



Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

**Amplificador de Bajo Ruido
Basado en la Guía de Onda "H"
para la Banda X**

T E S I S
que para obtener el título de
Ingeniero en Telecomunicaciones
p r e s e n t a
Miguel Ángel Ríos Medina

**Director de Tesis
Dr. Oleksandr Martynyuk**



Ciudad Universitaria, 2009

El Génesis

Todo era nada y la oscuridad lo era todo. El tiempo no era tiempo y el espacio era vacío. Sólo la energía de potencial movimiento flotaba en una inmensidad de ausencia de materia.

Sólo esa energía estaba allí, girando en sí misma, retroalimentándose, generando el caos armónico en su vórtice.

La materia fluyó, y esa energía de paquidérmica fuerza e inocencia infantil se constituyó base del todo y razón del sinrazón.

Como un niño elefante, la energía de violenta dulzura iluminó un par de lugares, puso a girar todo y derramó energía sobre todo y cada uno de los cuerpos que el mismo fluir de la energía iban generando.

Así dijo de los soles: *“que den calor”*

Así dijo de los planetas: *“que sean redondos”*

Así dijo de los mares y los ríos: *“que sean de agua”*

Así dijo de los árboles y las plantas: *“que sean variados”*

Así dijo de los animales: *“que vivan en armonía”*

Así dijo de la tierra: *“que la disfruten”*

Y el séptimo día se aburrió.

Con la mirada de traviesa picardía de un niño, la energía víose reflejada en la tierra y viendo a un simio tener actitudes graciosas díole un soplo de engañoso protagonismo. Dejó que aquella especie y los hijos de los hijos de aquella creación tuvieran desconcertantes y graciosas evoluciones.

Y el simio se paró sobre sus patas traseras y fueron desenvolviéndose sus habilidades para generar utensilios, para buscar alimentos, para dominar parte de la naturaleza, para la guerra, para convertirse en la máquina más compleja dotada de energía.

Desde que el tiempo es tiempo allí está el humano sin conciencia de que el mismo aburrimiento que le dio energía vital será el que determine su final. El día en que ante la energía de elefantiásica fuerza y desprejuiciada candidez deba presentarse para escuchar: *“lo que has hecho no fue para nada divertido o realmente valió la pena”*.

Los que escucharen el primer dictamen correrán con el dolor permanente que causa ver el rostro de un niño desilusionado, los que escuchen el segundo podrán regocijarse en su sonrisa.

E.C.D.Q.E.M.S.D.

Contenido

Introducción	1
Objetivo	• 1
Método	• 2
Resultados Esperados	• 3
1. Estado del Arte de Amplificadores de Bajo Ruido	5
1.1 Transistores para Microondas	• 5
1.1.1 Transistores de Efecto de Campo de Metal Semiconductor (MESFETs)	• 6
1.1.1.1 Principio de Operación	• 7
1.1.1.2 Fabricación	• 7
1.1.1.3 Aplicaciones	• 8
1.1.2 Transistores de Efecto de Campo de Semiconductor de Metal Óxido (MOSFETs)	• 9
1.1.2.1 Principio de Operación	• 10
1.1.2.2 Fabricación	• 11
1.1.2.3 Aplicaciones	• 12
1.1.3 Transistores de Alta Movilidad de Electrones (HEMTs)	• 12
1.1.3.1 Principio de Operación	• 13
1.1.3.2 Fabricación	• 16
1.1.3.3 Aplicaciones	• 17
1.1.4 Transistores Bipolares de Heterounión (HBTs)	• 20
1.1.4.1 Principio de Operación	• 21
1.1.4.2 Fabricación	• 22
1.1.4.3 Aplicaciones	• 23
1.2 Conclusiones	• 27
2. Bases Teóricas	29
2.1 Conceptos Básicos de Teoría Electromagnética	• 30
2.1.1 Ecuaciones de Maxwell	• 30
2.1.2 Condiciones de Frontera	• 33
2.1.3 Flujo de Energía y el Teorema de Poynting	• 35
2.2 Líneas de Transmisión	• 37
2.2.1 Ecuación de una Línea de Transmisión	• 39
2.2.2 Reflexión, Transmisión e Impedancia para una Línea Terminada	• 41
2.2.3 Relación de Onda Estacionaria	• 42
2.3 Transformador de Impedancias	• 44
2.3.1 Transformador de un Cuarto de Onda	• 44
2.3.2 Teoría de Pequeñas Reflexiones	• 45
2.3.3 Transformador Multiseccional	• 47
2.3.3.1 Transformador Binomial	• 49
2.3.3.2 Transformador Chebyshev	• 52

2.4 Ruido en los Receptores de Microondas	• 55
2.4.1 Figura de Ruido de un Sistema en Cascada	• 56
2.5 Herramientas del Cálculo de los Amplificadores	• 58
2.5.1 Matrices de Impedancias Z y Admitancias Y	• 59
2.5.2 Matriz de Dispersión S	• 60
2.5.2.1 Modificando la Matriz S	• 62
2.5.3 Matriz de Trasmisión $ABCD$	• 63
2.5.3.1 Conversión de la Matriz S en Matriz $ABCD$	• 65
2.6 Conclusiones	• 65
3. Parámetros de los Transistores Modernos	67
3.1 Estabilidad	• 67
3.2 Ganancia	• 68
3.3 Frecuencias Características f_T y f_{max}	• 72
3.4 Figura de Ruido	• 73
3.5 Comparación de los Transistores Modernos	• 74
3.6 Conclusiones	• 75
4. Diseño del Amplificador de una Etapa Basado en una Guía de Onda "H"	77
4.1 Especificaciones del Diseño	• 78
4.1.1 Estabilidad Incondicional	• 80
4.1.2 Figura de Ruido Mínima	• 82
4.2 Propiedades de la Guía de Onda "H"	• 83
4.2.1 Impedancia Característica de una Guía de Onda Rectangular	• 84
4.3 Red de Entrada	• 85
4.3.1 Impedancias de la Guía de Onda "H"	• 85
4.3.2 Conexión del Transistor	• 87
4.3.3 Calculo de las Impedancias de las Secciones del Transformador	• 89
4.3.3.1 Transformador Binomial	• 90
4.3.3.2 Transformador Chebyshev	• 92
4.3.3.3 Transformador de un Cuarto de Onda	• 95
4.3.4 Figura de Ruido	• 97
4.4 Red de Salida	• 99
4.4.1 Ganancia Máxima	• 102
4.5 Polarización del Transistor	• 104
4.6 Resultados Obtenidos	• 107
4.7 Conclusiones	• 111
5. Conclusiones Generales	113
Anexo A. Tablas de Impedancias	115
Anexo B. Hojas de Especificaciones del Transistor	119
Anexo C. Cuadro Nacional de Frecuencias	123
Referencias	127

