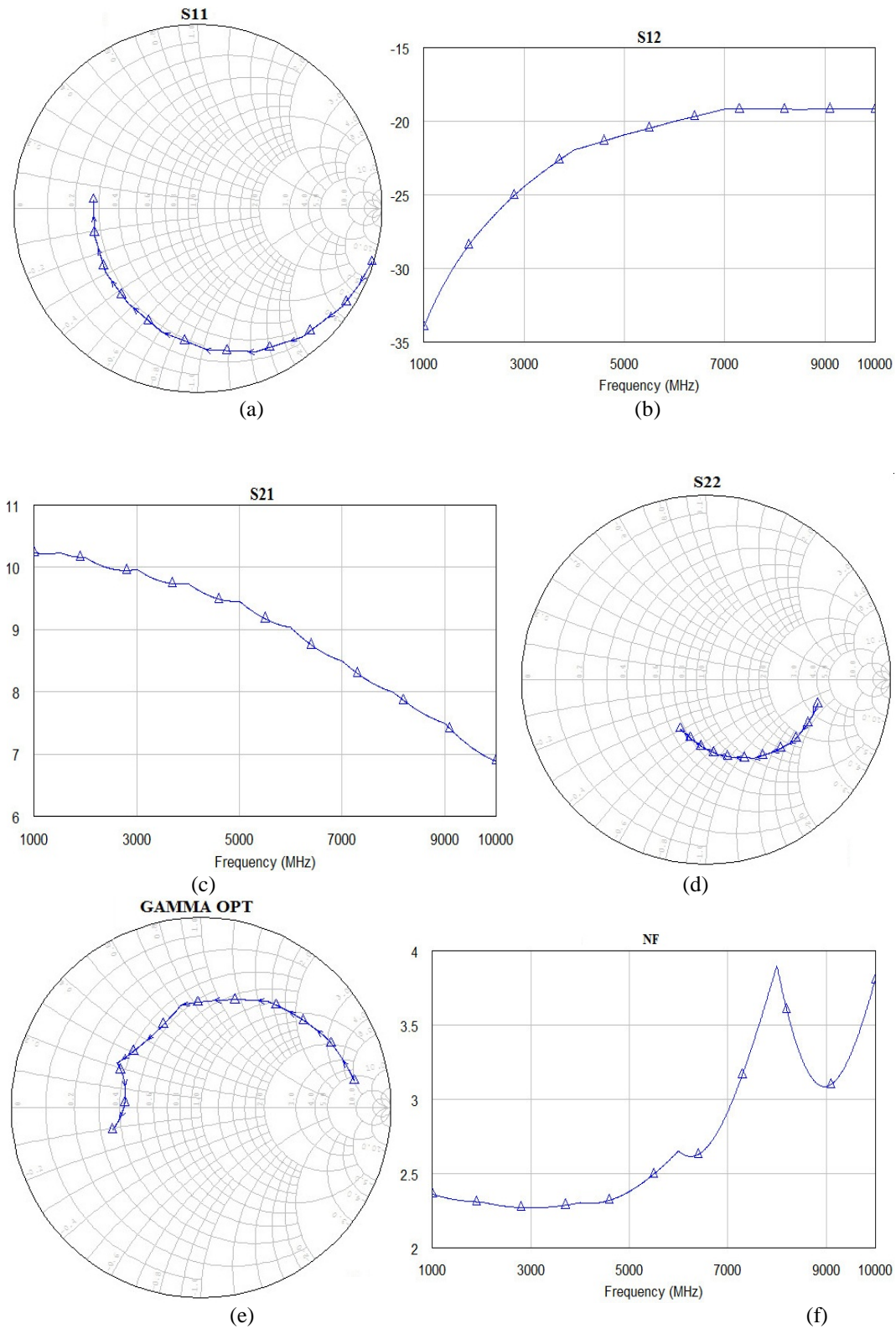


Fig.3.22 Parámetros S y de ruido de NE-76038; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) gama óptimo; (f) figura de ruido en dB.

3.6.2 Transistor NE76184A (NEC).

El transistor NE76184a es clasificado como un MESFET (metal–semiconductor field effect transistor) de GaAs de canal N que se encuentra en un empaquetado de cerámica como se muestra en la fig.3.23. El dispositivo se fabrica mediante la implantación de iones para mejorar el desempeño y uniformidad en RF y en CD. Su bajo ruido y alta ganancia asociada lo hacen adecuado para TVRO (Television receive-only), GPS (global positioning system) y otros sistemas comerciales. En la fig.3.24 aparecen sus parámetros de dispersión y ruido [10].

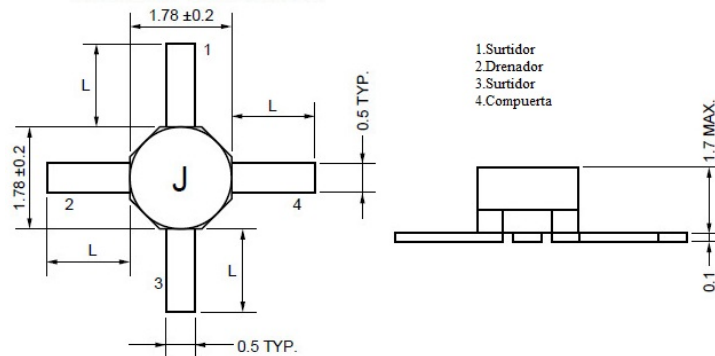


Fig.3.23 empaquetado plástico del transistor NE76184 (dimensiones en mm).

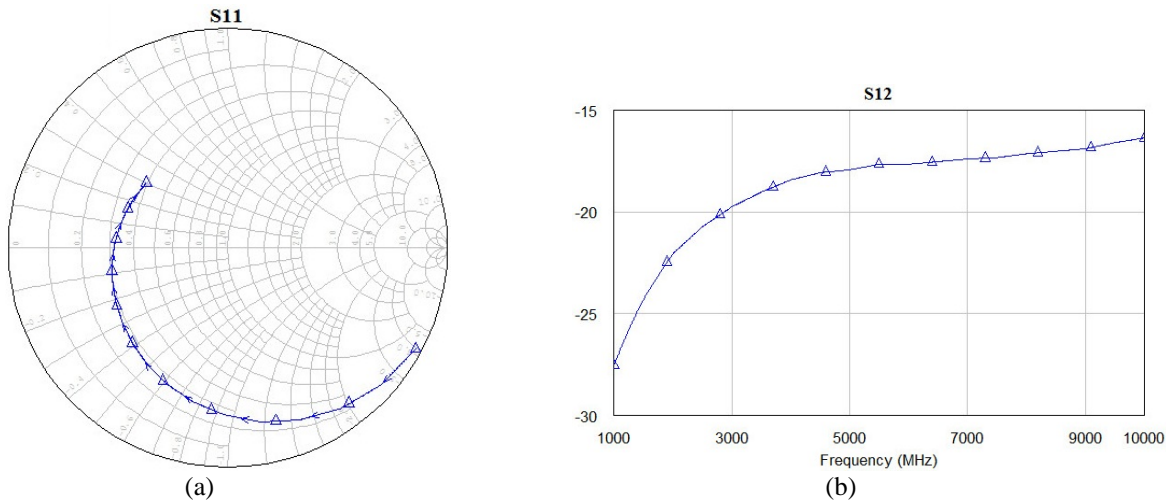


Fig.3.24 Parámetros S y de ruido de NE-76184; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido.

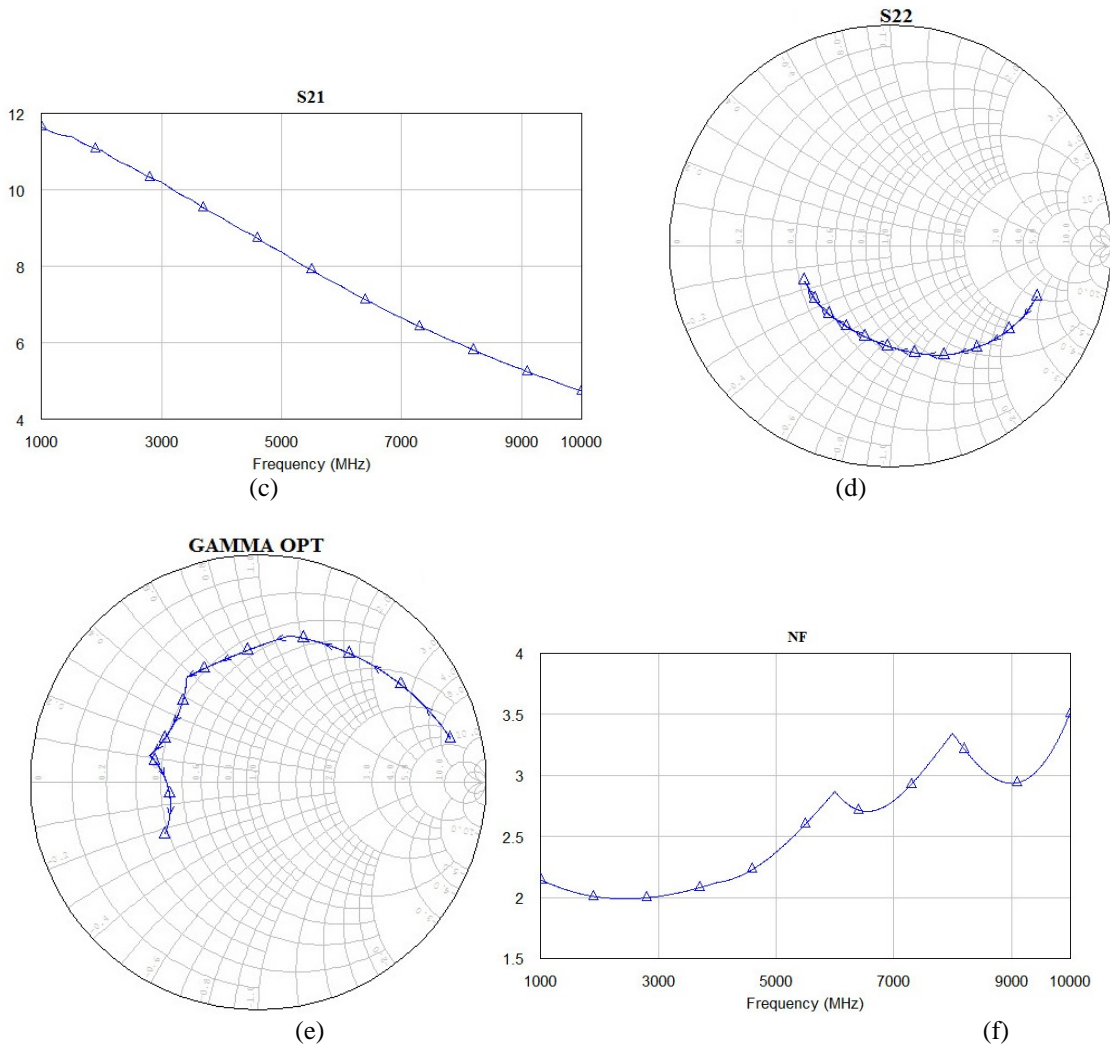


Fig.3.24 Parámetros S y de ruido de NE-76184; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido (continuación).

3.6.3 Transistor NE76084 (NEC).

El transistor NE76084 es clasificado como un MESFET de GaAs de canal N que se encuentra en un empaquetado de cerámica mostrado en la fig.3.25. El dispositivo se fabrica mediante la implantación de iones para mejorar el desempeño y uniformidad en RF y en CD. Con una figura de ruido típica de 1.6 dB y ganancia asociada de 9.0 dB a la frecuencia de 12 GHz. En la fig.3.26 aparecen sus parámetros de dispersión y ruido [11].

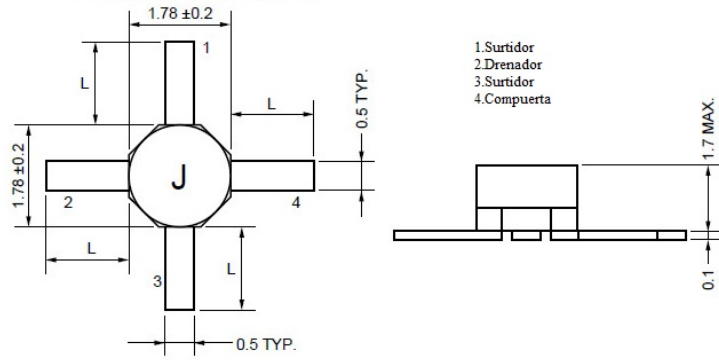


Fig.3.25 empaquetado plástico de NE76084 (dimensiones en mm).

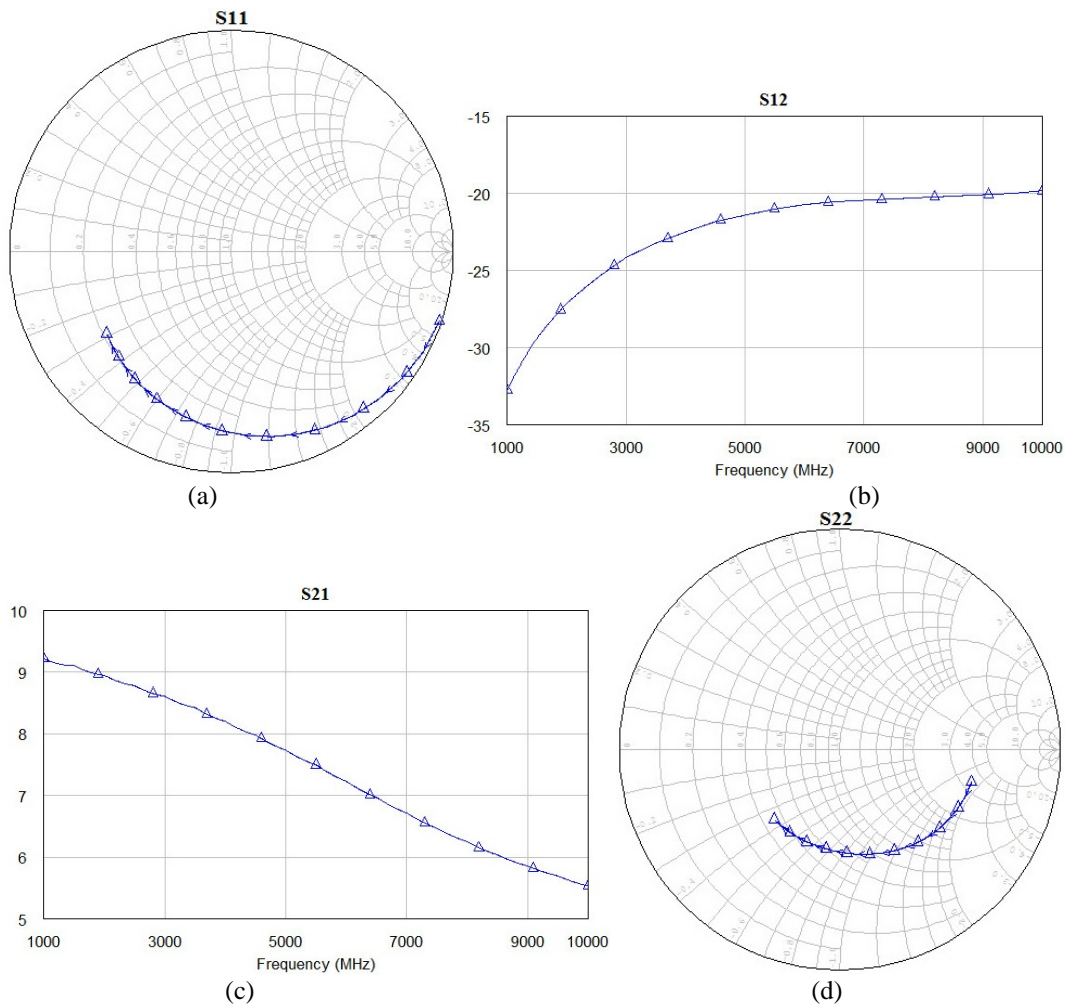


Fig.3.26 Parámetros S y de ruido de NE76084; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido.