Índice de Figuras

Figura 1.1: Estructura básica de un (a) JFET y (b) MESFET.....	7
Figura 1.2: Pasos para la fabricación de un MESFETs basado en GaAs.....	8
Figura 1.3: Sección transversal de un MOSFET convencional. (a) nMOSFET, (b) pMOSFET.....	9
Figura 1.4: Proceso de la fabricación de un MOSFET tipo n y tipo p	11
Figura 1.5: Sección transversal de la estructura de un HEMT.....	14
Figura 1.6: Sección transversal de la estructura de un pHEMT.....	15
Figura 1.7: Proceso elemental de fabricación de un HEMT.....	16
Figura 1.8: Sección transversal de la estructura de un HBT.....	21
Figura 1.9: Proceso de fabricación de un HBT.....	22
Figura 2.1: Generación y propagación de las ondas electromagnéticas por un conductor llevando una corriente.....	32
Figura 2.2: Una interfase típica entre dos materiales diferentes.....	33
Figura 2.3: Un volumen V contenido por la superficie cerrada S , conteniendo campos E , H y fuentes de corriente J_s y M_s	36
Figura 2.4: Líneas de transmisión de microondas.....	37
Figura 2.5: Modos transversal eléctricos en una guía de onda rectangular.....	39
Figura 2.6: Circuito equivalente de una línea de transmisión.....	40
Figura 2.7: Línea de transmisión terminada.....	41
Figura 2.8: Transformador de un cuarto de onda.	44
Figura 2.9: Coeficientes de reflexión y transmisión locales.....	45
Figura 2.10: Reflexiones múltiples.....	46
Figura 2.11: Transformador de impedancias multiseccional.....	48
Figura 2.12: Respuesta $T_n(x)$ de varios polinomios de Chebyshev.....	52
Figura 2.13: Determinando la figura de ruido de una red ruidosa.....	55
Figura 2.14: Figura de ruido y temperatura equivalente de ruido de un sistema en cascada.....	57
Figura 2.15: Una red arbitraria de microondas de N puertos.....	59
Figura 2.16: Parámetros S de un bipuerto.....	62
Figura 2.17: (a) Una red de dos puertos; (b) una conexión en cascada de redes de dos puertos.....	64
Figura 3.1: Red general de dos puertos con impedancias de fuente y de carga.....	68
Figura 4.1: Espectro electromagnético.....	78
Figura 4.2: Diagrama de bloques mostrando una terminal para la recepción de DBS.....	79
Figura 4.3: Red modificada con un inductor en serie (izq.) e inductancia de una sección del conector de la fuente (der.).....	80
Figura 4.4: Diseño del amplificador de bajo ruido: redes de entrada, de estabilización y de salida....	81
Figura 4.5: Factor K del transistor con red de estabilización.....	82
Figura 4.6: Dimensiones de la guía de onda rectangular WR-75, con postes centrales.....	83
Figura 4.7: Impedancia en la frecuencia de operación Z_{op} y en la frecuencia infinita Z_∞ de la guía de onda "H" para diferentes distancias s de separación entre postes.....	86
Figura 4.8: Esquema de la red de acoplamiento de entrada para la guía de onda "H".....	87
Figura 4.9: Conexión del transistor en la red de acoplamiento.....	88

Figura 4.10: Reactancia x_c resultante (der.) del segmento de las dimensiones del conector del transistor (izq. en mm).....	88
Figura 4.11: Impedancia Z_T reflejada hacia el transformador.....	89
Figura 4.12: Diseño de la red de entrada utilizando un transformador binomial.....	90
Figura 4.13: Respuesta de la red de entrada del transformador binomial.....	91
Figura 4.14: Respuesta de la red de entrada del transformador binomial optimizado.....	92
Figura 4.15: Diseño de la red de entrada utilizando un transformador Chebyshev.....	94
Figura 4.16: Respuesta de la red de entrada del transformador Chebyshev.....	94
Figura 4.17: Respuesta de la red de entrada del transformador Chebyshev optimizado.....	95
Figura 4.18: Diseño del transformador de 500 a 16 Ω	96
Figura 4.19: Respuesta del transformador binomial completo optimizado.....	96
Figura 4.20: Respuesta del transformador Chebyshev completo optimizado.....	97
Figura 4.21: Frecuencia [GHz] vs. Figura de ruido [dB] para la red de entrada de la guía de onda "H".	98
Figura 4.22: Cálculo de la impedancia de salida a partir de los parámetros $ABCD$	99
Figura 4.23: Respuesta de la red de salida optimizada.....	101
Figura 4.24: Medidas del diseño final de la red de salida.....	102
Figura 4.25: Circuito general de un amplificador basado en un transistor.....	102
Figura 4.26: Ganancia obtenida por el transistor.....	104
Figura 4.27: Circuito integrado híbrido basado en una estructura metal-dieléctrico-metal.....	105
Figura 4.28: Diseño de la red de polarización del amplificador.....	106
Figura 4.29: Amplificador de bajo ruido basado en una guía de onda "H"	107
Figura 4.30: Ganancia del amplificador de bajo ruido.....	110
Figura 4.31: Relación de onda estacionaria del amplificador de bajo ruido, $VSWR_{in}$ (izq.) $VSWR_{out}$ (der.)	110
Figura 4.32: Figura de ruido del amplificador de bajo ruido.....	111

Índice de Tablas

Tabla 2.1: Comparación de líneas de transmisión de microondas.....	38
Tabla 2.2: Parámetros $ABCD$ de algunos circuitos de dos puertos.....	64
Tabla 4.1: Impedancias óptimas para obtener una figura de ruido mínima.....	82
Tabla 4.2: Impedancias características para algunos valores de s	86
Tabla 4.3: Dimensiones del transformador binomial óptimo.....	92
Tabla 4.4: Dimensiones del transformador Chebyshev óptimo.....	95
Tabla 4.5: Datos para calcular la figura de ruido.....	97
Tabla 4.6: Medidas del diseño final de la red de entrada.....	99
Tabla 4.7: Datos (Z_{nr} , β_n y λ_{gn}) de cada sección del transformador de la red de entrada para calcular sus matrices $ABCD$ equivalentes.....	108
Tabla 4.8: Datos (Z_{nr} , β_n y λ_{gn}) de cada sección del transformador de la red de salida para calcular sus matrices $ABCD$ equivalentes.....	109

Introducción

Los desarrollos tecnológicos actuales en el área de las telecomunicaciones de alta frecuencia han conducido a un creciente interés en favor de la elaboración y el perfeccionamiento de las técnicas para la producción de sistemas de microondas para uso general. Las redes de telefonía móvil, al igual que las radiocomunicaciones satelitales y los servicios de comunicaciones inalámbricas, se han estado expandiendo enormemente en los últimos años, lo que ha reducido sus costos, permitiendo así su participación en varios aspectos de nuestras vidas. Esto ha sido posible gracias a la disponibilidad de sistemas sofisticados de radio frecuencia para el consumo masivo.

Hay dos aspectos que han contribuido en gran medida al desarrollo de estos circuitos. En primer lugar, las compañías de semiconductores han estado mejorando continuamente la tecnología para la fabricación de dispositivos de alta frecuencia, lo que permite tener sistemas que manejen señales de varios GHz a un precio relativamente bajo, comparado con la misma tecnología de años anteriores. En segundo lugar, las técnicas para el diseño de circuitos han estado evolucionando hacia un enfoque mucho más práctico que hace varios años, cuando el diseño de circuitos de microondas estaba soportado por apenas unos cuantos principios y técnicas pobremente organizadas.

Objetivo

El presente trabajo está dirigido principalmente a los receptores satelitales o de comunicaciones terrestres, y se limita al *bloque amplificador de bajo ruido*, específicamente al *amplificador de bajo ruido*, elemento principal de éste bloque. Se describe una metodología para el diseño de un amplificador de bajo ruido, desarrollada originalmente por los doctores ucranianos Skachko y Chenakin [1], la

cual aprovecha las ventajas de la guía de onda “H” para realizar las redes de acoplamiento entre ésta y el dispositivo activo, y se implementan las redes de polarización del transistor basándose en la tecnología híbrida propuesta por Chenakin, Martynyuk y Skachko [2] con la cual no se agregan pérdidas significativas por inserción, lo que permite un mejor desempeño del amplificador.

Por lo tanto, el objetivo es diseñar un amplificador de una etapa para un receptor de banda X (en el intervalo de 10.7 a 13.3 GHz), el cual deberá tener una ganancia de al menos 12 dB, manteniendo la figura de ruido por debajo de 1 dB y la relación de onda estacionaria menor a 1.5, tanto en la entrada como en la salida. De ésta manera, el ruido de las etapas posteriores a ésta tendrá un impacto menor en la figura de ruido de todo el sistema.

Método

1. Uso de la teoría general de las líneas de transmisión con el fin de asegurar la transformación óptima de las impedancias de la fuente y minimizar el ruido en el transistor.
2. Aplicación de la teoría de la estabilidad de los transistores con el propósito de asegurar el funcionamiento estable del amplificador.
3. Cálculo de los parámetros de la guía de onda “H” basándose en la teoría electromagnética y simuladores de procesos electromagnéticos.
4. Optimización y cálculo de los parámetros del amplificador utilizando la teoría de los circuitos de microondas (matriz S, Z, Y y ABCD).

La metodología para el diseño del amplificador de bajo ruido se ha organizado en cuatro capítulos, más un quinto con las conclusiones generales de todo el trabajo.

Capítulo uno

Se presenta una investigación sobre el avance de la tecnología de semiconductores para la fabricación de transistores para microondas, los cuales son la pieza fundamental de los amplificadores de bajo ruido. Se describe el principio de operación, la fabricación y las aplicaciones de cuatro tipos principales de transistores. Ésta investigación permitirá identificar el tipo de transistor más adecuado para el diseño del amplificador.

Capítulo dos

Se empieza con los conceptos básicos de la teoría electromagnética para poder presentar las ecuaciones de una línea de transmisión, los conceptos de onda incidente, reflejada y transmitida, y los distintos tipos de parámetros utilizados para trabajar con circuitos de alta frecuencia. También se presentan tres tipos de transformadores de impedancias, los cuales se utilizarán más adelante, así como conceptos básicos del ruido en sistemas de microondas. Con esto se tienen las herramientas teóricas para trabajar en el diseño del amplificador.

Capítulo tres

Se analizan las figuras de mérito de los transistores de microondas. La estabilidad es la característica más importante en el diseño de un circuito de microondas. Si no se asegura la estabilidad, un circuito amplificador se puede transformar en un circuito oscilante. En éste capítulo se proporcionan las herramientas necesarias para determinar la estabilidad de un transistor, así como para calcular su ganancia y figura de ruido. Por último, se hace una comparación de las características principales de varios tipos de transistores, como su figura de ruido, potencia de salida y frecuencia de operación, lo cual permitirá elegir el dispositivo que más se adecue a las especificaciones del amplificador propuesto.

Capítulo cuatro

Ya que se cuenta con las bases teóricas, el transistor adecuado y la guía de onda para la banda de trabajo, se describe el procedimiento en detalle para el diseño del amplificador de bajo ruido de una etapa. Se pone especial atención en el problema del acoplamiento de impedancias entre el dispositivo activo y la fuente de la señal, así como entre el dispositivo y la carga, lo cual repercute en la figura de ruido, en la ganancia del amplificador y en la relación de onda estacionaria. Por último, se presentan los resultados obtenidos a partir del sistema equivalente del amplificador de bajo ruido basado en la guía de onda "H" diseñado.

Resultados Esperados

1. Revisión del estado del arte en amplificadores de bajo ruido.
2. Parámetros de la guía de ondas "H" calculados.
3. Diseño del amplificador de bajo ruido de una etapa.

1. Estado del Arte de Amplificadores de Bajo Ruido

Desde la invención del transistor bipolar en 1947 la electrónica de semiconductores ha estado avanzando y evolucionando rápidamente. Esto se puede atribuir principalmente a la dramática reducción de las dimensiones de los dispositivos y por tanto, la integración de cada vez más transistores en un sólo circuito integrado. Entre todos los campos de la electrónica que se ven favorecidos con estos avances, la electrónica de microondas y de radiofrecuencia son campos emergentes con un crecimiento dinámico, los cuales tienen a los transistores de microondas como su bloque básico de construcción.

Los avances recientes en el desarrollo de la tecnología de las heterouniones de semiconductores de los grupos III-V ha producido una nueva generación de dispositivos electrónicos que dependen de las heterouniones para su operación. Con ésta tecnología se ha vuelto factible diseñar la estructura de la banda (y por ende, de los campos eléctricos) además del nivel y tipo del dopaje en diferentes regiones de los dispositivos semiconductores. Por lo tanto, éste nivel adicional de libertad ha permitido la implementación de conceptos novedosos, el desarrollo de nuevos dispositivos y de mejoras significantes en los existentes, así como en el desempeño de los mismos.

1.1 Transistores para Microondas

El desarrollo de los transistores de microondas pasó casi desapercibido hasta 1980, ya que a diferencia de la electrónica de VLSI (integración en escala muy grande, por sus siglas en inglés), no existía un mercado de consumo masivo. Muchas de las aplicaciones de los transistores de microondas habían sido militares o proyectos

científicos exóticos. Ejemplos de aplicaciones militares de microondas son los equipos para comunicaciones seguras, sistemas para guerra electrónica (utilización de la tecnología electrónica con el fin de determinar, explotar, reducir o impedir el uso hostil de todos los espectros de energía por parte del adversario y a la vez conservar la utilización de dicho espectro en beneficio propio), misiles guiados, controles electrónicos para el suministro inteligente de municiones y los sistemas de radar. En la década de 1980, la televisión satelital por medio de receptores basados en transistores de bajo ruido operando a 12 GHz fue la primera aplicación civil de los transistores de microondas con un volumen de mercado que vale la pena mencionar.

La evolución de la electrónica de microondas ha seguido un camino distinto al de la VLSI, la cual sólo está basada en el silicio y sólo hay dos tipos básicos de transistores en los que se basa: el transistor de efecto de campo de semiconductor de metal-óxido (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET*) y el transistor de unión bipolar (*Bipolar Junction Transistor, BJT*). Los principios básicos de operación de los MOSFETs y BJTs han sido esencialmente los mismos desde las pasadas tres décadas, solamente han cambiado las estructuras con el paso del tiempo. Por otro lado, para la electrónica de microondas se han empleado una gran variedad de materiales semiconductores (silicio, silicio-germanio, arseniuro de galio, fósforo de indio y otros componentes de los grupos III-V y materiales con una banda prohibida grande), por lo que existen varios tipos de transistores de microondas, los cuales se explican en detalle más adelante.