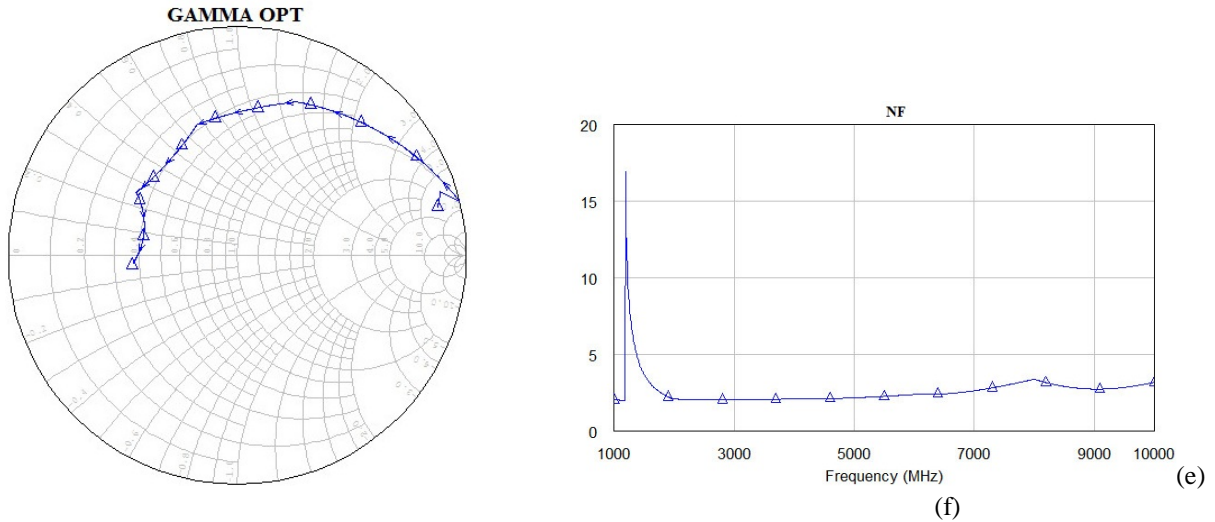


Fig.3.26 Parámetros S y de ruido de NE76084; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido (continuación).

3.6.4 Transistor ATF35076 (Hewlett Packard).

El transistor ATF35076 es la versión diferencial de ruido de los transistores PHEMT (pseudomorphic High electron mobility transistor) de alto rendimiento ATF-35, empaquetado de cerámica para microcinta estilo 76 mostrado en la fig.3.27. Este transistor ofrece una figura de ruido de alta calidad y es la elección ideal para la primera etapa de las cascadas de ruido extremadamente baja. Puede operar en los rangos de frecuencias 2-18 GHz, con una figura de ruido típica de 0.75 dB a la frecuencia de 12 GHz. En la Fig.3.27 aparecen sus parámetros de dispersión y ruido [12].

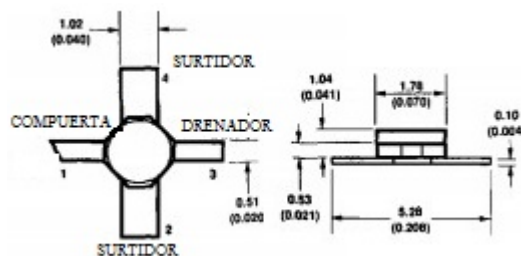


Fig.3.27 empaquetado plástico de ATF-35076(dimensiones en mm).

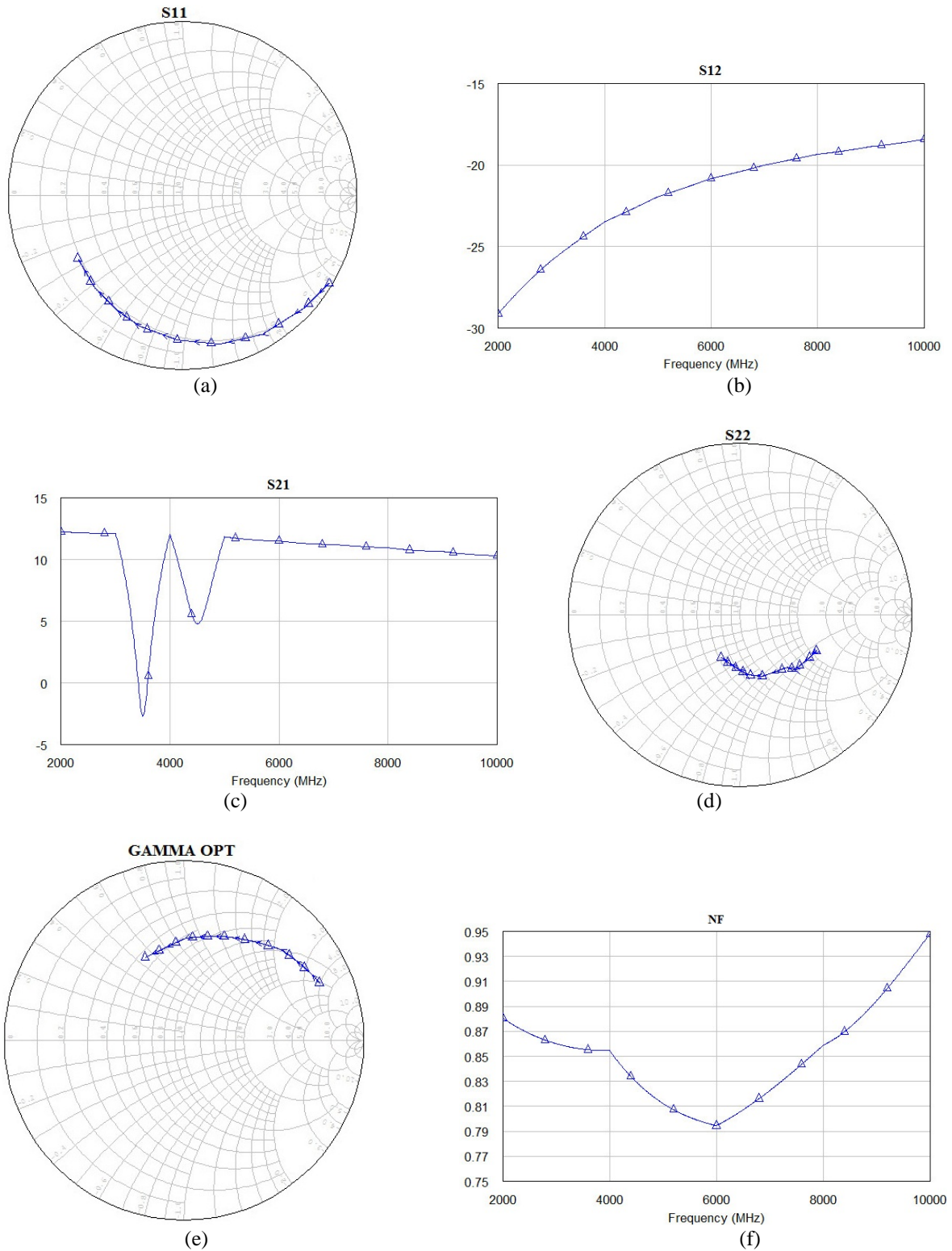


Fig.3.28 Parámetros S y de ruido de ATF35076; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido.

3.6.5 Transistor ATF36077 (Avango Technologies).

El dispositivo ATF36076 es un transistor PHEMT de ultra bajo ruido, empaquetado de cerámica de montaje superficial con muy bajos efectos parásitos fig.3.29. Ajustado correctamente, este transistor proporcionará una figura de ruido típica a 12 GHz de 0,5 dB, o un figura de ruido típica a 4 GHz de 0,3 dB, adicionalmente, el ATF36077 tiene una resistencia de ruido de muy bajo nivel, reducción de adaptación de impedancia, por lo que es más fácil el diseño de amplificadores de bajo ruido. En la Fig.3.30 aparecen sus parámetros de dispersión y ruido [13].

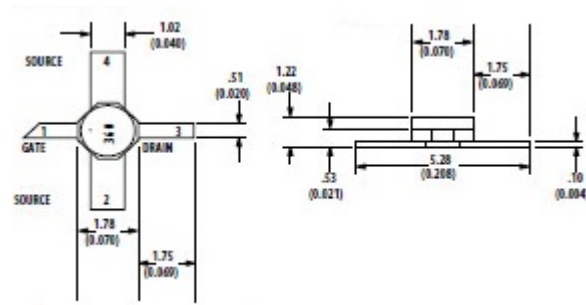


Fig.3.29 empaquetado tipo 77 de plástico de ATF36077 (dimensiones en mm).

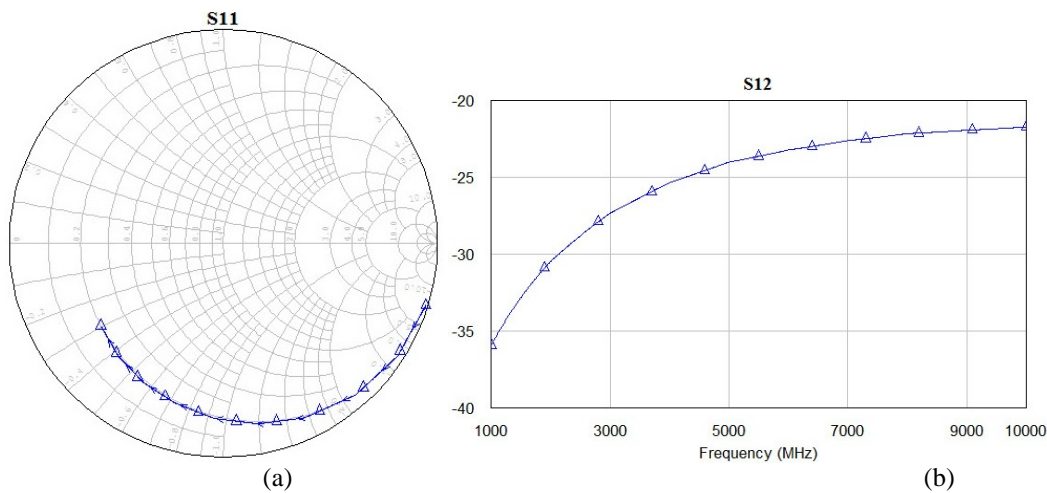


Fig.3.30 Parámetros S y de ruido de ATF36077; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido.

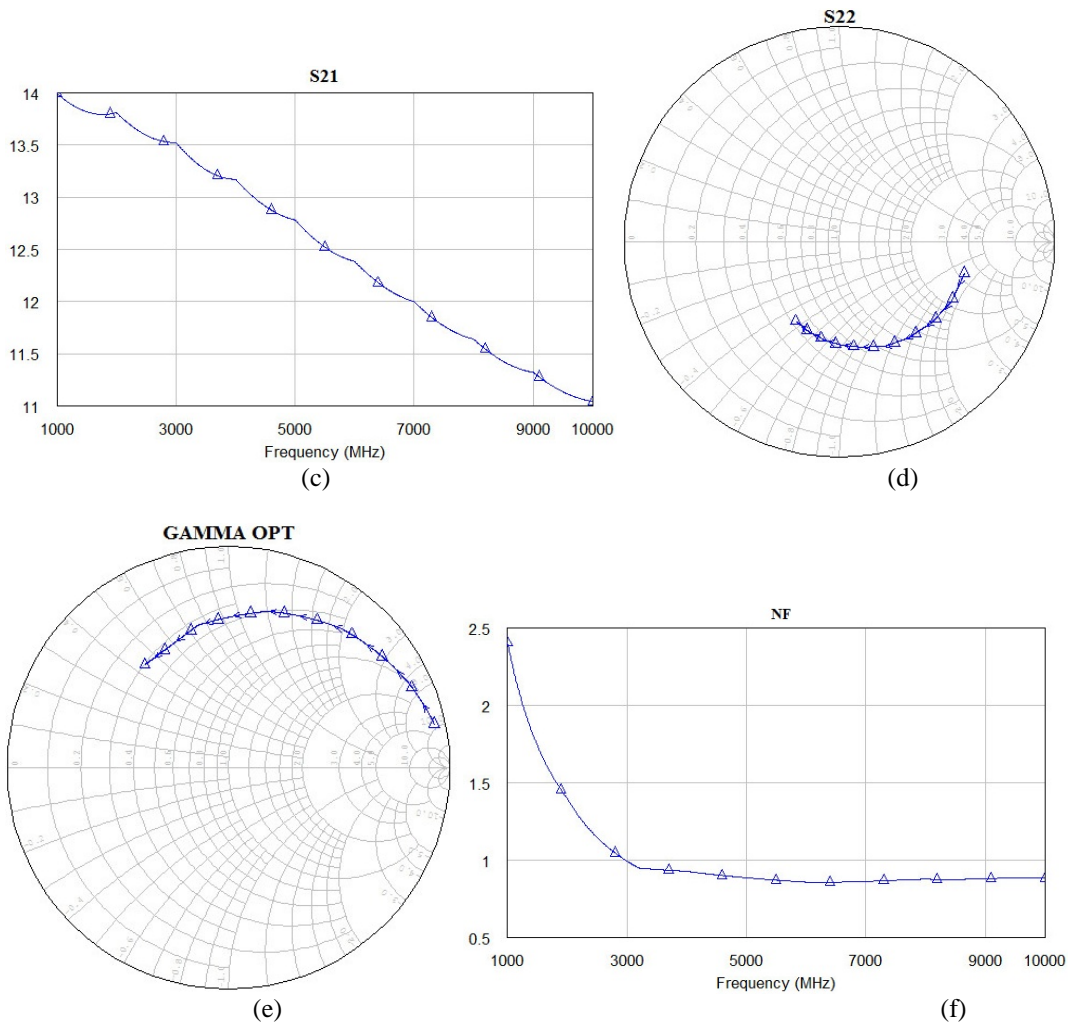


Fig.3.30 Parámetros S y de ruido de ATF36077; (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{12} en dB; (d) S_{21} en dB; (e) Gama óptimo; (f) Figura de ruido (continuación).

3.6.6 Comparación de parámetros S.

Se compararon los parámetros S_{11} de los transistores estudiados como se muestra en la fig.3.31, encontrando las similitudes de este parámetro en los transistores. De forma semejante ocurre con los parámetros S_{22} , y Γ_{OPT} .

Si la dispersión de los parámetros de un transistor difiere en gran medida con respecto a los transistores estudiados puede producir problemas en el funcionamiento del programa de sintonización, limitando el universo de transistores viables.

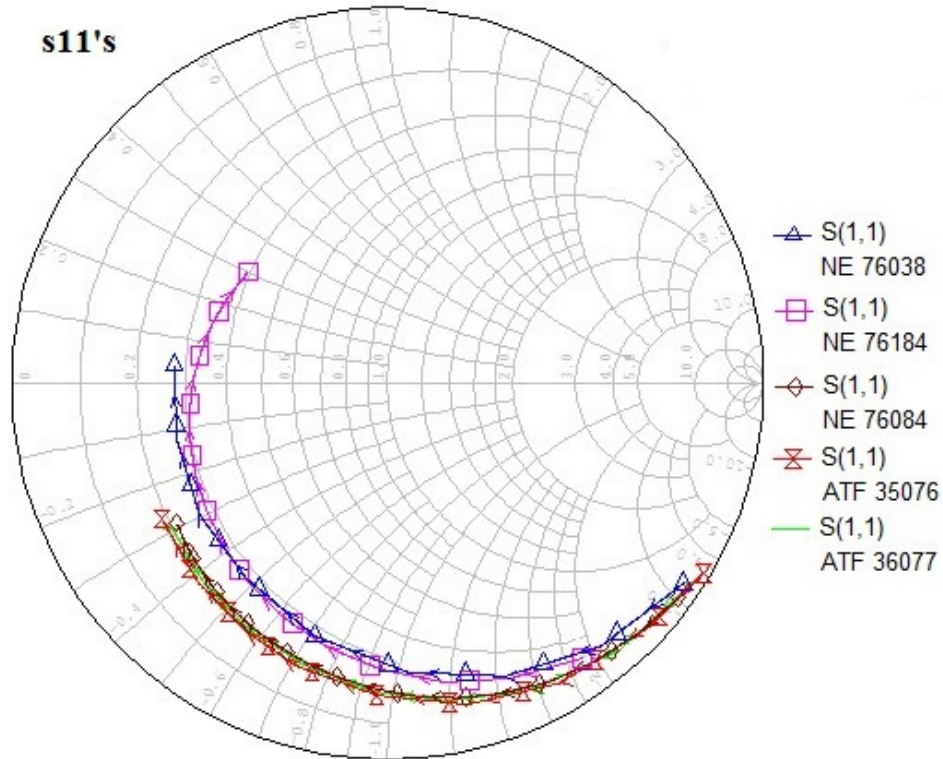


Fig.3.31 Parámetros S_{11} de los cinco transistores de estudio.

3.7 Diagrama de Flujo del programa Sintonizador de Impedancias.

Se utilizó el procedimiento del método gráfico de sintonización de impedancias como base principal para el desarrollo del programa de cómputo. En la fig.3.32 se ilustra el diagrama de flujo del programa de sintonización de impedancias para la red de entrada.