1.1.1 Transistores de Efecto de Campo de Metal Semiconductor (MESFETs)

En el año 1952, William Shockley describió teóricamente al transistor de efecto de campo (*Field Effect Transistor, FET*) utilizando una unión *pn* polarizada en inversa como la compuerta del electrodo [3]. Éste tipo de FET se llama transistor de efecto de campo de unión (*Junction Field Effect Transistor, JFET*) y su estructura básica se muestra en la Figura 1.1a. En 1966 Carver Mead utilizó un concepto similar para realizar un FET basado en arseniuro de galio (GaAs) llamado MESFET, construido con una unión Schottky en lugar de una unión *pn* como compuerta [4]. Aunque éste primer MESFET no era apropiado para operaciones de microondas, conforme fue avanzando la tecnología se alcanzaron frecuencias de trabajo de hasta 100 GHz [5], y se han fabricado MESFETs de otros materiales, como carburo de silicio (SiC) y nitrato de galio (GaN), lo que les permite ser utilizados para amplificación de potencia, soportando voltajes de ruptura de hasta 100 kV [6].

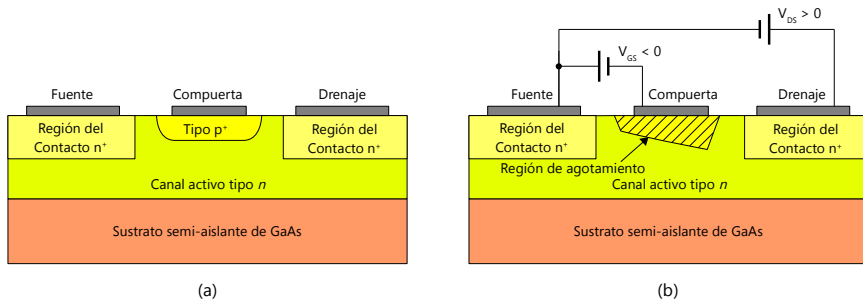


Figura 1.1: Estructura básica de un (a) JFET y (b) MESFET.

La estructura básica de un MESFET se muestra en la Figura 1.1b. El transistor consiste en una capa activa dopada (capa del canal) localizada en un buffer semiaislante o en un sustrato. Comúnmente la capa activa es tipo n (MESFET de canal n), aunque ocasionalmente se han utilizado MESFETs de canal p . La razón del dominio de los MESFETs de canal n en aplicaciones de microondas se basa en el hecho de que la movilidad de los electrones es mucho más alta comparada con la movilidad de los huecos en cualquier otro semiconductor. En la parte superior de la capa activa hay tres contactos de metal semiconductor: los contactos de la fuente y el drenaje son electrodos ohmicos y el contacto de la compuerta es un electrodo Schottky.

1.1.1.1 Principio de Operación

Bajo condiciones normales de operación, la terminal del drenaje está polarizada positivamente con respecto a la terminal de la fuente (la cual regularmente está aterrizada), mientras que la compuerta está polarizada negativamente respecto al drenaje y a la fuente. El voltaje positivo del drenaje proporciona una polarización inversa adicional a través de la unión del canal con la compuerta. Con el incremento de la polarización del drenaje a la fuente, el canal en el lado de la compuerta se vuelve cada vez más angosto. Esto crea una región de agotamiento por debajo de la compuerta que es más gruesa en el extremo del drenaje que en el extremo de la fuente. La polarización de la compuerta cambia el espesor de la región de agotamiento y por lo tanto, modula la conductividad del canal [7].

1.1.1.2 Fabricación

El MESFET más popular es el basado en GaAs, el cual tiene aplicaciones en tanto circuitos analógicos de microondas como en circuitos integrados digitales. La figura Figura 1.2 muestra una secuencia típica de la fabricación de un MESFET de GaAs.

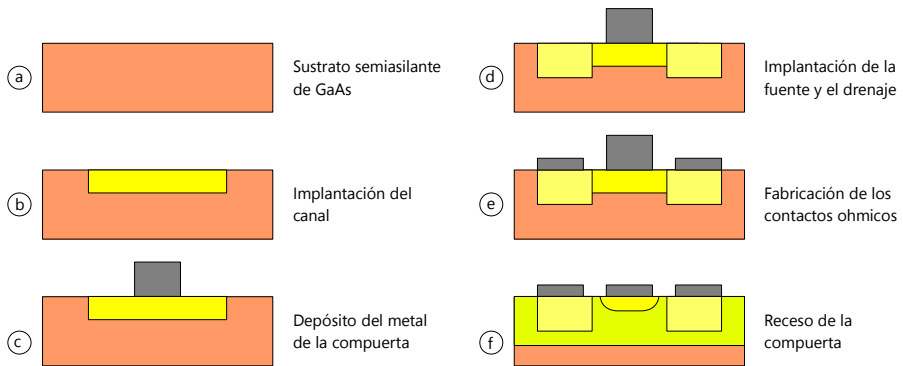


Figura 1.2: Pasos para la fabricación de un MESFETs basado en GaAs.

En un proceso típico de fabricación, el sustrato semiasilante de GaAs se cubre con una capa delgada de nitrato de silicio (Si_3N_4). Los pasos de implantación mostrados en la Figura 1.2 se llevan a cabo en ésta capa. El primer paso define la capa activa incluyendo el canal del MESFET. Un implante más profundo y más dopado se utiliza para los contactos óhmicos. Posteriormente se utiliza silicio de tungsteno para implantar los contactos n^+ de la fuente y el drenaje. Éste procedimiento de fabricación es planar.

Después de los implantes se deposita un aislante adicional para sellar la superficie de GaAs de los siguientes pasos de endurecimiento a 800°C , los cuales activan los implantes. El último paso consiste en reducir el espesor de la capa activa por debajo de la compuerta. Una capa delgada tipo n entre los contactos de la compuerta y la fuente resulta en resistencias de fuente y drenaje relativamente bajas. La posición y la forma del receso de la compuerta son muy importantes ya que afectan fuertemente la distribución del campo eléctrico y el voltaje de ruptura del dispositivo [7].

Para poder trabajar adecuadamente en frecuencias de microondas, la longitud de la compuerta debe ser menor a $1\ \mu\text{m}$ para evitar efectos de propagación transversal. Estos efectos deben ser tomados en cuenta cuando la longitud de onda es comparable con las dimensiones físicas de los contactos del transistor. La operación en altas frecuencias implica dimensiones pequeñas del dispositivo [8].

1.1.1.3 Aplicaciones

Los MESFETs de GaAs juegan un papel importante en aplicaciones digitales y analógicas, tales como sistemas de comunicación satelital y de fibra óptica, en teléfonos móviles y otros equipos inalámbricos, en equipos de pruebas y para otros usos diversos, tanto civiles como militares. Han sido ocupados en amplificadores de

potencia de microondas de alta eficiencia, ya que combinan una baja resistencia con una alta frecuencia de corte.

La tecnología de los MESFETs también ha sido utilizada en convertidores eficientes de DC-DC que han demostrado una alta velocidad de conmutación [9]. Estos dispositivos son capaces de operar en altas frecuencias y requieren de una circuitería menos compleja.

Los MESFETs también se pueden implementar con tecnología de silicio, siendo la principal diferencia entre los dispositivos de GaAs y Si el rango de frecuencias de operación. Los que están basados en GaAs pueden operar a frecuencias mucho más altas como resultado de la alta movilidad de sus portadores. Típicamente, los transistores de GaAs se pueden utilizar ventajosamente a frecuencias mayores a 1 GHz [8].