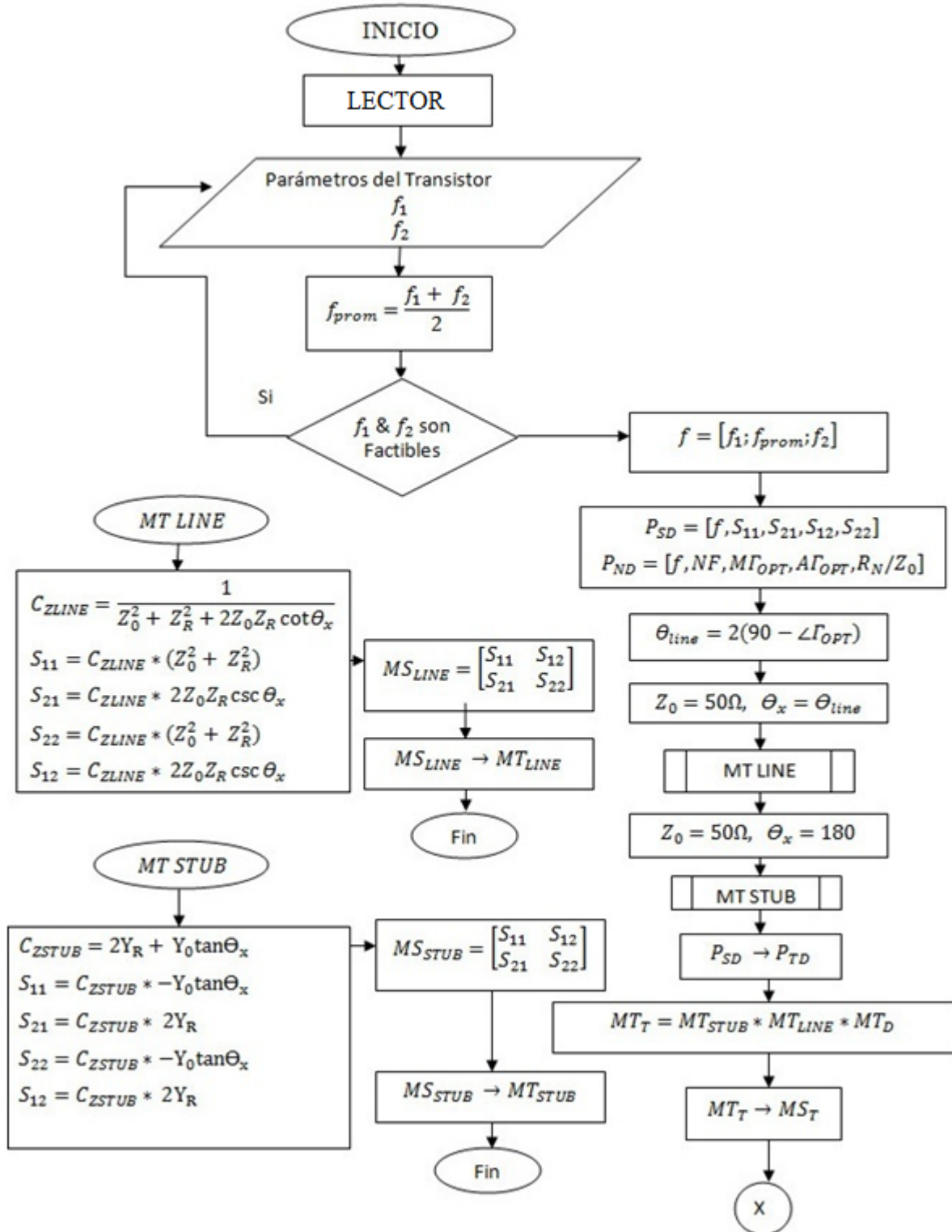


Fig.3.32 diagrama de flujo abstracto.

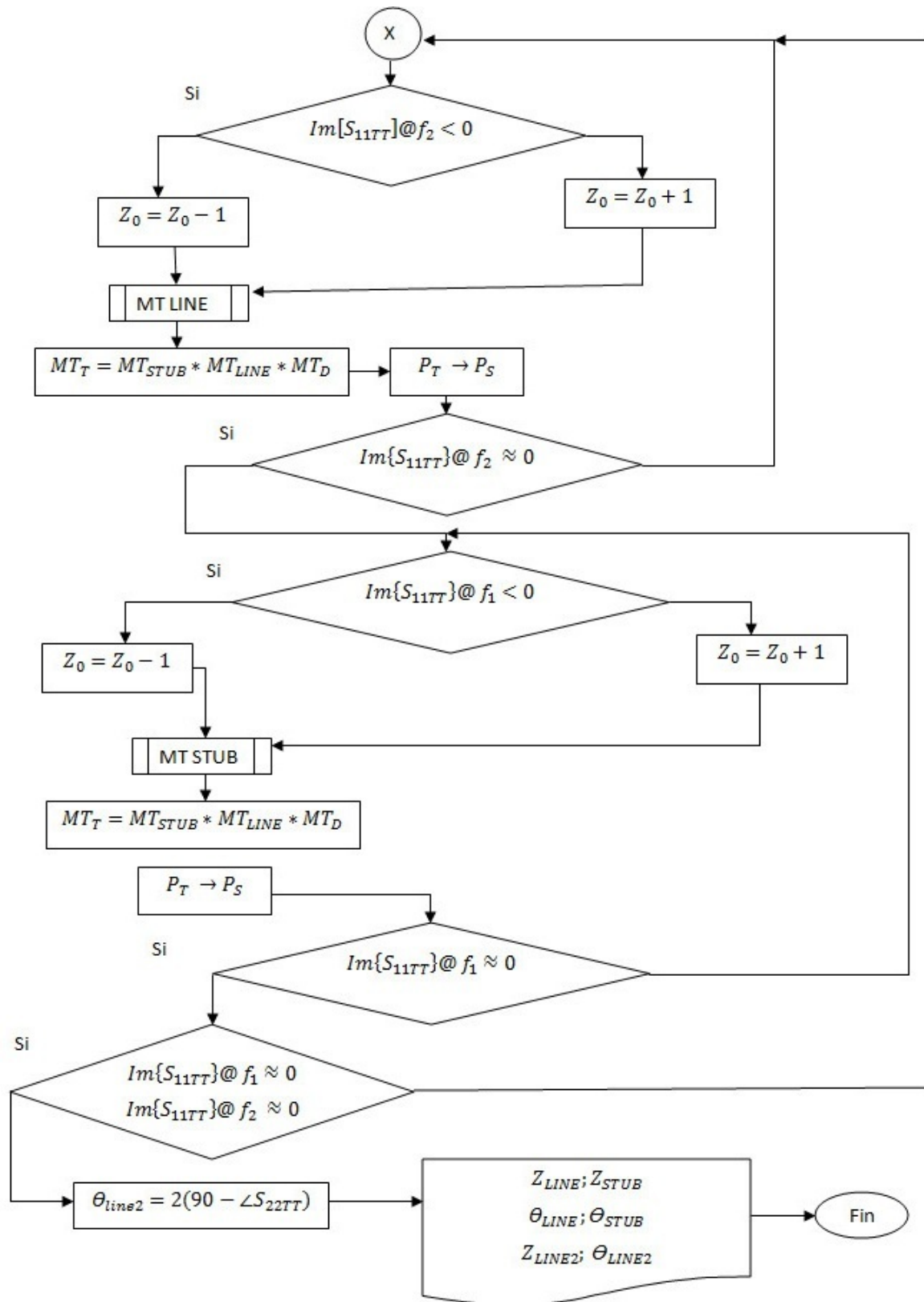


Fig.3.32 diagrama de flujo abstracto (continuación).

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se presentan los valores de las impedancias que resultaron del programa de sintonización de impedancias para cada uno de los transistores utilizados en este trabajo, dichos valores se encuentran en la tabla 4.1. Las frecuencias utilizadas en la realización de este procedimiento son 2 GHz como f_1 y 5 GHz como f_2 , por lo que $f_{promedio}$ corresponde a 3.5 GHz.

Una vez obtenidos los datos de salida del programa como son $Z_{linea\ 1}$ (impedancia de la línea de entrada), $\theta_{linea\ 1}$ (ángulo de la línea de entrada), Z_{stub} (impedancia de la línea colocada como stub) y $\theta_{linea\ 2}$ (ángulo de la línea de salida), $Z_{linea\ 2} = 50\Omega$ (impedancia de línea de salida) y $\theta_{stub} = 180^\circ$ (ángulo de la línea colocada como stub).

En la fig.4.1 se muestra el esquemático para el ingreso de datos del transistor, una vez ya obtenidas las variables anteriores se prosigue a consultar el simulador AWR para verificar y constatar el desempeño del programa. Se genera un esquemático donde se encuentra el amplificador total con la red de entrada y su red de salida como se muestra en la fig.4.2.

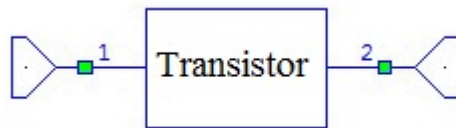


Fig.4.1 Esquemático del transistor.

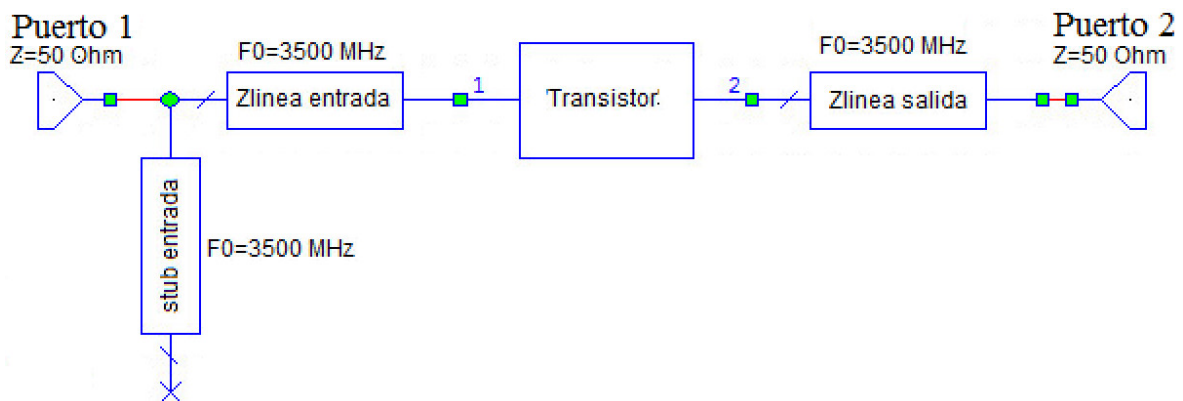


Fig.4.2 Esquemático de transistor con red de entrada y red de salida.

Tabla 4.1 Resultados de las impedancias.

Transistor	Z_{linea1} (Ω)	θ_{linea1} (grados)	Z_{stub} (Ω)	θ_{stub} (grados)	Z_{linea2} (Ω)	θ_{linea2} (grados)
NE76038	31.2	64.55	91.8	180	50	72.85
ATF36077	30.2	67.58	92.75	180	50	70.28
ATF35076	27.1	70.93	89	180	50	73.53
NE76084	39.6	59.80	111.3	180	50	68.38
NE76184	28.3	55.50	101	180	50	65.06

4.1 Resultados del Transistor NE76038.

Se utilizaron los valores de la tabla.4.1 correspondientes al transistor NE76038 para el diseño de las redes de entrada y salida. Se prosiguió a simular el amplificador aportando los siguientes resultados. Las magnitudes de la tabla 4.2 están relacionadas a la fig.4.4.

En la fig.4.3 se muestran 4 puntos importantes de los parámetros S en el ancho de banda determinado (1 GHz a 10 GHz), el punto *a* pertenece a un valor del parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con una magnitud de -0.6207 dB e indica un coeficiente de reflexión moderado. El punto *b* pertenece a un valor del parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), cuya magnitud es de -22.12 dB, siendo un coeficiente de reflexión bajo. Por lo cual el transistor a ese punto refleja la menor energía posible. Ambos puntos *a* y *b* tienen valores muy bajos en su componente reactiva aproximándolos al eje real en la carta de Smith.

El punto *c* indica el valor del parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con una magnitud de -5.196 dB, siendo este un bajo coeficiente de reflexión. El punto *d* indica un valor del parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), con magnitud de -2.507 dB, cantidad de energía es reflejada al puerto 2 en la frecuencia f_2 es moderadamente alta. Todos los valores de los parámetros S_{11} y S_{22} en ancho de banda determinado existen dentro de la carta de Smith asegurando la estabilidad en la respuesta del transistor. En la fig.4.4 se observan algunos parámetros de dispersión y un parámetro de ruido. El parámetro *NF* muestra magnitudes de 1.849 dB y 1.028 dB a las frecuencias f_1 y f_2

respectivamente. El parámetro S_{21} muestra magnitudes de 14.02 dB y 11.71 dB en las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente.

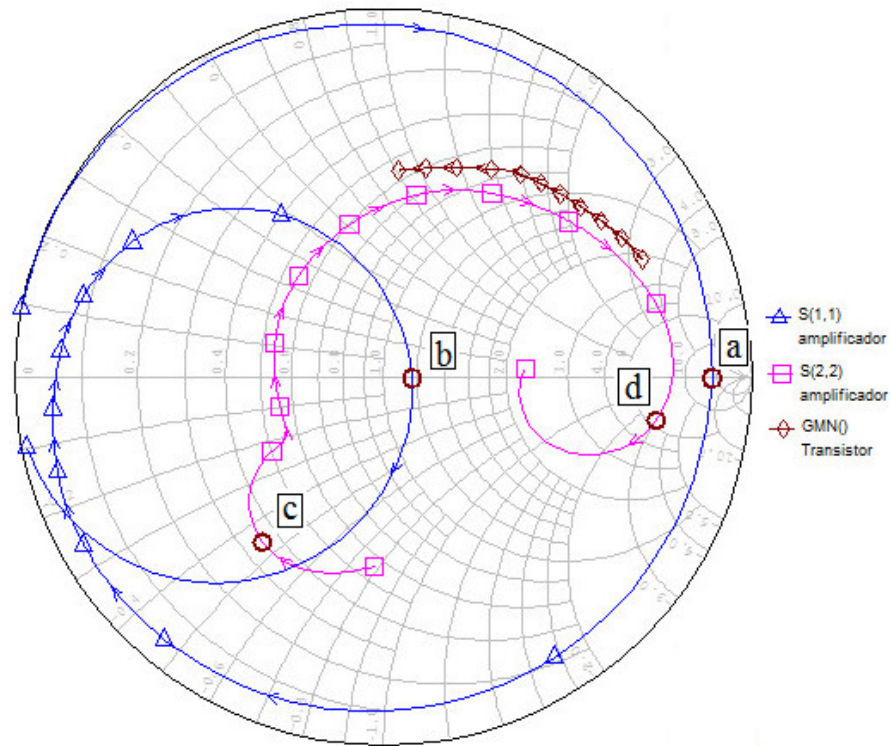


Fig.4.3 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76038a a 2GHz y 5GHz.

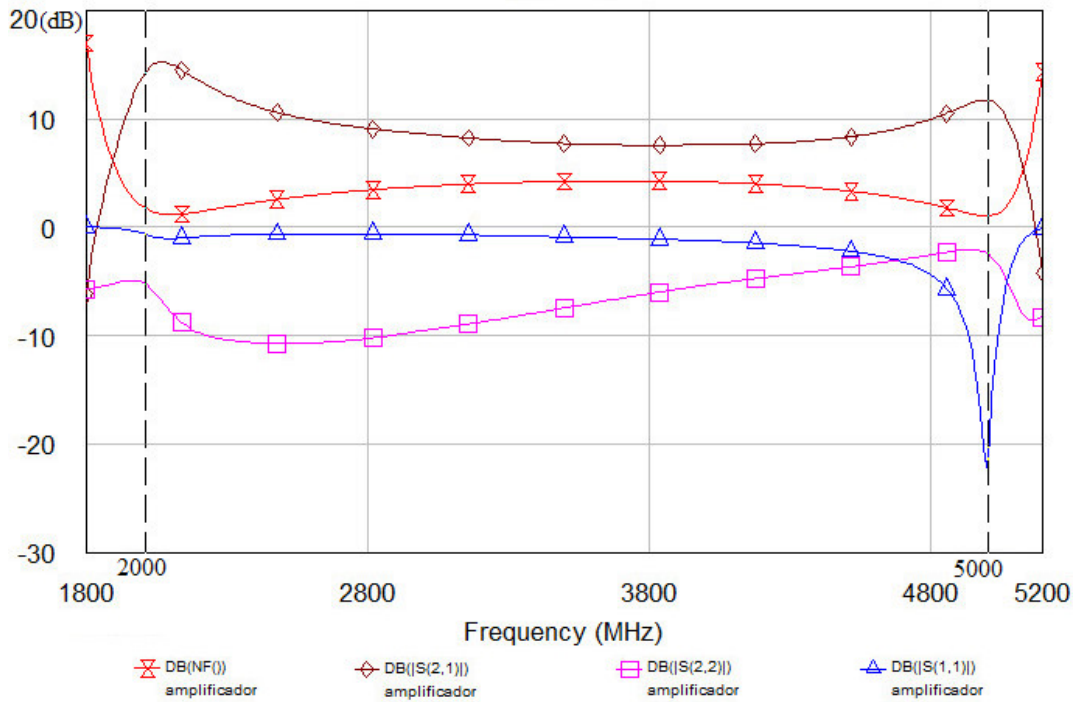


Fig.4.4 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE76038a.