1.1.2 Transistores de Efecto de Campo de Semiconductor de Metal Óxido (MOSFETs)

En principio, los MOSFETs pueden ser fabricados de cualquier material semiconductor, aunque el MOSFET de silicio es actualmente el único tipo de MOSFET utilizado y el que tiene la parte más grande del mercado de electrónica de VLSI, y muchos microprocesadores y circuitos de memoria están basados en éste tipo de transistor. A pesar de su popularidad, el MOSFET se considera un dispositivo lento y no apropiado para operaciones de alta frecuencia. Sin embargo, conforme la tecnología de los MOSFETs ha madurado y se ha vuelto más barata, se ha vuelto posible aumentar su desempeño y eficiencia en aplicaciones de sistemas de comunicaciones inalámbricas en el rango bajo de 900 MHz a 2.4 GHz [10].

La Figura 1.3 muestra la estructura básica de un MOSFET convencional tipo p (a) y tipo n (b). El nMOSFET consiste de un sustrato tipo p de silicio (Si), comúnmente llamado masa. El sustrato tiene en su parte inferior un contacto al cual el voltaje de

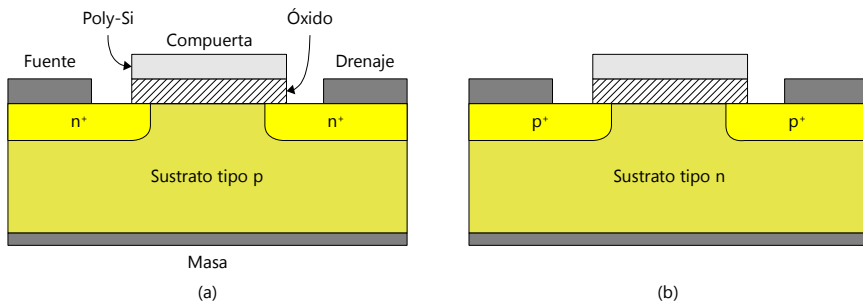


Figura 1.3: Sección transversal de un MOSFET convencional. (a) nMOSFET, (b) pMOSFET.

masa puede ser aplicado. En la parte superior la superficie entre las regiones del drenaje y la fuente están cubiertas con una capa delgada de dióxido de silicio (SiO_2) llamada *óxido de la compuerta* (área sombreada). El contacto en la parte superior del óxido de la compuerta está comúnmente formado por un polisilicio tipo n^+ (abreviado *poly Si* o simplemente *poly*). Como su nombre lo indica, el polisilicio consiste de varias regiones, cada una con una estructura atómica regular en su interior. En las fronteras entre regiones esa regularidad se pierde. Al lado del óxido de la compuerta la fuente tipo n^+ altamente dopada y el drenaje son implantados en el sustrato. Encima de las regiones de la fuente y el drenaje se depositan los contactos ohmicos para las mismas. La estructura del pMOSFET se muestra en la Figura 1.3b, la cual es muy similar a la del nMOSFET, solamente que el tipo de conductividad de las regiones es opuesta.

1.1.2.1 Principio de Operación

El MOSFET consiste de dos regiones altamente conductivas (la fuente y el drenaje) separadas por un canal semiconductor. Como se muestra en la Figura 1.3a, el MOSFET se considera un dispositivo de cuatro terminales. Éstas terminales se conocen como la compuerta (*gate*, G), la masa (*bulk*, B), el drenaje (*drain*, D) y la fuente (*source*, S), y los voltajes presentes en éstas terminales colectivamente controlan la corriente que fluye en el dispositivo. Para la mayoría de los circuitos la corriente que fluye del drenaje a la fuente es la cantidad controlada deseada.

La operación de los transistores de efecto de campo (FETs) está basada en el principio de la conductividad *controlada capacitivamente* de un canal. La terminal de la compuerta del MOSFET se encuentra arriba del canal y está separada de éste por una capa aislante de SiO_2 . El control capacitivo del MOSFET se debe precisamente a la capa de óxido aislante entre la compuerta y la superficie semiconductor del canal. La conductividad de la región del canal se controla por medio del voltaje aplicado a través de la compuerta y la masa (V_{GB}). El campo eléctrico resultante causa la redistribución de los huecos y electrones dentro del canal.

Cuando el voltaje compuerta-fuente (V_{GS}) sobrepasa cierto umbral llamado V_T , la conductividad del canal se incrementa hasta el punto en donde la corriente puede fluir fácilmente entre la compuerta y la fuente. El valor de V_T requerido para que esto suceda está determinado por la concentración de dopantes en el canal, pero también depende del voltaje presente en la masa.

1.1.2.2 Fabricación

En los MOSFETs, tanto los huecos como los electrones se pueden utilizar para la conducción. Como muestra la Figura 1.3, tanto MOSFETs tipo p como tipo n son posibles. Si para un MOSFET tipo n todas las regiones n son reemplazadas con regiones tipo p y viceversa, el resultado es un MOSFET tipo p . Ya que ambos tipos requieren un sustrato del tipo opuesto de dopaje, existen dos distintos tipos de tecnologías de CMOS (del inglés *Complementary Metal Oxide Semiconductor*, Metal Óxido Semiconductor Complementario), definida si la masa es tipo p o tipo n . Si el material de la masa es un sustrato tipo p , entonces los nMOSFETs se pueden construir directamente sobre el sustrato, mientras que los pMOSFETs deben ser colocados en un pozo tipo n . Éste proceso se ilustra en la Figura 1.4a. Otra posibilidad es el caso opuesto, mostrado en la Figura 1.4b.

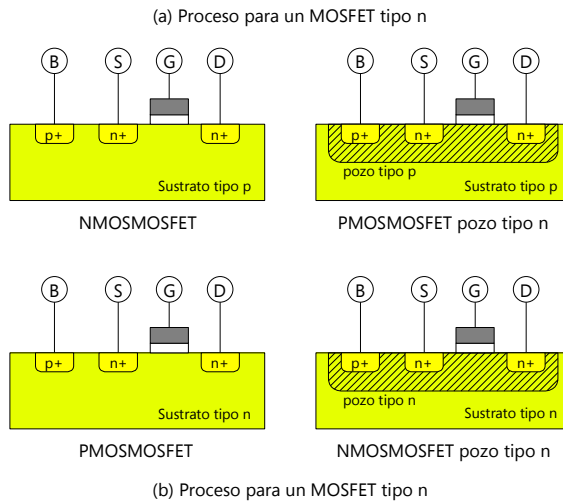


Figura 1.4: Proceso de la fabricación de un MOSFET tipo n y tipo p .

Los pozos de la fuente y del drenaje se forman por medio de un patrón utilizando la compuerta y óxido como una máscara durante la etapa del dopaje. Ya que las regiones de la compuerta y la fuente están definidas en términos de la región de la compuerta, la fuente y el drenaje son alineados automáticamente con ésta. Certos elementos parásitos son minimizados con éste método, el cual es conocido como *proceso de autoalineamiento*. El uso de una compuerta de polisilicio tiende a simplificar el proceso de fabricación, reduce la variación del voltaje de umbral y tiene el beneficio adicional de alinear automáticamente el material de la compuerta con los extremos de las regiones de la fuente y el drenaje.