Tabla 4.2 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE 76038a a frecuencias de interés.

NE76038a	2 GHz	3.5 GHz	5 GHz
S_{11}	-0.6207	-0.9167	-22.12
S_{22}	-5.196	-7.432	-2.507
S_{21}	14.02	7.702	11.71
S_{12}	-24.11	-25.18	-18.65
NF	1.849	4.21	1.028

4.2 Resultados del Transistor ATF36077.

Se colocaron los valores de impedancia de la tabla 4.1 a las redes de entrada y salida del transistor ATF36077, se prosiguió a simular el amplificador diseñado con el transistor ATF36077 en dicho estado y se obtuvieron los siguientes resultados. Los valores de la tabla 4.3 están relacionados a la fig.4.6.

En la fig.4.5 se distinguen cuatro puntos importantes en el ancho de banda determinado (1 GHz a 10 GHz) los parámetros mostrados, el punto *a* indica al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -0.6207 dB, representa un coeficiente de reflexión moderadamente alto. El punto *b* muestra al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), con magnitud de -9.71 dB, indicando bajo de coeficiente de reflexión y reflejando una pequeña parte de la energía incidente. Ambos puntos *a* y *b* tienen magnitudes menores a 0 dB sin estar situados sobre el eje real en la carta de Smith, esto se debe a la sintonización y las metas con el parámetro S_{21} .

El punto *c* señala al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -5.196 dB, reflejando una baja cantidad de energía procedente del puerto 2. El punto *d* representa al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), con magnitud de -2.507 dB, presentando baja reflexión. Todos los valores de los parámetros S_{11} y S_{22} en ancho de banda determinado existen dentro de la carta de Smith asegurando la estabilidad en la respuesta del transistor.

En la fig.4.6 se encuentran algunos parámetros de dispersión y un parámetro de ruido. El parámetro NF (noise figure) tiene magnitudes mínimas de 0.9978 dB y 0.3801 dB en las

frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. El parámetro S_{21} tiene magnitudes máximas de 18.32 dB y 15.94 dB a las f_1 y f_2 respectivamente.

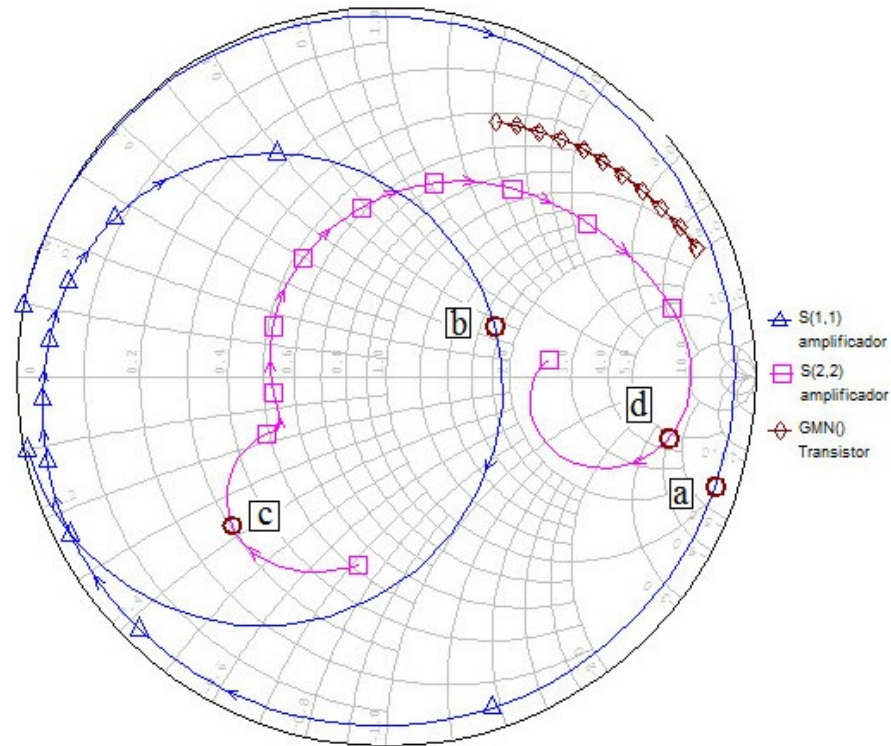


Fig.4.5 Carta de Smith de red tipo L sintonizada ATF36077a 2GHz y 5GHz.

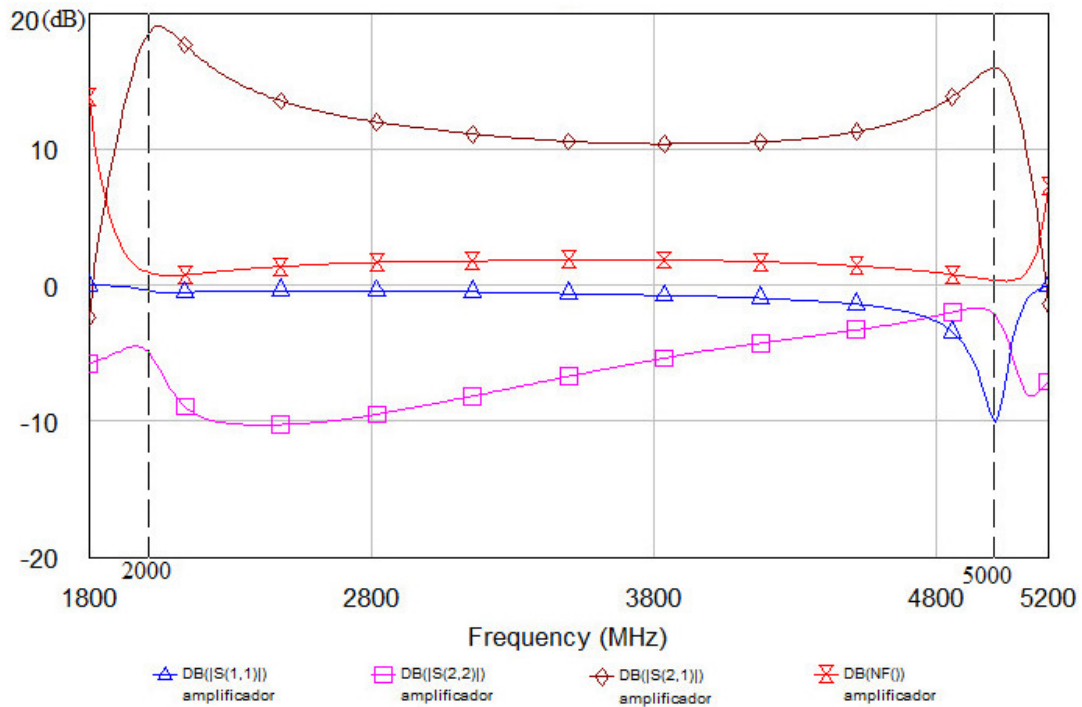


Fig.4.6 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor ATF36077.

Tabla 4.3 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor ATF36077 a frecuencias de interés.

ATF36077	2 GHz	3.5 GHz	5 GHz
S_{11}	-0.348	-0.616	-9.71
S_{22}	-4.86	-6.68	-2.128
S_{21}	18.32	10.57	15.94
S_{12}	-25.96	-29	-20.85
NF	0.9978	1.882	0.3801

4.3 Resultados del Transistor ATF35076.

Se integraron los valores de las impedancias de la tabla 4.1 correspondientes a las redes de entrada y salida del transistor ATF35076. Se prosiguió a simular el amplificador diseñado con el transistor ATF35076. Los valores de la tabla 4.4 están relacionados a la fig.4.8.

En la fig.4.7 se ilustran los puntos *a*, *b* *c* y *d* de los parámetros S en el ancho de banda determinado (1 GHz a 10 GHz). El punto *a* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -0.402 dB e indica una baja reflexión de energía. El punto *b* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), con magnitud es de -4.94 dB, mostrando un bajo coeficiente de reflexión. Ambos puntos *a* y *b* tienen magnitudes menores a 0 dB. En este caso el punto *a* está situado cerca de los límites de la carta de Smith y corresponde a un coeficiente de reflexión alto, generando altas pérdidas de retorno, el punto *b* esta aproximado al centro de la carta de Smith teniendo menos perdidas de retorno. Todos los valores de los parámetros S_{11} y S_{22} en ancho de banda determinado existen dentro de la carta de Smith asegurando la estabilidad en la respuesta del transistor.

El punto *c* indica al parámetro S_{22} del amplificador en la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -4.403 dB, indicando que la reflexión es parcial. El punto *d* indica al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), con magnitud de -4.94 dB.

En la fig.4.8 se ilustra el comportamiento de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF en el ancho de banda determinado. El parámetro de ruido NF presenta magnitudes de 0.5092 dB y

0.4263 dB a las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. El parámetro S_{21} presenta magnitudes máximas de 15.71 dB y de 16.49 dB a las frecuencias de interés f_1 y f_2 respectivamente.

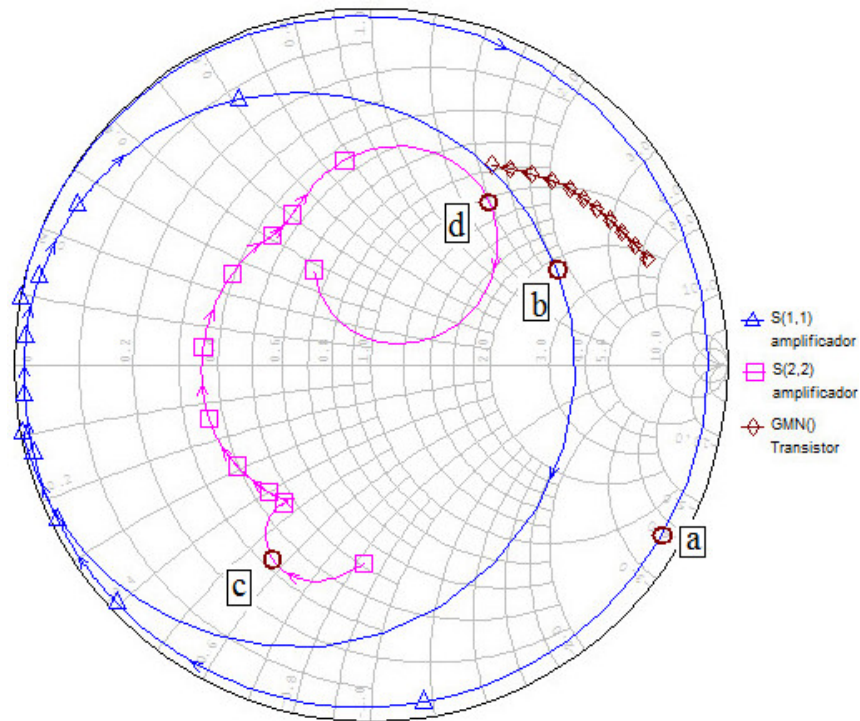


Fig.4.7 Carta de Smith de red tipo L sintonizada ATF35076 a 2GHz y 5GHz.

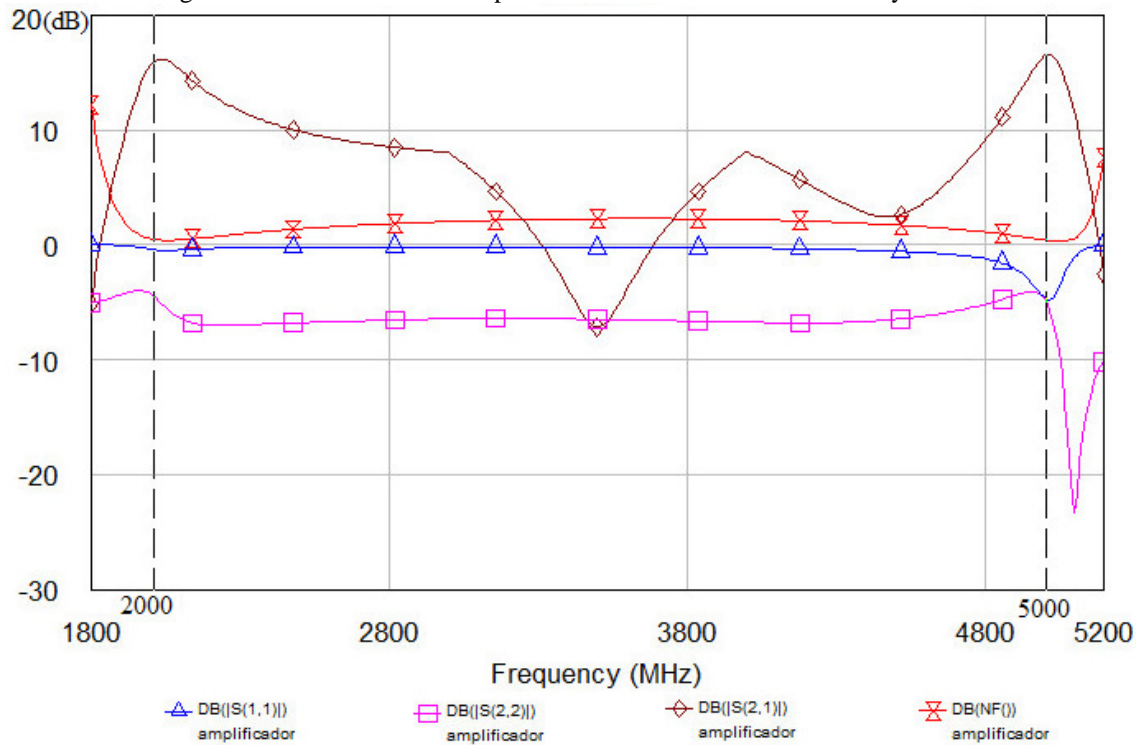


Fig.4.8 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor ATF35076.

Tabla 4.4 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor ATF35076 a frecuencias de interés.

ATF35076	2 GHz	3.5 GHz	5 GHz
S_{11}	-0.402	-0.2317	-4.94
S_{22}	-4.403	-6.49	-4.94
S_{21}	15.71	-7.135	16.49
S_{12}	-25.67	-29.07	-17.29
NF	0.5092	2.265	0.4263

4.4 Resultados del Transistor NE76084.

Implementando las impedancias correspondientes al transistor NE76084 de la tabla 4.1 a las redes de entrada y salida del amplificador diseñado con dicho transistor. Los valores de la tabla 4.5 están relacionados a la fig.4.10.

En la fig.4.9 se ilustran los puntos *a*, *b* *c* y *d* en el ancho de banda determinado (1 GHz a 10 GHz). El punto *a* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -0.6863 dB, presentando una baja reflexión de energía. El punto *b* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), cuya magnitud es de -7.204 dB, favoreciendo la transferencia de la energía incidente. En este caso el punto *a* está situado cerca de los límites de la carta de Smith, interpretándose como un coeficiente de reflexión alto con altas pérdidas por regreso, el punto *b* se encuentra cerca al centro de la carta de Smith generando menores de pérdidas de retorno.

El punto *c* de la fig.4.9 corresponde al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -2.877 dB, indicando que la reflexión es parcial. El punto *d* indica al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), cuya magnitud es de -5.046 dB.

El comportamiento de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF en el ancho de banda determinado se ilustra en la fig.4.10. El parámetro de ruido NF presenta magnitudes de 1.534 dB y 0.83 dB en las bandas de frecuencias pertenecientes a f_1 y f_2 respectivamente. El

parámetro S_{21} presenta magnitudes máximas en el ancho de banda determinado, cuyas magnitudes son 11.64 dB y 11.97 dB en las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente.

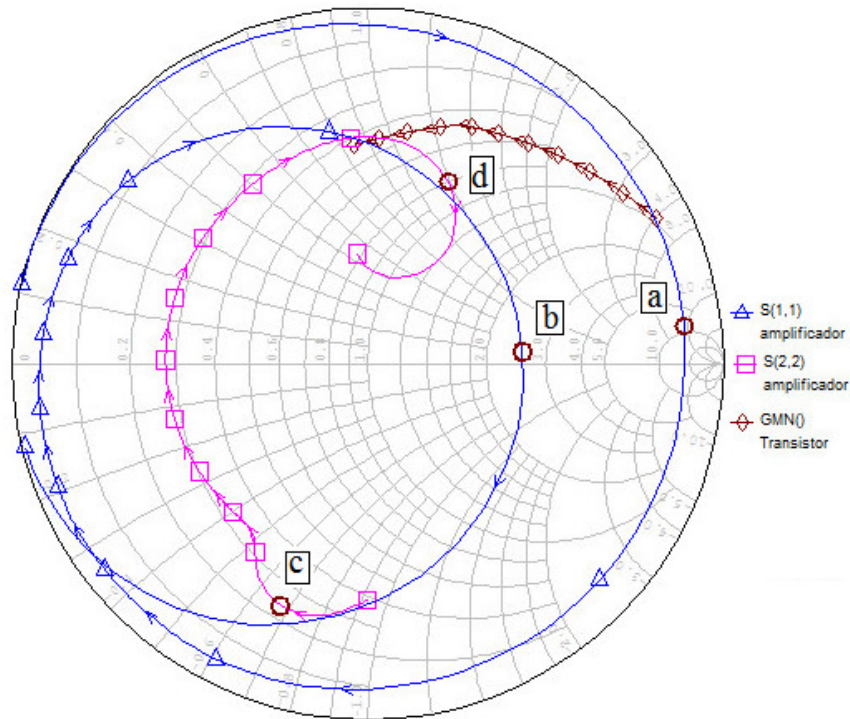


Fig.4.9 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76084 a 2GHz y 5GHz.

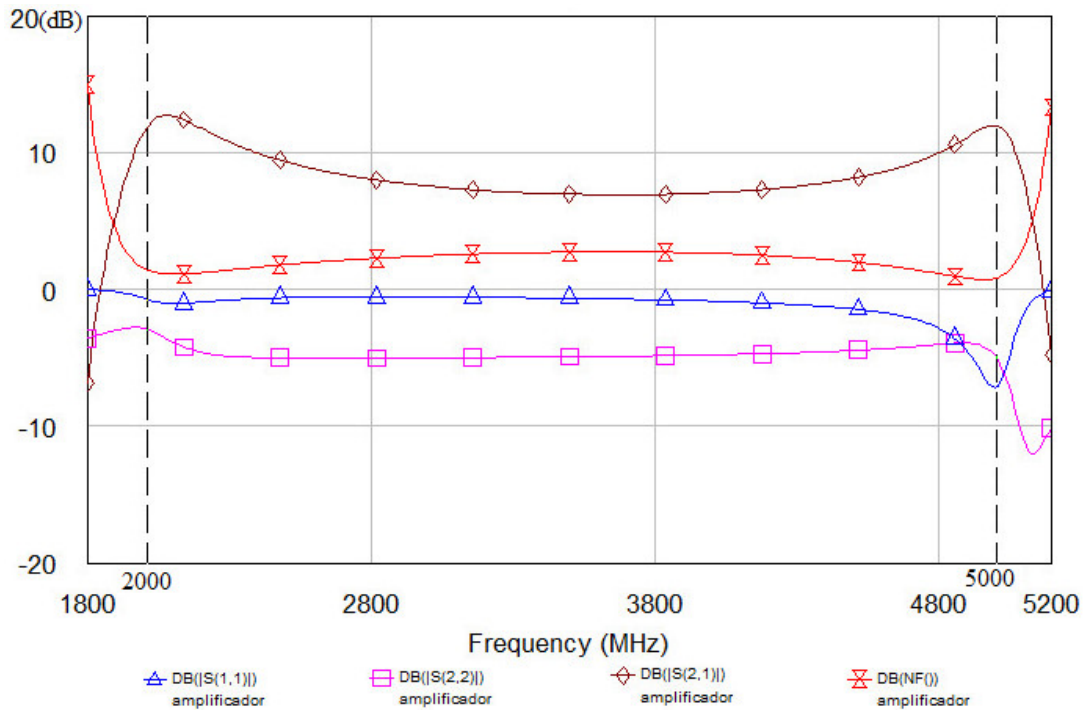


Fig.4.10 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE76084.

Tabla 4.5 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE76084 a frecuencias de interés.

NE 76084	2 GHz	3.5 GHz	5 GHz
S_{11}	-0.6863	-0.671	-7.204
S_{22}	-2.877	-4.9	-5.046
S_{21}	11.64	6.98	11.97
S_{12}	-24.45	-24.65	-17.17
NF	1.534	2.738	0.83

4.5 Resultados del Transistor NE76184.

Por último, se ingresaron las impedancias correspondientes del transistor NE76184 de la tabla 4.1 a las redes de entrada y salida al amplificador diseñado con dicho transistor. Los valores de la tabla 4.6 están relacionados a la fig.4.12.

En la fig.4.11 se muestran los puntos *a*, *b* *c* y *d* en el ancho de banda determinado (1 GHz a 10 GHz), el punto *a* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -2.44 dB e indica un coeficiente de reflexión alto. El punto *b* pertenece al parámetro S_{11} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), cuya magnitud es de -19.17 dB e indica un bajo de coeficiente de reflexión. El punto *a* se encuentra próximo a los límites de la carta de Smith, por lo que reflejará gran cantidad de energía al puerto de entrada, el punto *b* se encuentra cercano al centro de la carta de Smith indicando un mejor acoplamiento (50Ω).

El punto *c* representa al parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_1 (2 GHz), con magnitud de -1.26 dB, como un coeficiente de reflexión moderadamente alto. El punto *d* a su vez representa un valor del parámetro S_{22} del amplificador a la frecuencia f_2 (5 GHz), cuya magnitud es de -2.393 dB. El comportamiento de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF en el ancho de banda determinado se ilustra en la fig.4.12. En dicho ancho de banda el parámetro S_{21} del amplificador muestra magnitudes máximas de 14.4 dB y 10.67 dB a las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. El parámetro NF (noise figure) del amplificador presenta magnitudes mínimas 1.498 dB y 1.683 dB a las frecuencias de f_1 y f_2 respectivamente.

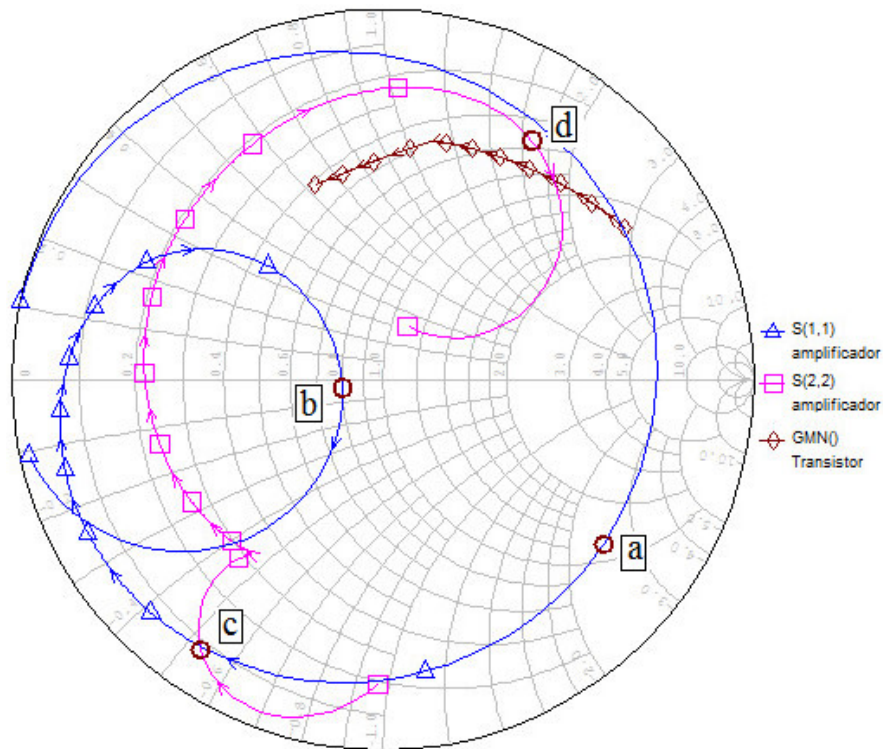


Fig.4.11 Carta de Smith de red tipo L sintonizada NE76184 a 2GHz y 5GHz.

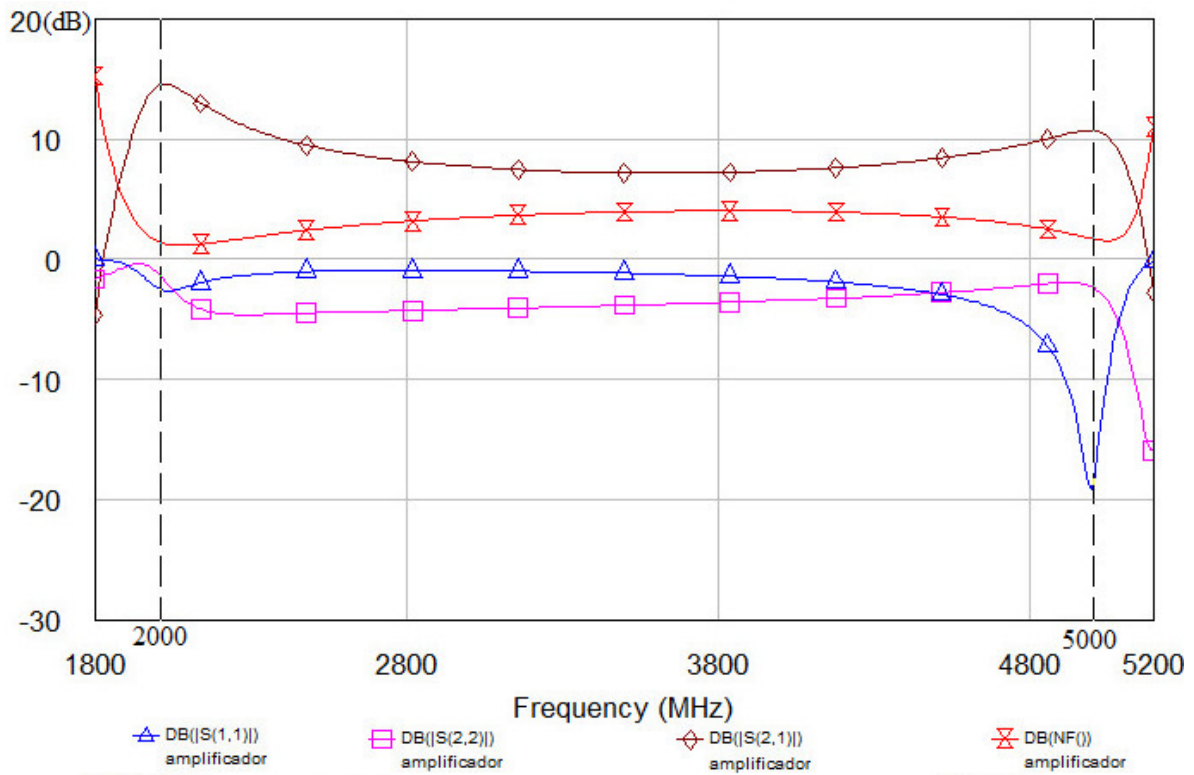


Fig.4.12 Parámetros S_{11} , S_{22} , S_{21} y NF del amplificador construido con el transistor NE76184.

Tabla 4.6 Magnitudes de parámetros S en dB del transistor NE76184 a frecuencias de interés.

NE76184	2 GHz	3.5 GHz	5 GHz
S_{11}	-2.44	-1.164	-19.17
S_{22}	-1.26	-3.82	-2.393
S_{21}	14.4	7.192	10.67
S_{12}	-18.68	-21.55	-15.63
NF	1.498	3.24	1.683

Capítulo 5

5.1 Conclusiones.

Las tecnologías y configuraciones multi bandas en la actualidad permiten mejoras de velocidad y eficiencia en algunas tecnologías. WiMax, Wi-fi y LAN son las principales tecnologías que han presentado mejoras debido a la aplicación de amplificadores de bandas concurrentes.

Usualmente algunos amplificadores de banda angosta en conjunto al uso de multi antenas eran utilizados para conseguir la configuración de multi bandas en un solo dispositivo y que funcione como tal.

En este trabajo de tesis unas sencillas redes de entrada y salida fueron propuestas, que correctamente sintonizadas y acopladas a un transistor presentarían el efecto de concurrencia en banda. Un software realizado en la plataforma de MatLab auxilia la metodología propuesta, los límites de la metodología están en función de la dispersión de los transistores utilizados y de las frecuencias de resonancia seleccionadas por el usuario.

A continuación se destacan las tareas realizadas más importantes en este trabajo:

- 1). Se propuso una metodología para el diseño de amplificadores de microondas de bajo ruido en bandas concurrentes con una red tipo L. Con la restricción de que las frecuencias centrales de las bandas concurrentes no fueran armónicas entre ellas.
- 2). Se diseñaron cinco amplificadores de microondas de bajo ruido con bandas concurrentes, en los cuales se utilizó una red de líneas de microcinta en configuración tipo L, para el acoplamiento de entrada y salida.
- 3). Se elaboró una herramienta de software para el cálculo de los valores de las impedancias que aseguran un comportamiento de bandas concurrentes a las frecuencias de interés, de las redes de acoplamiento de entrada y salida del transistor seleccionado.

4). Se realizó un estudio de la variación del coeficiente de reflexión presentado en la red entrada en función de las variaciones las frecuencias de diseño de las líneas que forman la red. Permitiendo establecer condiciones fundamentales para el desarrollo de la herramienta de software.

5). Se desarrolló un kit de calibración en tecnología de microcinta para analizadores de redes vectoriales, que permite la caracterización a frecuencias de microondas de dispositivos activos.

6). Se desarrolló una herramienta de software para la obtención de los parámetros de dispersión de dispositivos activos de microonda en tecnología planar, cuyos cálculos se basan en el modelado del kit de calibración desarrollado.

5.2 Trabajos futuros

Realizar un estudio comparativo entre los resultados de las simulaciones obtenidas con la metodología presentada y los resultados a obtener de la caracterización de dispositivos construidos.

Realizar estudios de nuevas redes de acoplamiento con líneas de transmisión, cuyas ecuaciones teóricas del coeficiente de reflexión presentado, tengan la forma de la ecuación de Caracol de Pascal o el cardioide.

APENDICE A

Calibración Thru-Reflect-Line (TRL).

En esta sección se denotan los resultados de la simulación de la técnica de calibración TRL (thru-reflect-line) generada por los programas de cómputo AWR y Matlab, dicha simulación está basada por una serie de consideraciones y ecuaciones extraídas de las mediciones de los estándares Thru, Reflect y Line.

Desde hace ya algún tiempo se busca excluir la información medida no intrínseca de los dispositivos, ya que la base de pruebas donde están montados afectan al dispositivo, debido a la longitud física extra y las pérdidas relacionadas con el material de dicha base de pruebas. La técnica de calibración TRL es un concepto ya estudiado, con diferencias en la obtención de los datos y en la construcción de las bases de pruebas, esta técnica será útil para la medición intrínseca de los dispositivos pasivos y activos, se verá limitada por la construcción física de las bases de pruebas y los estándares, y sus optimas respuestas.

Esta técnica toma las propiedades de los parámetros T y su desarrollo en cascada. En una base de pruebas se encuentra el conector de entrada, dispositivo bajo prueba (DUT) y el conector de salida, o bien, tenemos la caja de error A, el dispositivo bajo pruebas (DUT) y la caja de error B, se observa la ecuación de los parámetros T de la fig.a.1 tenemos que:

$$T_{ADB} = T_A T_{DUT} T_B$$

O bien

$$T_{DUT} = T_A^{-1} T_{ADB} T_B^{-1}$$

Encontrando a T_A y T_B se tiene la manera de conseguir el valor del dispositivo bajo prueba aislado de las cajas de error, sin embargo las mediciones extraídas del analizador de redes o en este caso extraídas del programa de computo AWR están dadas por los parámetros de dispersión, por lo que:



Fig.A.1 configuración cascada de los conectores de entrada y salida al dispositivo.