El uso de polisilicio como material de la compuerta tiene un inconveniente importante: la resistencia de la capa de polisilicio es mucho más alta que una capa de aluminio, y por lo tanto, también es grande la resistencia de la compuerta. Los procesos digitales de alta velocidad requieren de un tiempo de conmutación muy corto de parte de los MOSFETs y una alta resistencia de compuerta entorpece la velocidad de conmutación del MOSFET. Un método utilizado para disminuir la resistencia de la compuerta es agregar una capa de un compuesto de silicio —por ejemplo: disilicio de titanio (TiSi_2)— encima del material de la compuerta. En general, el uso de silicatos en la compuerta es requerido para tener un buen desempeño en RF del MOSFET.

Aunque la estructura tradicional de metal-óxido-semiconductor ya no se utiliza más en la compuerta, estos dispositivos se siguen llamando MOSFETs. El término Transistor de Efecto de Campo de Compuerta Aislada (*Insulated-Gate Field-Effect Transistor*, *IGFET*) también es de uso común [7].

1.1.2.3 Aplicaciones

Los MOSFETs son utilizados en aplicaciones de alta frecuencia, con ciclos de trabajo grandes, variaciones de carga amplias y potencia de salida baja (menor a 50 kW). Pueden ser utilizados como amplificadores de alta fidelidad ya que son más lineales que los BJTs y producen menos distorsión.

La mejor elección de tecnología para una aplicación integrada de RF debe tomar en cuenta las consecuencias del costo de fabricación, nivel de integración y desempeño. Los avances recientes permiten que los CMOS basados en MOSFETs se utilicen en prácticamente todos los diseños de transductores, por su alto nivel de integración, madurez y costo. Ésta tecnología tiene el nivel de desempeño necesario para operar en las bandas de 900 MHz y 2.4 GHz, las cuales son importantes para aplicaciones de redes de telefonía móviles e inalámbricas [7].

1.1.3 Transistores de Alta Movilidad de Electrones (HEMTs)

El primer HEMT basado en arseniuro de galio-aluminio y arseniuro de galio (AlGaAs/GaAs) fue presentado en 1981 con una mejora significativa en el desempeño en frecuencias de microondas sobre el MESFET basado en GaAs. Sin embargo, su desempeño en altas frecuencias no era suficiente para operar en frecuencias milimétricas. En los pasados 20 años, el HEMT pseudomórfico basado en sustrato de GaAs y el HEMT basado en fosfuro de indio (InP) han emergido como dispositivos superiores para microondas y ondas milimétricas [7].

En el HEMT la estructura de la capa epitaxial está diseñada de tal manera que los electrones libres en el canal están físicamente separados de los donadores ionizados, incrementando la movilidad de los electrones y reduciendo el esparcimiento de impurezas ionizadas. Ésta y otras ventajas sutiles de ésta estructura proporcionan mejoras en su desempeño sobre los MESFETs convencionales.

Una de las características atractivas de los HEMTs como dispositivos amplificadores es su figura de ruido muy baja en altas frecuencias, con una ganancia de potencia asociada alta, llegándose a reportar valores de 1.8 dB de figura de ruido con una ganancia asociada de 6.4 dB en 60 GHz [11]. El HEMT también tiene un desempeño excelente en amplificadores de bajo ruido a temperaturas criogénicas (por debajo de $-150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ó 123 K). Se han reportado temperaturas de ruido tan bajas como 5.5 K en 8.5 GHz medidas a 12.5 K [12].

En adición con la baja figura de ruido, los HEMTs también tienen varias características que los hacen más atractivos para aplicaciones de bajo ruido. Los parámetros de esparcimiento (parámetros S) de un HEMT exhiben un $|S_{22}|$ más bajo y un $|S_{21}|$ más alto que aquellos para un MESFET de las mismas dimensiones. Éstas propiedades proporcionan a los HEMTs un mejor acoplamiento de impedancias de salida y también una frecuencia de corte (o producto *ganancia-ancho de banda*) mayor.

Para proporcionar una amplificación de potencia en altas frecuencias se necesita un dispositivo de alta ganancia, ya que bajo condiciones de señales grandes la ganancia será reducida en relación con el valor de señal pequeña debido a la compresión de ganancia y al acoplamiento de salida, el cual proporciona la impedancia apropiada para obtener potencia a la salida en lugar de ganancia. La alta ganancia se logra empleando longitudes cortas en la compuerta, lo que resulta en altas transconductancias y capacitancias reducidas de entrada, y utilizando canales estrechos de una alta densidad de portadores, dentro de los cuales el flujo de portadores está confinado y es eficientemente modulado por la compuerta.

1.1.3.1 Principio de Operación

El concepto de modulación de dopaje fue introducido por primera vez en 1978 [13]. En ésta técnica los electrones de los donantes remotos en un material de banda prohibida grande se transfieren al material adyacente de banda más pequeña. Los campos eléctricos en la heterounión tienen como resultado la formación de un pozo triangular en la interfase, lo que confina a los electrones en un gas de electrones de dos dimensiones (*2 dimensional electron gas, 2-DEG*). La separación

del 2-DEG de los donantes ionizados reduce significativamente el esparcimiento de impurezas ionizadas, lo que resulta en una alta movilidad de los electrones.

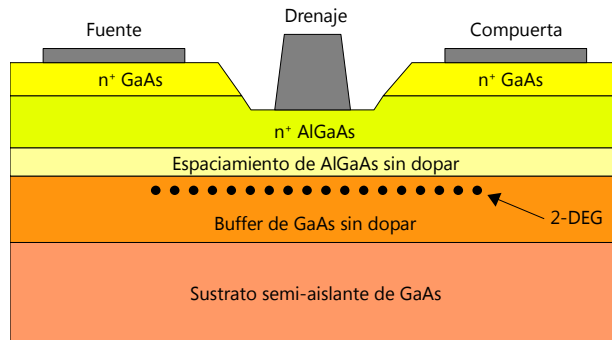


Figura 1.5: Sección transversal de la estructura de un HEMT.

Un diagrama esquemático que muestra las capas de GaAs y AlGaAs que componen una capa activa de un HEMT se muestran en la Figura 1.5. La relación de aluminio y galio en el AlGaAs típicamente es de 25% Al y 75% Ga, aunque otras composiciones también son ampliamente utilizadas. La heterounión de mayor interés es la que se encuentra entre el AlGaAs dopado con silicio y el GaAs sin dopar, en la que se forma el 2-DEG [13]. Una barrera de potencial confina los electrones libres del GaAs a una capa muy delgada (Figura 1.5). Las propiedades de transporte de éste 2-DEG son considerablemente superiores a aquellas de los electrones libres en los MESFETs convencionales, en los cuales la región del canal debe estar dopada para obtener portadores de carga. Debido a la ausencia de donadores ionizados en el canal de un HEMT, los electrones que forman el 2-DEG sufren de un esparcimiento de Coulomb reducido, lo que les proporciona una alta movilidad. Esto contrasta con los MESFETs convencionales, en donde la movilidad de los electrones está limitada por el esparcimiento con donadores ionizados presentes en el canal.