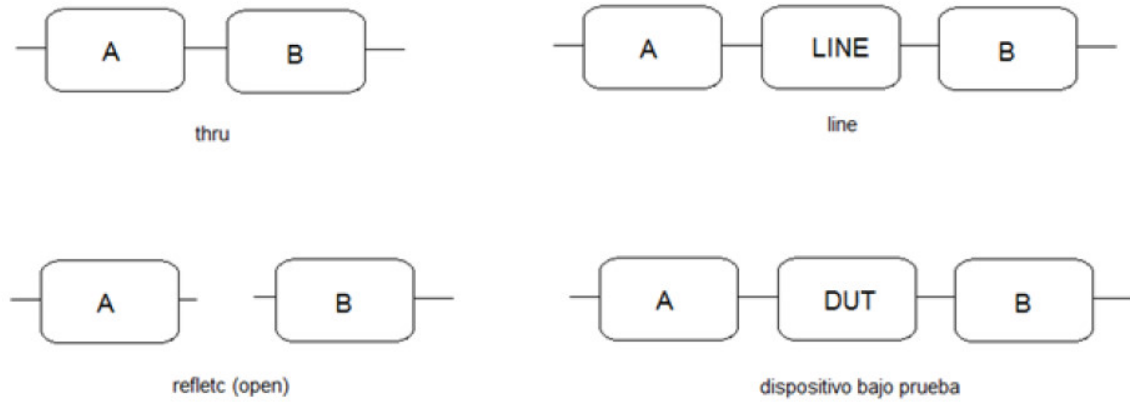


Fig.A.2 estándares Thru, Reflect, line y base de pruebas con dispositivo bajo pruebas.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

Thru medido:

$$T_{TM} = T_A T_{thru} T_B = T_A T_B \quad (a.1)$$

Line medido:

$$T_{LM} = T_A T_{line} T_B \quad (a.2)$$

$$T_L = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \quad (a.3)$$

Colocando a los parámetros T de la caja B en términos de la caja A.

$$T_B = T_A^{-1} T_{TM} \quad (a.4)$$

Por lo que

$$T_{LM} = T_A T_{line} T_A^{-1} T_{TM} \quad (a.5)$$

$$T_A T_{line} T_A^{-1} = T_{LM} T_{TM}^{-1} \quad (a.6)$$

La cantidad anterior es conocida por que está en términos de las mediciones de los estándares Thru y Line. Introduciendo la notación del término T.

$$T = T_{LM} T_{TM}^{-1} \quad (a.7)$$

Por lo que

$$T_A T_{line} T_B = T T_{TM}$$

Sustituyendo los términos de B por términos de A, y desarrollando la ecuación anterior, se tiene que:

$$T_A T_{line} = T T_A \quad (a.8)$$

Examinando las partes de la ecuación anterior, se observaran las consideraciones en los siguientes términos.

$$T_A = \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

$$T_{line} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix}$$

Desarrollando la operación matricial de:

$$T_A T_{line} = T T_A$$

$$\begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} T_{11A} e^{-\gamma l} & T_{12A} e^{\gamma l} \\ T_{21A} e^{-\gamma l} & T_{22A} e^{\gamma l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} T_{11A} + T_{12} T_{21A} & T_{11} T_{12A} + T_{12} T_{22A} \\ T_{21} T_{11A} + T_{22} T_{21A} & T_{21} T_{12A} + T_{22} T_{22A} \end{bmatrix} \quad (a.9)$$

Realizando la operación matricial de los parámetros T de las cajas de error con una línea ideal tenemos que:

$$T_{11}T_{11A} + T_{12}T_{21A} = T_{11A}e^{-\gamma l} \quad (\text{a.10})$$

$$T_{11}T_{12A} + T_{12}T_{22A} = T_{12A}e^{\gamma l} \quad (\text{a.11})$$

$$T_{21}T_{11A} + T_{22}T_{21A} = T_{21A}e^{-\gamma l} \quad (\text{a.12})$$

$$T_{21}T_{12A} + T_{22}T_{22A} = T_{22A}e^{\gamma l} \quad (\text{a.13})$$

Dividiendo la ecuación (10) entre la ecuación (12).

$$\frac{T_{11}T_{11A} + T_{12}T_{21A}}{T_{21}T_{11A} + T_{22}T_{21A}} = \frac{T_{11A}}{T_{21A}} \quad (\text{a.14})$$

Dividiendo la ecuación (11) entre la ecuación (13).

$$\frac{T_{11}T_{12A} + T_{12}T_{22A}}{T_{21}T_{12A} + T_{22}T_{22A}} = \frac{T_{12A}}{T_{22A}} \quad (\text{a.15})$$

Reescribiendo las ecuaciones (14) y (15), se obtiene

$$\left(\frac{T_{11A}}{T_{21A}}\right)^2 T_{21} + (T_{22} - T_{11})\left(\frac{T_{11A}}{T_{21A}}\right) - T_{12} = 0 \quad (\text{a.16})$$

$$\left(\frac{T_{12A}}{T_{22A}}\right)^2 T_{21} + (T_{22} - T_{11})\left(\frac{T_{12A}}{T_{22A}}\right) - T_{12} = 0 \quad (\text{a.17})$$

Escribiéndolas tomando en cuenta la formula general:

$$\frac{T_{11A}}{T_{21A}} = \frac{-(T_{22} - T_{11}) \pm \sqrt{(T_{22} - T_{11})^2 - 4(T_{21})(-T_{12})}}{2 T_{21}} \quad (\text{a.18})$$

$$\frac{T_{12A}}{T_{22A}} = \frac{-(T_{22} - T_{11}) \pm \sqrt{(T_{22} - T_{11})^2 - 4(T_{21})(-T_{12})}}{2 T_{21}} \quad (\text{a.19})$$

Teniendo dos ecuaciones generales con el mismo resultado, por lo que se debe determinar que signo le corresponde a cada ecuación, o bien bajo que casos corresponden su resultado como un acierto. A partir de las ecuaciones (10) a la (13).

$$T_{11} + T_{12} \frac{T_{21A}}{T_{11A}} = e^{-\gamma l} \quad (\text{a.20})$$

$$T_{11} + T_{12} \frac{T_{22A}}{T_{12A}} = e^{\gamma l} \quad (\text{a.21})$$

$$T_{21} \frac{T_{11A}}{T_{21A}} + T_{22} = e^{-\gamma l} \quad (\text{a.22})$$

$$T_{21} \frac{T_{12A}}{T_{22A}} + T_{22} = e^{\gamma l} \quad (\text{a.23})$$

Dividiendo la ecuación (23) entre (21).

$$e^{2\gamma l} = \frac{T_{21} \frac{T_{12A}}{T_{22A}} + T_{22}}{T_{11} + T_{12} \frac{T_{22A}}{T_{12A}}} \quad (\text{a.24})$$

$$e^{2\gamma l} = \frac{T_{11} + T_{12} \frac{T_{21A}}{T_{11A}}}{T_{21} \frac{T_{11A}}{T_{21A}} + T_{22}} \quad (\text{a.25})$$

Se necesitan conocer a $\frac{T_{12A}}{T_{22A}}$ y $\frac{T_{11A}}{T_{21A}}$ con información correcta de fase por lo que falta establecer una condición de selección para la fase.

Recordando la ecuación:

$$T_{TM} = T_A T_B$$

Y relacionándola con sus parámetros S.

$$T_{TM} = \frac{1}{S_{21TM}} \begin{bmatrix} -\Delta_{STM} & S_{11TM} \\ -S_{22TM} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.26})$$

$$T_A = \frac{1}{S_{21A}} \begin{bmatrix} -\Delta_{SA} & S_{11A} \\ -S_{22A} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.27})$$

$$T_B = \frac{1}{S_{21B}} \begin{bmatrix} -\Delta_{SB} & S_{11B} \\ -S_{22B} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.28})$$

A partir de T_A se puede deducir las siguientes ecuaciones.

$$\Delta_{SA} = -\frac{T_{11A}}{T_{22A}} \quad (\text{a.29})$$

$$S_{11A} = \frac{T_{12A}}{T_{22A}} \quad (\text{a.30})$$

$$S_{22A} = -\frac{T_{21A}}{T_{22A}} \quad (\text{a.31})$$

Recordando las ecuaciones (18) y (19), se puede conocer directamente a S_{11A} según la ecuación (30) e indirectamente a:

$$\frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}} = \frac{T_{11A}}{T_{21A}} \quad (\text{a.32})$$

Después de un análisis es posible definir una diferencia entre los términos $\frac{T_{12A}}{T_{22A}}$ y $\frac{T_{11A}}{T_{21A}}$, a partir de S_{11A} y $\frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}}$, estableciendo que:

$$S_{11A} > \frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}}$$

Analizando por otra parte a T_B , donde

$$T_B = T_A^{-1} T_{TM}$$

Desarrollando la operación matricial

$$T_B = \frac{1}{\Delta_{TA}} \begin{bmatrix} T_{22A} & -T_{12A} \\ -T_{21A} & T_{11A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11TM} & T_{12TM} \\ T_{21TM} & T_{22TM} \end{bmatrix} \quad (\text{a.33})$$

Deduciendo las siguientes ecuaciones:

$$T_{11B} = -\frac{\Delta_{SB}}{S_{21B}}$$

$$T_{12B} = \frac{S_{11B}}{S_{21B}}$$

$$\frac{T_{11B}}{T_{12B}} = -\frac{\Delta_{SB}}{S_{11B}}$$

$$\Delta_{TA} = \frac{S_{12A}}{S_{21A}} \quad (\text{a.34})$$

$$\begin{aligned} \Delta_{TB} &= T_{11A}T_{22A} - T_{21A}T_{12A} \\ T_B &= \frac{1}{\Delta_{TB}} \begin{bmatrix} T_{22A}T_{11TM} - T_{12A}T_{21TM} & T_{22A}T_{12TM} - T_{12A}T_{22TM} \\ -T_{21A}T_{11TM} + T_{11A}T_{21TM} & -T_{21A}T_{12TM} + T_{11A}T_{22TM} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{a.35})$$

En donde

$$T_{11B} = \frac{T_{11TM} - \frac{T_{12A}}{T_{22A}}T_{21TM}}{T_{11A} - \frac{T_{21A}}{T_{22A}}T_{12A}} \quad (\text{a.36})$$

$$T_{12B} = \frac{T_{12TM} - \frac{T_{12A}}{T_{22A}}T_{22TM}}{T_{11A} - \frac{T_{21A}}{T_{22A}}T_{12A}} \quad (\text{a.37})$$

Utilizando las ecuaciones de T_{11B} y T_{12B} .

$$\frac{\Delta_{SB}}{S_{11B}} = -\frac{T_{11B}}{T_{12B}} = -\frac{T_{11TM} - \frac{T_{12A}}{T_{22A}}T_{21TM}}{T_{12TM} - \frac{T_{12A}}{T_{22A}}T_{22TM}} \quad (\text{a.38})$$

Por otra parte analizado los otros términos de T_B , y de la misma forma que los términos anteriores.

$$T_{21B} = \frac{-T_{11TM} + \frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{21TM}}{\frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{22A} - T_{12A}} \quad (\text{a.39})$$

$$T_{22B} = \frac{-T_{12TM} + \frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{22TM}}{\frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{22A} - T_{12A}} \quad (\text{a.40})$$

$$\frac{T_{21B}}{T_{22B}} = \frac{-T_{11TM} + \frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{21TM}}{-T_{12TM} + \frac{T_{11A}}{T_{21A}}T_{22TM}} \quad (\text{a.41})$$

Y como:

$$T_{21B} = -\frac{S_{22B}}{S_{21B}}$$

$$T_{22B} = \frac{1}{S_{21B}}$$

Por lo que

$$S_{22B} = \frac{T_{21B}}{T_{22B}} = \frac{T_{11TM} - \frac{T_{11A}}{T_{21A}} T_{21TM}}{\frac{T_{11A}}{T_{21A}} T_{22TM} - T_{12TM}} \quad (\text{a.42})$$

Viendo la operación matricial de la caja de error B en termino de parámetros de dispersión, siendo aun así la ecuación de T_B .

$$T_B = T_A^{-1} T_{TM}$$

Si

$$T_A^{-1} = \frac{1}{S_{21TM} S_{21A} (S_{11A} S_{22A} - \Delta_{SA})} \begin{bmatrix} 1 & -S_{11A} \\ S_{22A} & -\Delta_{SA} \end{bmatrix} \quad (\text{a.43})$$

Por lo que

$$T_B = \frac{1}{S_{21TM} S_{21A} (S_{11A} S_{22A} - \Delta_{SA})} \begin{bmatrix} 1 & -S_{11A} \\ S_{22A} & -\Delta_{SA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_{STM} & S_{11TM} \\ -S_{22TM} & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_B = \frac{1}{S_{21TM} S_{21A} (S_{11A} S_{22A} - \Delta_{SA})} \begin{bmatrix} S_{11A} S_{22TM} - \Delta_{STM} & S_{11TM} - S_{11A} \\ -S_{22A} \Delta_{STM} + S_{22TM} \Delta_{SA} & S_{11TM} S_{22A} - \Delta_{SA} \end{bmatrix}$$

$$T_B = \frac{S_{11TM} S_{22A} - \Delta_{SA}}{S_{21TM} S_{21A} (S_{11A} S_{22A} - \Delta_{SA})} \begin{bmatrix} \frac{S_{11A} S_{22TM} - \Delta_{STM}}{S_{11TM} S_{22A} - \Delta_{SA}} & \frac{S_{11TM} - S_{11A}}{S_{11TM} S_{22A} - \Delta_{SA}} \\ \frac{-S_{22A} \Delta_{STM} + S_{22TM} \Delta_{SA}}{S_{11TM} S_{22A} - \Delta_{SA}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.44})$$

Por similitud de la ecuación (28) se puede observar a S_{21A} .

$$S_{21B} = \frac{S_{21TM} S_{21A} \left(S_{11A} - \frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}} \right)}{S_{11TM} - \frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}}} \quad (\text{a.45})$$

Por lo tanto

$$\frac{S_{21B}}{S_{21A}} = \frac{S_{21TM} \left(S_{11A} - \frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}} \right)}{S_{11TM} - \frac{\Delta_{SA}}{S_{22A}}} \quad (\text{a.46})$$

Además

$$\Delta_{SB} \Delta_{SA} = \frac{\Delta_{STM} - S_{11A} S_{22TM}}{\left(S_{11A} \frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}} - 1 \right)} \quad (\text{a.47})$$

Las ecuaciones (46) y (47) son calculables debido a que las cantidades o razones de S_{11A} y Δ_{SA}/S_{22A} son conocidas en términos de las ecuaciones (32) y (33).

A partir de las ecuación de MASSON.

$$\Gamma_{INA} = S_{11A} + \frac{S_{12A} S_{21A} \Gamma_L}{1 - S_{22A} \Gamma_L} \quad (\text{a.48})$$

$$\Gamma_{OUTB} = S_{22B} + \frac{S_{12B} S_{21B} \Gamma_L}{1 - S_{11B} \Gamma_L} \quad (\text{a.49})$$

O bien

$$\Gamma_{INA} = \frac{S_{11A} - \Delta_{SA} \Gamma_L}{1 - S_{22A} \Gamma_L} \quad (\text{a.50})$$

$$\Gamma_{OUTB} = \frac{S_{22B} - \Delta_{SB} \Gamma_L}{1 - S_{11B} \Gamma_L} \quad (\text{a.51})$$

Consideración: se asume que ambos estándares conectados en cada puerto son iguales.

Despejando de la ecuación (51) a Γ_L .

$$\Gamma_{OUTB} (1 - S_{11B} \Gamma_L) = S_{22B} - \Delta_{SB} \Gamma_L$$

$$(\Gamma_{OUTB} - S_{11B} \Gamma_{OUTB} \Gamma_L) = S_{22B} - \Delta_{SB} \Gamma_L$$

$$\Gamma_{OUTB} - S_{22B} = (S_{11B}\Gamma_{OUTB} - \Delta_{SB})\Gamma_L \quad (\text{a.52})$$

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{(S_{11B}\Gamma_{OUTB} - \Delta_{SB})}$$

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\left(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1\right)\Delta_{SB}}$$

$$\Delta_{SB} = \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\left(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1\right)\Gamma_L} \quad (\text{a.53})$$

De la ecuación (50) se desarrolla a

$$\Gamma_{INA}(1 - S_{22A}\Gamma_L) = S_{11A} - \Delta_{SA} \Gamma_L$$

$$\Gamma_{INA} - S_{22A}\Gamma_{INA}\Gamma_L = S_{11A} - \Delta_{SA} \Gamma_L$$

$$\Gamma_{INA} - S_{11A} = (S_{22A}\Gamma_{INA} - \Delta_{SA}) \Gamma_L$$

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_{INA} - S_{11A}}{S_{22A}\Gamma_{INA} - \Delta_{SA}} \quad (\text{a.54})$$

Reescribiendo a Γ_L en términos de cantidades conocidas.

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_{INA} - S_{11A}}{\Delta_{SA}\left(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1\right)} \quad (\text{a.55})$$

$$\Delta_{SA} = \frac{\Gamma_{INA} - S_{11A}}{\Gamma_L\left(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1\right)} \quad (\text{a.55a})$$

Sustituyendo la ecuación (55) en la ecuación (53).

$$\Delta_{SB} = \frac{\Delta_{SA}\left(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1\right)}{\Gamma_{INA} - S_{11A}} \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\left(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1\right)}$$

$$\frac{\Delta_{SB}}{\Delta_{SA}} = \frac{\left(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1\right)}{\left(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1\right)} \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\Gamma_{INA} - S_{11A}} \quad (\text{a.56})$$

Dividiendo la ecuación (47) entre la ecuación (56) se obtiene.

$$\frac{\Delta_{SB}\Delta_{SA}}{\Delta_{SB}/\Delta_{SA}} = \frac{\Delta_{STM} - S_{11A}S_{22TM}}{(S_{11A}\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}} - 1)} \frac{(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1)}{(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1)} \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\Gamma_{INA} - S_{11A}}$$

$$\Delta_{SA} = \sqrt{\frac{\Delta_{STM} - S_{11A}S_{22TM}}{(S_{11A}\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}} - 1)} \frac{(\frac{S_{22A}}{\Delta_{SA}}\Gamma_{INA} - 1)}{(\frac{S_{11B}}{\Delta_{SB}}\Gamma_{OUTB} - 1)} \frac{\Gamma_{OUTB} - S_{22B}}{\Gamma_{INA} - S_{11A}}} \quad (\text{a.57})$$

Una vez obtenida la ecuación (a.57) es fácil encontrar Δ_{SB} a partir de las ecuaciones (a.47) o (a.56). Siendo ya conocidos los valores de S_{11A} , Δ_{SA}/S_{22A} y Δ_{SA} se puede conocer a S_{22A} y el producto de $S_{12A}S_{21A}$, similarmente para la caja B.

Ahora bien, se retoma el análisis la base de pruebas del dispositivo bajo pruebas.

$$T_{ADB} = T_A T_{DUT} T_B$$

$$T_{ADB} = \frac{1}{S_{21A}S_{21B}} \begin{bmatrix} -\Delta_{SA} & S_{11A} \\ -S_{22A} & 1 \end{bmatrix} T_{DUT} \begin{bmatrix} -\Delta_{SB} & S_{11B} \\ -S_{22B} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.58})$$

Donde

$$R_A = \begin{bmatrix} -\Delta_{SA} & S_{11A} \\ -S_{22A} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.59})$$

$$R_B = \begin{bmatrix} -\Delta_{SB} & S_{11B} \\ -S_{22B} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a.60})$$

$$S_{21A}S_{21B} = \frac{T_{22TM}}{(1 - S_{11B}S_{22A})} \quad (\text{a.61})$$

Despejando para T_{DUT} que es el objetivo principal de todo este análisis

$$T_{DUT} = T_A^{-1} T_{ADB} T_B^{-1}$$

$$T_{DUT} = \frac{(1 - S_{11B}S_{22A})}{T_{22TM}} [R_A]^{-1} T_{ADB} [R_B]^{-1} \quad (\text{a.62})$$

El programa de cómputo realizado en la plataforma de Matlab, procesa una serie de operaciones para sacar las variables antes vistas, este programa de cómputo fue probado con los datos simulados en la plataforma AWR, en el cual se crearon los esquemáticos de los estándares thru, reflect y line.

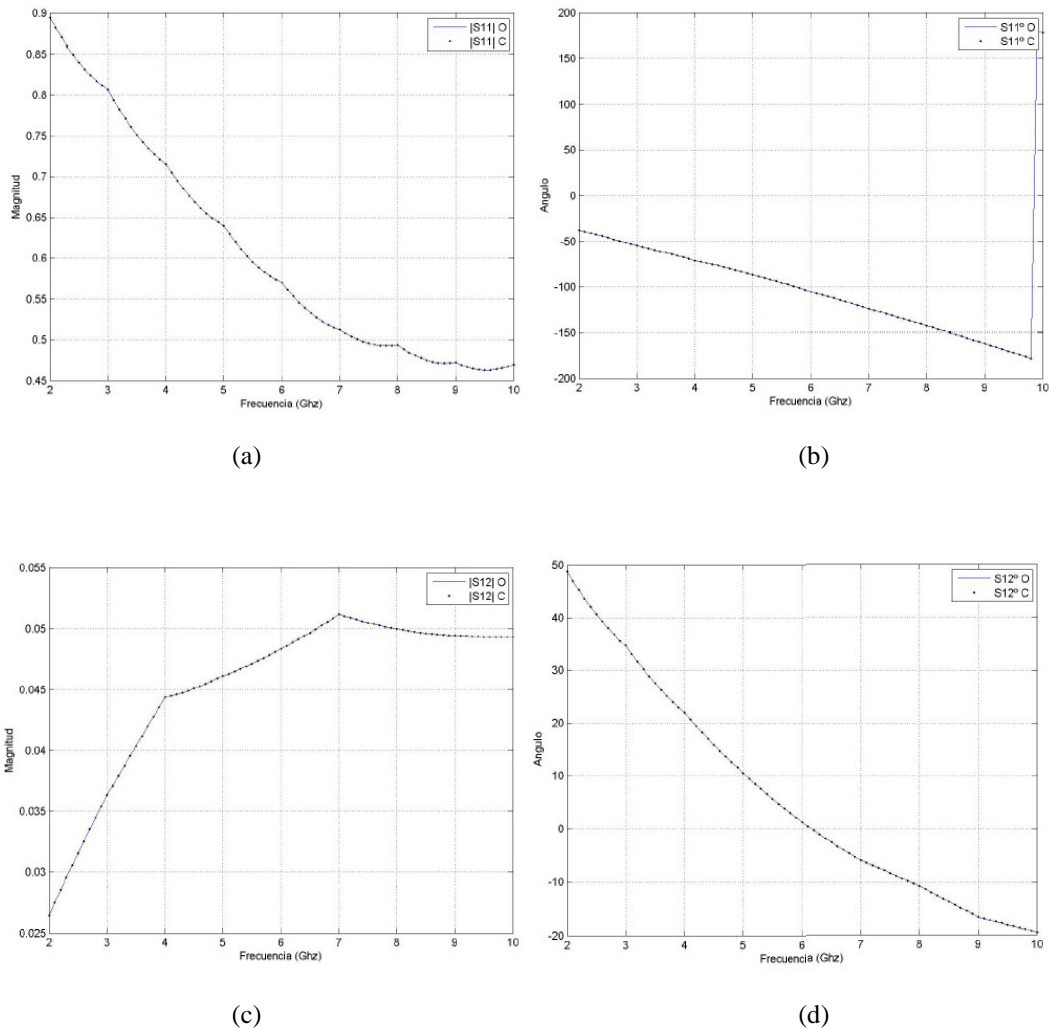
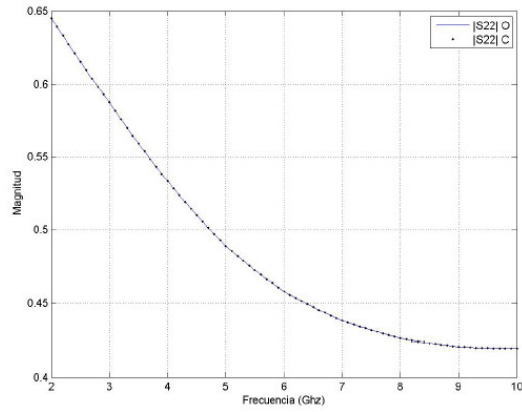
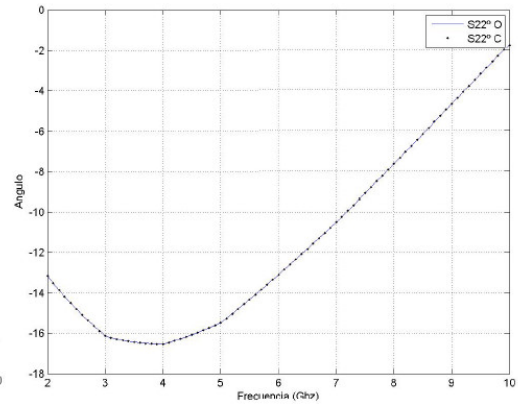


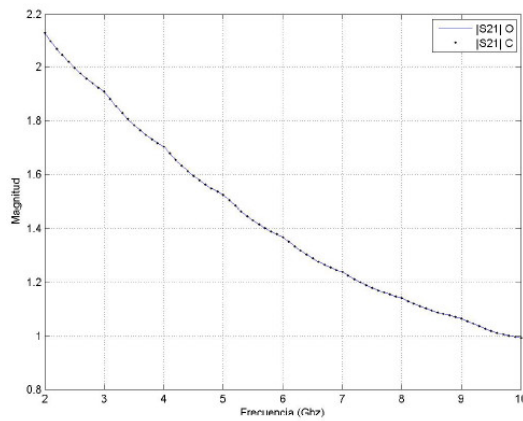
Fig.A.3 graficas del programa de computo de matlab: realizando la simulación exitosa en donde los parámetros S de DUT (línea de 50Ω) intrínseco se compara con los cálculos del programa: (a) $|S_{11}|$; (b) $\angle S_{11}$; (c) $|S_{12}|$; (d) $\angle S_{12}$; (e) $|S_{22}|$; (f) $\angle S_{22}$; (g) $|S_{21}|$; (h) $\angle S_{21}$.



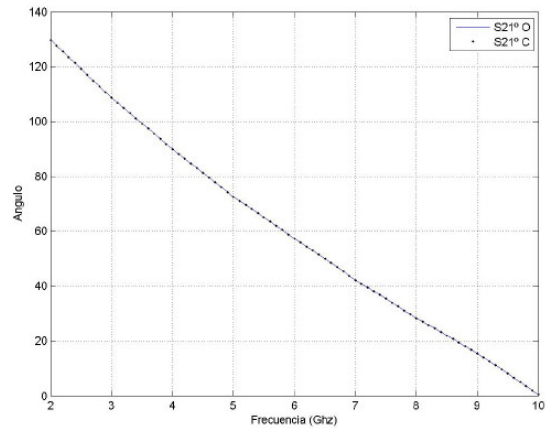
(e)



(f)



(g)



(h)

Fig.A.3 graficas del programa de computo de matlab: realizando la simulación exitosa en donde los parámetros S de DUT (línea de 50Ω) intrínseco se compara con los cálculos del programa: (a) $|S_{11}|$; (b) $\angle S_{11}$; (c) $|S_{12}|$; (d) $\angle S_{12}$; (e) $|S_{22}|$; (f) $\angle S_{22}$; (g) $|S_{21}|$; (h) $\angle S_{21}$ (continuación).

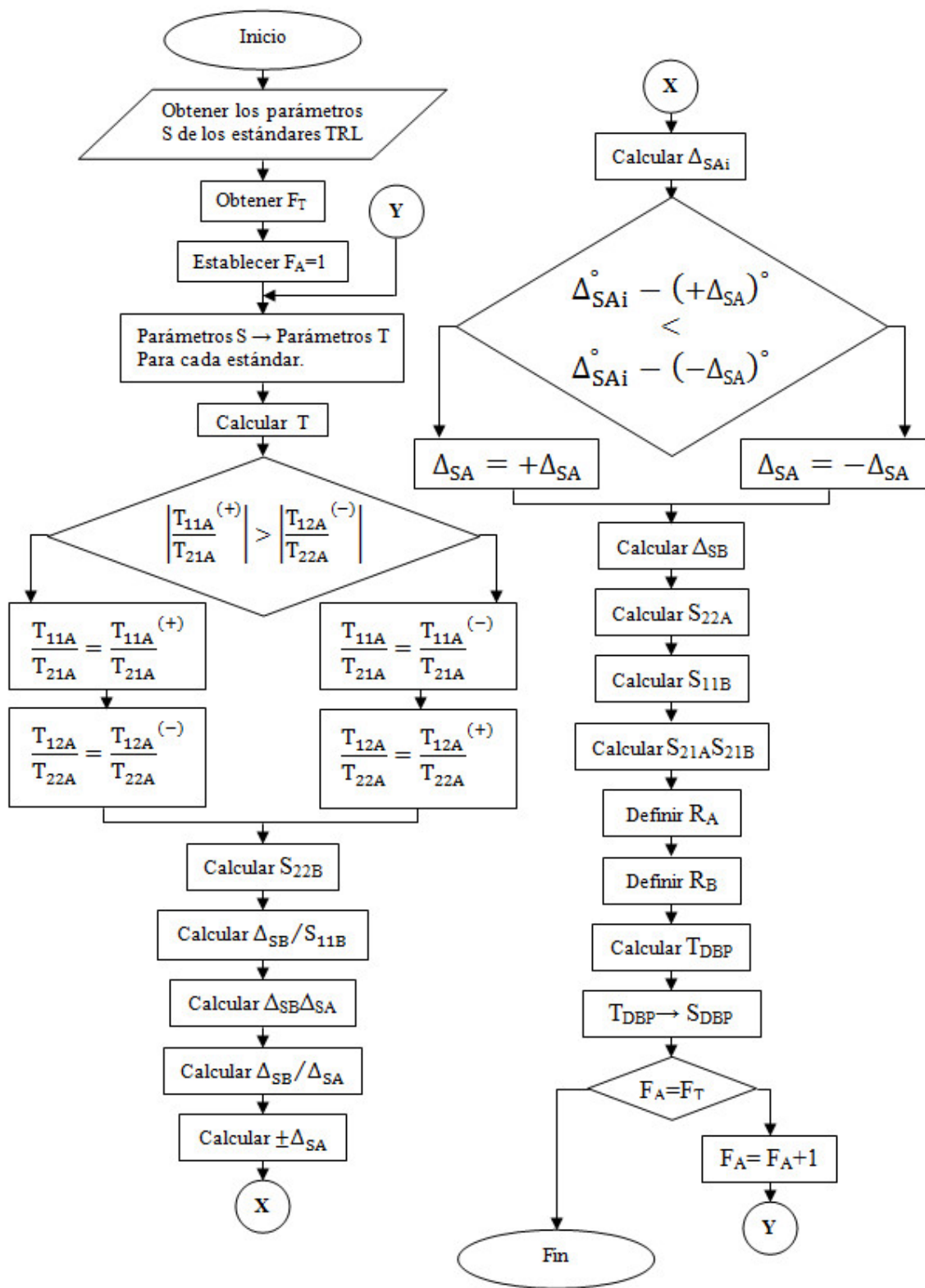


Fig.A.4 diagrama de flujo del programa para el calibrador TRL.