HEMT Pseudomórfico Basado en GaAs

Una manera de mejorar el desempeño del HEMT es utilizando arseniuro de galio-indio (InGaAs) como canal del gas de electrones de 2 dimensiones en lugar de GaAs. Los beneficios de utilizar una capa delgada InGaAs como canal pseudomórfico en un HEMT incluyen un mejor transporte de electrones en el InGaAs comparado con el GaAs, un mejor confinamiento de los portadores de carga en el pozo cuántico y una mayor banda de conducción en la heterointerfase AlGaAs/InGaAs, la cual permite una densidad de carga más alta y por lo tanto una densidad de corriente y transconductancia mayores de las que son posibles con un HEMT convencional de AlGaAs/GaAs. Desde su primera prueba en ondas

milimétricas [14], el HEMT pseudomórfico basado en GaAs ha estimulado un gran interés para aplicaciones de bajo ruido, potencia, alta velocidad y frecuencias extremadamente altas [15], [16], [17].

Como se muestra en la Figura 1.6, el pHEMT basado en GaAs difiere del HEMT convencional de AlGaAs/GaAs en una capa delgada típicamente de 50 a 200 Å (un ångström, abreviado Å, es igual a 1×10^{-10} m) de $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($x = 0.15$ a 0.35) insertada entre la barrera de AlGaAs dopado y el buffer de GaAs. Ya que la capa delgada de InGaAs está comprimida de manera no-natural para reflejar la estructura de GaAs, se le llama capa “pseudomórfica”. Por lo tanto, el dispositivo pseudomórfico está basado en la estructura de heterounión AlGaAs/InGaAs/GaAs con electrones fluyendo en el pozo cuántico del canal estrecho de InGaAs.

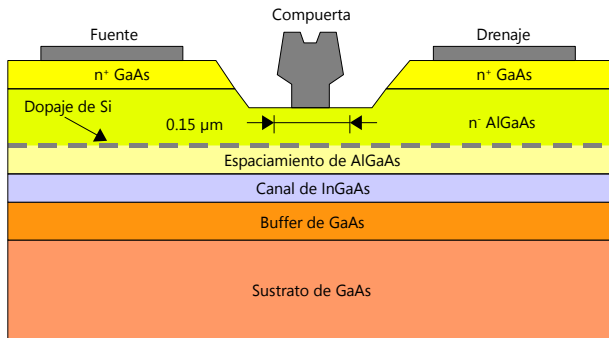


Figura 1.6: Sección transversal de la estructura de un pHEMT.

HEMT Pseudomórfico Basado en InP

Las propiedades de transporte de electrones del arseniuro de indio-galio (GaInAs) ofrece numerosas ventajas, llevando el desempeño a los límites de los HEMTs en comparación con el GaAs. La ventaja más importante es la discontinuidad de la banda de conducción presente en la interfase de la heterounión del arseniuro de indio-galio con el arseniuro de indio-aluminio (GaInAs/AlInAs), la cual es mayor. Se ha determinado que éste valor es de 0.5 eV [18] (el electronvolt, abreviado como eV, es una unidad de energía equivalente a la energía cinética que adquiere un electrón al ser acelerado por una diferencia de potencial en el vacío de 1 V, experimentalmente se obtiene que $1 \text{ eV} = 1.602176462 \times 10^{-19} \text{ J}$) en comparación con los 0.25 eV de la heterounión de GaAs/AlGaAs, y de aproximadamente 0.4 eV [19] para la estructura pseudomórfica de GaInAs/AlGaAs. La discontinuidad mayor en la banda de conducción permite una concentración más alta de gas de electrones de dos dimensiones. Ésta alta densidad lleva a una conductividad mayor en más de dos órdenes en el canal activo. En la estructura del HEMT convencional

de AlGaAs/GaAs la conductividad está limitada por la relativamente pequeña discontinuidad de la banda de conducción, así como por la dificultad de dopar el AlGaAs en altas concentraciones [20].

Una vez que se presenta una concentración suficiente de electrones en el canal del dispositivo, las características de velocidad del campo del material del canal determinan los límites máximos de frecuencia y ruido.

1.1.3.2 Fabricación

La fabricación de heterouniones de buena calidad se ha hecho posible gracias al desarrollo de técnicas sofisticadas para el crecimiento de capas epitaxiales de monocristales. Actualmente, las dos técnicas más utilizadas son *crecimiento epitaxial por rayo molecular (Molecular Beam Epitaxy, MBE)* y *crecimiento epitaxial por vapor-fase metalorgánico (Metalorganic Vapor-Phase Epitaxy, MOVPE)* [21].

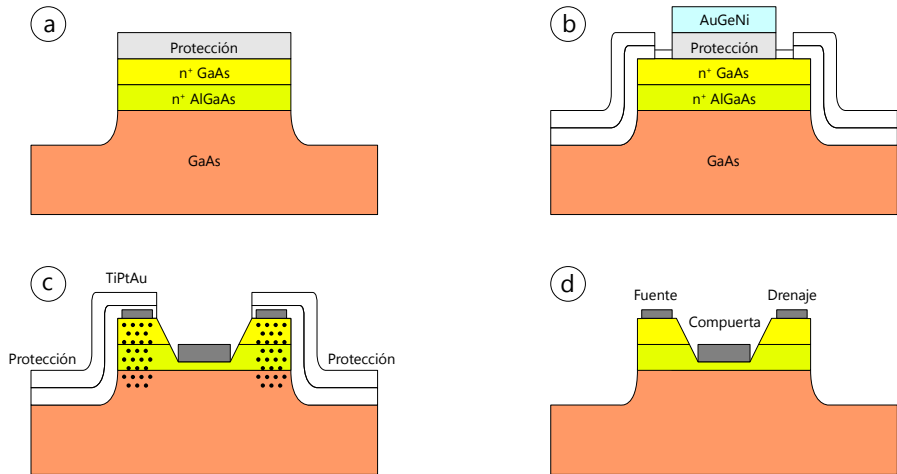


Figura 1.7: Proceso elemental de fabricación de un HEMT.

(a) Aislamiento por corrosión química de la superficie (mesa); (b) contactos ohmicos y metalización (levantamiento y alineación); (c) patrón del receso de la compuerta (corrosión y metalización); (d) levantamiento y alineación de la compuerta.

Un proceso de fabricación se describe en la Figura 1.7, [22]. Ya que los HEMTs son dispositivos de corriente grande y voltaje pequeño, el voltaje de saturación y la transconductancia son muy sensibles a la resistencia de los contactos. Después de la formación de las *mesas* (islas aisladas de capas conductoras epitaxiales rodeadas por un sustrato semiaislante o material de buffer), las áreas de los contactos ohmicos son formadas por medio de técnicas de litografía y después son metalizadas. Después de remover el metal en exceso por medio del proceso de

levantamiento, la oblea se funde térmicamente a aproximadamente 450 °C para obtener los contactos ohmicos de baja resistencia ($0.1 \Omega \cdot \text{mm}$).

Para la formación de la compuerta, además de la longitud corta que debe tener, una resistencia pequeña es esencial para obtener una alta ganancia, bajo ruido y una salida de potencia grande. Después de hacer la compuerta con litografía, el área expuesta del canal del HEMT se hunde para alcanzar la corriente y voltaje de umbral deseados, antes de la metalización. El hundimiento —o receso— de la compuerta se logra por medio ya sea de corrosión química o por corrosión de iones activos. Después del receso, la oblea es metalizada y el proceso de levantamiento se realiza para formar las compuertas de metal. Aluminio u oro con una capa de barrera como titanio, platino, tungsteno de titanio o níquel son utilizados comúnmente para la metalización de la compuerta en los HEMTs.