Anexos

Código de Programa Sintonizador de Impedancias.

```
function[ps_dut,pr_dut,fc1,z1,angulo2,f1,f2]= valores();

[ps_dut,pr_dut] = leedor('.s2p');      L=length(ps_dut);

ghz=1000000000;

f1=3.5 ;f2= 6 ;

z1=50; angulo2=180;

fc1=(f1 + f2)/2;

    end

% -----main program-----

clear all; clc; close all;

add_pth=[pwd, '\toolsee']; addpath(add_pth);

[ps_dut,pr_dut,fc1,z1,angulo2,f1,f2]= valores;

pt_dut=s2t(ps_dut);

pr_dut1=  poltorecnoise(pr_dut);

psf_dut=ps_dut;

psf_dut(:,2)=pr_dut1(:,4);

f=psf_dut(:,1

angulo1=angle1(pr_dut1,4,fc1anguloxx=angulo1;

ps=psf_dut; ptf_dut=s2t(ps

[zline,zstub,SS1,angulo1a]=buscador(f,pt_dut,pr_dut1,angulo1,angulo2,f1,f2)
;

    if zline<=2

[zline,zstub,SS1,angulo1a]=buscador2(f,pt_dut,pr_dut1,angulo1,angulo2,f1,f2
);

    end

msl1=linesp(f,zline,angulo1a,fc1);

mtl1=s2t(msl1);
```

```

msl2=stbsp(f,zstub,angulo2,fc1);
mtl2=s2t(msl2);
TT=matriz2(mtl2,mtl1,pt_dut);
SS=t2s(TT);
angulo3=angle1(SS,5,fc1);
msl4=linesp(f,50,angulo3,fc1);
mtl4=s2t(msl4);
TTb=matriz1(TT,mtl4);
SSb=t2s(TTb);

zline
angulo1
zstub
angulo2
zline2=50
angulo3
    end

%--leedor-----
function [ps,pr,path] = leedor(S1)
[filename,path]=uigetfile('*.S2P','ARCHIVOS *.S2P ');
nombre1=[path filename];
file=abs(filename);
pa=abs(path);
if (file(1)~=0 & pa(1)~=0)
    ps=[];
    pr=[];
    lectura;
    cad=abs(ora);
    if cad(1)==35
        ora=upper(ora)
        if findstr('GHZ',ora)

```

```

        valor='GHZ';
elseif findstr('MHZ',ora)
        valor='MHZ';
elseif findstr('KHZ',ora)
        valor='KHZ';
else
        valor='HZ ';
end
end
gban3=1;
s2p=1;
if findstr('S',ora) & findstr('MA',ora)
        ps=pol_rec(ps);
end
if findstr('S',ora) & findstr('RI',ora)
        ps=[ps(:,1) ps(:,2)+j*ps(:,3) ps(:,4)+j*ps(:,5) ps(:,6)+j*ps(:,7)
ps(:,8)+j*ps(:,9)];
end
else
        gban3=0;
        close;
end

clear  lin np1 ban1 i linea file pos ban4
clear  np2 cuen j nombre paras ruido pa cad ban2
clear  cuenta k nombrel path ans salir ban1 %ora
end

```

```

%-----Lectura-----

ban1=0;

paras=[];

ruido=[];

nombre= fopen(nombre1);

    while ban1~=1

        lin=fgetl(nombre);

        if isstr(lin)

            linea=abs(lin);

            if size(linea)>[0 0]

                if (linea(1)~=33 & linea(1)==35)

                    ora=lin;

                    ban1=1;

                end

            end

        end

    end

end

end

end

*****

ban1=1;

while ban1==1

    [paras,cuenta] = fscanf(nombre,'%g %g %g %g %g %g %g %g %g');

    ca_so=size(paras

    if ca_so(1)<=0

        lin=fgetl(nombre);

    else

        ban1=0;

    end

end

end

```

```

%*****
ban1=1;
while ban1==1
    [ruido,cuen]=fscanf(nombre,'%g %g %g %g %g');
    ca_so=size(ruido);
    if ca_so(1)<=0
        lin=fgetl(nombre);
        if ~isstr(lin)
            gban1=0;
            break;
        end
    else
        ban1=0;
        gban1=1;
    end
end
clear ca_so lin linea
%*****
fclose(nombre);
np1=cuenta/9;
np2=cuen/5;
for i=1:1:np1
    for j=1:1:9
        k=9*(i-1)+j;
        ps(i,j)=paras(k,1);
    end
end
for i=1:1:np2
    for j=1:1:5
        k=5*(i-1)+j;

```

```

        pr(i,j)=ruido(k,1);
    end
end
clear i j-
%-----FUNCION QUE CONVIERTE DE COORDENANDAS POLARES A RECTANGULARES-----
function[datos]=pol_rec(ps)
datos(:,1)=ps(:,1);
datos(:,2)=ps(:,2).*cos(ps(:,3).*pi/180)+j*ps(:,2).*sin(ps(:,3).*pi/180);
datos(:,3)=ps(:,4).*cos(ps(:,5).*pi/180)+j*ps(:,4).*sin(ps(:,5).*pi/180);
datos(:,4)=ps(:,6).*cos(ps(:,7).*pi/180)+j*ps(:,6).*sin(ps(:,7).*pi/180);
datos(:,5)=ps(:,8).*cos(ps(:,9).*pi/180)+j*ps(:,8).*sin(ps(:,9).*pi/180);
end
%---Angle1-----
function[angulo]=angle1(pr_dut1,columna,fc1);
L=length(pr_dut1);
n=0;xx=0;
for n=1:1:L;
xx=pr_dut1(n,1);
if xx==fc1;
casilla=n;
end
end
ff=pr_dut1(casilla,columna);ff=angle(ff)*360/(2*pi);
if ff<0;
ang1=(180+ff)/2;
else
ang1=(ff)/2;
end
angulo=ang1;
end

```

```

%---vector de frecuencias-----
function[cf]= vecfrec(f,zo,Qo,fc1);%linea=[f,zo,theta,fc1]
%constante para ponerlo en funcion de la frecuencia.
n=0;SS=1;S2=1;S3=Qo/90;
    if Qo>90;
        Qo=90;
        S2=S3;
    end
c=(2*pi/360); Yx=(i./zo)*SS*tan(Qo*c); cx=(i*atan(-i*Yx*zo)/fc1)*(S2);
vec=f(:,1)*cx;
cf=vec;
end
%---MT LINE-----
function[MS1]=linesp (f,zo,Qo,fc1)
zref=50;
arg=vecfrec(f,zo,Qo,fc1);
fact1=1./(zo^2 + zref^2 +2.* zo.* zref.*coth(arg));
s11=(zo^2 - zref^2).*fact1;
s12=(2.*zo.*zref.*csch(arg)).*fact1;
s21=s12;
s22=s11;
MS1(:,1)=f;
MS1(:,2)=s11;
MS1(:,3)=s21;
MS1(:,4)=s12;
MS1(:,5)=s22;
end

```

```

%---MT STUB-----
function[MSs]=stubsp(f,zo,Qo,fc1)
zref=50;
arg=vecfrec(f,zo,Qo,fc1);
fact2= 1./(2/zref + tanh(arg)./zo);
s11=(-tanh(arg).*fact2)./zo;
s12=(2/zref).*fact2;
s21=s12;
s22=s11;
MSs(:,1)=f;
MSs(:,2)=s11;
MSs(:,3)=s21;
MSs(:,4)=s12;
MSs(:,5)=s22;
end

%---matriz uno-----
function[mf1]=matriz1(pt1,pt2)
n=0;ef=size(pt2);large=ef(1,1);
    for n=1:1:large;
        m1=[pt1(n,2),pt1(n,4);pt1(n,3),pt1(n,5)];
        m2=[pt2(n,2),pt2(n,4);pt2(n,3),pt2(n,5)];
        mx=m1*m2;
        mf(n,1)=pt1(n,1);
        mf(n,2)=mx(1,1);mf(n,3)=mx(2,1);mf(n,4)=mx(1,2); mf(n,5)=mx(2,2);
        n=n+1;
    end
    mf1=mf;
end

```

```

%---Matriz dos-----
function[mf1]=matriz2(pt1,pt2,pt3)
n=0;ef=size(pt3);large=ef(1,1)
    for n=1:1:large;
        m1=[pt1(n,2),pt1(n,4);pt1(n,3),pt1(n,5)];
        m2=[pt2(n,2),pt2(n,4);pt2(n,3),pt2(n,5)];
        m3=[pt3(n,2),pt3(n,4);pt3(n,3),pt3(n,5)];
        mx=m1*m2*m3;
        mf(n,1)=pt1(n,1);
        mf(n,2)=mx(1,1);mf(n,3)=mx(2,1);mf(n,4)=mx(1,2); mf(n,5)=mx(2,2);
        n=n+1;
    end
    mf1=mf;
end

```

```

%-----Parametros S a T-----
function [pt] = s2t(ps); %ps=[f,s11,s21,s12,s22]
clear T11 T12 T21 T22 pt

T11=(ps(:,4).*ps(:,3)-ps(:,2).*ps(:,5))./ps(:,3));
T12=ps(:,2)./ps(:,3);
T21=-ps(:,5)./ps(:,3);
T22=1./ps(:,3);
pt(:,1)=ps(:,1);
pt(:,2)=T11;
pt(:,4)=T12;
pt(:,3)=T21;
pt(:,5)=T22;
clear T11 T12 T21 T22
end

```

```

%--- Parametros T a S-----
function [ps] = t2s(pt) %pt=[f, ]
clear SS12 SS11 SS21 SS22 ps
SS11=pt(:,4)./pt(:,5);
SS12=(pt(:,2).*pt(:,5)-pt(:,3).*pt(:,4))./pt(:,5);
SS21=1./pt(:,5);
SS22=-pt(:,3)./pt(:,5);

ps(:,1)=pt(:,1);
ps(:,2)=SS11;
ps(:,4)=SS12;
ps(:,3)=SS21;
ps(:,5)=SS22;

clear Ss12 Ss11 Ss21 Ss22

%---polar a rectangular-----
function[pr_dut1]=poltorecnoise(pr_dut);
tetha=pr_dut(:,4); gamma=pr_dut(:,3);cc=2*pi/360;
f=pr_dut(:,1);Fmin=pr_dut(:,2);Rn=pr_dut(:,5);
nn=gamma.*exp(i.*tetha.*cc);
nc=gamma.*exp(-i.*tetha.*cc);
pr_dut1(:,1)=f;
pr_dut1(:,2)=Fmin;
pr_dut1(:,3)=nn;
pr_dut1(:,4)=nc;
pr_dut1(:,5)=Rn;
end

```

```

%---buscador 1-----
function[zline,zstub,SS1,mmt]=buscador(f,pt_dut,pr_dut1,angulo1,angulo2,f1,
f2)

ff=-1; n=0; flag=0;

zline=50; zstub=50; fc1=(f1+f2)/2; dd=.1;

for n1=1:1:length(f)

    if f(n1,1)==f1;

        casilla1=n1;

        fla=f(n1,1);

    end

    if f(n1,1)==f2;

        casilla2=n1;

        f2a=f(n1,1);

    end

end

fx=[fla;f2a] ; fv=[casilla1;casilla2]; Gopt=pr_dut1(:,3);

mmta=[pt_dut(casilla1,1),pt_dut(casilla1,2),pt_dut(casilla1,3),pt_dut(casil
la1,4),pt_dut(casilla1,5)];

mmtb=[pt_dut(casilla2,1),pt_dut(casilla2,2),pt_dut(casilla2,3),pt_dut(casil
la2,4),pt_dut(casilla2,5)];

mmta=[mmta;mmtb];

while flag==0;

    flag1=0; flag2=0;

while flag1==0;

    zline=zline+ff*1*dd;

    msl1=linesp(fx,zline,angulo1,fc1); mtl1=s2t(msl1);

    msl2=stubs(sp(fx,zstub,angulo2,fc1); mtl2=s2t(msl2);

    mmt=matriz2(mtl2,mtl1,mmta) ; SS1=t2s(mmt);

%-----

    if abs(imag(SS1(2,2)))<=.05

        flag1=1;

    end

end

```

```

%-----
    if zline<=1;
        break;
    end
end
SS1a=imag(SS1(2,2));
while flag2==0;
    zstub=zstub+1*dd;
    msl1=linesp(fx,zline,angulo1,fc1);    mtl1=s2t(msl1);
    msl2=stubs(sp(fx,zstub,angulo2,fc1);    mtl2=s2t(msl2);
    mmt2=matriz1(mtl2,mtl1)                ;    SS2=t2s(mmt2);
    mmt=matriz2(mtl2,mtl1,mmta)            ;    SS1=t2s(mmt);
    S22red=SS2;
    S11matriz=SS1;
zline=50;  zstub=50;  fc1=(f1+f2)/2;  dd=.1;
for n1=1:1:length(f)
    if f(n1,1)==f1;
        casilla1=n1;
        f1a=f(n1,1);
    end
    if f(n1,1)==fc1;
        casillafc=n1;
        fca=f(n1,1);
    end
    if f(n1,1)==f2;
        casilla2=n1;
        f2a=f(n1,1);
    end
end
end

```

```

fx=[f1a;fca;f2a] ; fv=[casilla1;casilla2]; Gopt=pr_dut1(:,3);

%-----creacion de matriz de interés-----

mmta1=[pt_dut(casilla1,1),pt_dut(casilla1,2),pt_dut(casilla1,3),pt_dut(casi
lla1,4),pt_dut(casilla1,5)];

mmtb1=[pt_dut(casilla2,1),pt_dut(casilla2,2),pt_dut(casilla2,3),pt_dut(casi
lla2,4),pt_dut(casilla2,5)];

mmtc1=[pt_dut(casilla2,1),pt_dut(casilla2,2),pt_dut(casilla2,3),pt_dut(casi
lla2,4),pt_dut(casilla2,5)];

mmta=[mmta1;mmtc1;mmtb1];

flag=0;flag1=0; flag2=0; flag3=0;

while flag==0;

    while flag1==0;

        angulo1=angulo1+ff*1*dd;

        msl1=linesp(fx,zline,angulo1,fc1);    mt11=s2t(msl1);

        msl2=stubs(fx,zstub,angulo2,fc1);    mt12=s2t(msl2);

        mmt=matriz2(mt12,mt11,mmta) ;    SS1=t2s(mmt);

%-----

        if abs(imag(SS1(2,2)))<=.01

            flag1=1;flag2=0;

        end

        if angulo1<=1;

            flag=1; flag1=1;flag2=1;flag3=1;

        end

    end

    SS1a=imag(SS1(2,2));

    while flag2==0;

%-----calculos matriz-----

        zstub=zstub+1*dd;

        msl1=linesp(fx,zline,angulo1,fc1);    mt11=s2t(msl1);

        msl2=stubs(fx,zstub,angulo2,fc1);    mt12=s2t(msl2);

        mmt2=matriz1(mt12,mt11) ;    SS2=t2s(mmt2);

        mmt=matriz2(mt12,mt11,mmta) ;    SS1=t2s(mmt);

```

```

        S22red=SS2;

        S11matriz=SS1;
    if abs(imag(SS1(1,2)))<=.001
        flag1=1; flag2=1; flag3=0;
    end

        if zstub>=150;
            flag=1; flag1=1;flag2=1;flag3=1;
        end

        if abs(imag(SS1(3,2)))<=.03
            flag1=1; flag2=1;flag1=1; flag3=1;
        end
    end

    while flag3==0
        zline=zline+ff1*1*dd

        msl1=linesp(fx,zline,angulo1,fc1);    mt11=s2t(msl1);
        msl2=stubsp(fx,zstub,angulo2,fc1);    mt12=s2t(msl2);
        mmt=matriz2(mt12,mt11,mmta) ;    SS1=t2s(mmt);
        if abs(imag(SS1(3,2)))<=.03
            flag=1;    flag1=1;    flag2=1;    flag3=1;
        end

        if zline>=150;
            flag=1;    flag1=1;    flag2=1;    flag3=1;
        end
    end
end
end
end

```

Bibliografía

- [1] Luznella Saavedra R. Regulación del Espectro Radio Eléctrico. Comunicación de la Comisión al Parlamento Europeo, Volúmenes 1,2 y 3, Marzo 2007.
- [2] National Telecommunications and Information Administration: office of Spectrum Managment. www.nasa.gov/. Agosto de 2011
- [3] Redes inalámbricas. es.slideshare.net/http://es.slideshare.net/guest0c6d6/redes-inalambricas -1.14 de febrero de 2009.\
- [4] [bibing.http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11196/fichero/Volumen+I%252FCapitulo2.pdf](http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11196/fichero/Volumen+I%252FCapitulo2.pdf) Sistemas de Microondas Pp 5 -13
- [5] Liang-Hung, Hsieh-hung Hsieh, Yu-Shun Wang. A Compact 2.4/5.2-GHz CMOS Dual-Band Low Noise Amplifier. IEEE microwave and wireless components letters, vol. 15, no. 10, october 2005.
- [6] Paolo Colantonio, Franco Giannini, Rocco Giofrè, Luca Piazzon. A Design Technique for Concurrent Dual-Band Harmonic Tuned Power Amplifier. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 56, no. 11, november 2008.
- [7] Guillermo González. Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design. Prentice Hall. Segunda edición. NewYersey. pp 506. 1996.
- [8] Hewlett Packard. Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors: Application Note 963. 1980.
- [9] NEC Corporation. NE-76038. L to Ku Low Noise N-Channel GaAs MES FET. Datasheet.
- [10] NEC Corporation. NE-76284a. C to Ku Low Noise N-Channel GaAs MES FET. Datasheet. Agosto 1996.
- [11] NEC Corporation. NE-76084. General Purpose FET N-Channel GaAs MES FET. Datasheet. Octubre 1995.
- [12] Hewlett Packard. ATF-35076. 2-18GHz Low Noise Pseudomorphic HEMT. Datasheet.
- [13] Avango Technologies. ATF-36077. 2-18GHz Low Noise Pseudomorphic HEMT. Datasheet.