Los HEMTs son muy sensibles a efectos superficiales en el área del canal del dispositivo. Puede ocurrir una degradación a largo plazo por oxidación o por contaminación por partículas. Para encapsularlo, típicamente se utilizan capas delgadas de dieléctricos. El dieléctrico sella la superficie, manteniendo la humedad, químicos, gases y partículas fuera de las áreas sensibles del dispositivo. Comúnmente se utilizan polímeros, nitrato de silicio (Si_3N_4) o dióxido de silicio (SiO_2) para el encapsulamiento.

1.1.3.3 Aplicaciones

La aplicación principal en circuitos analógicos de microondas para los dispositivos HEMT son los receptores para amplificación de bajo ruido, debido a la excelente figura de ruido de los HEMTs y su ganancia. Sin embargo, los HEMTs también han sido utilizados en la fabricación tanto de circuitos híbridos y monolíticos, los cuales incluyen amplificadores, mezcladores, osciladores, interruptores, atenuadores e inversores de fase [23], [24], [25], [26].

Gracias a su alta densidad de carga en el canal del dispositivo, el pHEMT exhibe una transconductancia g_m muy alta, lo que resulta en una ganancia del transductor alta también, lo que se traduce en una ganancia de potencia y frecuencia de corte mayores, lo que lo hace adecuado para aplicaciones de alta frecuencia y ancho de banda amplio. La aplicación más significativa de la tecnología de los pHEMTs son los dispositivos de potencia para microondas y ondas milimétricas. El pHEMT también proporciona una alta velocidad y una figura de ruido similares a los HEMTs convencionales, pero con una ganancia asociada mayor, lo que resulta en una medición de la figura de ruido menor en frecuencias de ondas milimétricas.

Amplificadores de Bajo Ruido

Amplificadores de bajo ruido (*Low Noise Amplifiers, LNA*) fabricados con pHEMTs han mostrado una ganancia y potencias mayores que aquellos fabricados con dispositivos convencionales. Se han realizado amplificadores monolíticos de banda V (40-75 GHz) con pHEMTs de AlGaAs/InGaAs de dos etapas, operando de 56 a 60 GHz con figura de ruido de 5.3 dB y una ganancia asociada de 8.2 dB [27].

Amplificadores de Banda Ancha

El diseño de amplificadores de banda ancha cae principalmente en cuatro categorías: (a) distribuidos, (b) con retroalimentación, (c) acoplados reactivamente y (d) acoplados con pérdidas. Amplificadores de banda ancha utilizando HEMTs se han fabricado utilizando todas éstas técnicas diferentes.

El amplificador distribuido está caracterizado por su ancho de banda extremadamente amplio (más de una década), buena relación de onda estacionaria (*Standing Wave Ratio, SWR*) en la entrada y en la salida, baja sensibilidad a los valores de los elementos del circuito y una ganancia plana en la banda de trabajo.

Se ha reportado un amplificador distribuido de banda ultra-ancha (de 5 a 100 GHz) con frecuencia de corte en 110 GHz y ganancia de 5 dB de 45 MHz a 100 GHz, utilizando una guía de onda coplanar como medio de transmisión [28].

Amplificadores de Potencia

En años recientes los pHEMTs han demostrado un desempeño de potencia excelente, proporcionando simultáneamente una alta densidad de potencia, alta eficiencia y baja figura de ruido [29], [30], [31]. El canal de InGaAs del pHEMT proporciona muchas ventajas sobre el HEMT convencional, lo que conduce a un mejor desempeño en potencia, transconductancias más altas, voltaje de ruptura más alto y baja conductancia de salida. Se han desarrollado amplificadores híbridos en la banda Q (33-50 GHz) de tres etapas, con potencias de salida de 251 mW, una ganancia asociada de 13.6 dB y una eficiencia del 26.8% [32], y otros que producen 2.5 W de potencia de RF con una alta eficiencia a frecuencias de hasta 20 GHz [30].

Circuitos de Control

Los HEMTs también pueden ser utilizados como elementos pasivos ($V_{DS} = 0$ V) en circuitos de interruptores o de atenuación variable. Las características de interrupción o atenuación de estos dispositivos están controladas por el voltaje aplicado al electrodo de la compuerta, similar a los interruptores de MESFET. Dependiendo del valor del voltaje aplicado, el canal del HEMT puede estar encendido ($V_{GS} = 0$ V), completamente apagado ($V_{GS} > V_p$) o parcialmente

encendido ($0 > V_{GS} > V_P$). Los dos parámetros importantes del diseño para interruptores basados en FETs son: (1) pérdidas de inserción mínimas en el estado encendido y (2) aislamiento máximo en el estado apagado.

Un ejemplo de esto es un inversor de fase variable para un sistema de comunicaciones en arreglo de fase a 44 GHz [33]. Éste inversor de fase está basado en el diseño I/Q (*In-phase/Quadrature*), en el cual una señal de RF se divide en componente en cuadratura, es amplificada y después recombinada en fase. Mediante una adecuada selección de diferentes combinaciones de amplitudes en las trayectorias de la señal, la fase de la señal de salida puede variarse continuamente en un rango de 90°. El circuito del inversor de fase consiste en dos amplificadores de ganancia variable y de un divisor-combinador Wilkinson en la entrada y en la salida.

Mezcladores y Convertidores

Los dispositivos basados en HEMTs tienen varias ventajas potenciales sobre aquellos basados en MESFETs de GaAs para aplicaciones de receptores y mezcladores de ondas. La principal ventaja viene de la alta movilidad de electrones asociada con el gas de electrones de dos dimensiones, lo cual resulta en una transconductancia sustancialmente mayor, que proporciona una alta ganancia de conversión, una figura de ruido más baja y una alta frecuencia de operación [34]. Se han presentado mezcladores con tecnología MIC (Circuito Monolítico Integrado, por sus siglas en inglés) híbrida en 45 GHz [34], [35] y en 94 GHz [36]. Ambos mezcladores utilizan un dispositivo HEMT de una compuerta para aplicaciones de mezclado no-lineal. Los mezcladores son operados con el oscilador local (LO) y señales de RF aplicadas a la compuerta del HEMT, con lo que la frecuencia intermedia (IF) sale filtrada de la corriente del drenaje.

El mezclado ocurre en un HEMT, ya que su transconductancia es una función del voltaje aplicado. Cuando la señal del LO se aplica a la compuerta del dispositivo, la transconductancia varía a la frecuencia del LO, de tal manera que la corriente del drenaje —la cual es el producto del voltaje de RF de entrada y la transconductancia— contiene tanto la suma como la diferencia de las frecuencias. Un mezclador basado en un HEMT balanceado fue reportado por los investigadores de Sharp Corporation en Japón [37]. El mezclador exhibía una figura de ruido de 3.2 dB con una ganancia asociada de 5 dB en la banda de frecuencia de 11.7 a 12.2 GHz.

Osciladores

Los receptores y transmisores de ondas milimétricas requieren de osciladores de alta frecuencia. Muchos de esos osciladores de alta frecuencia están basados en

dispositivos IMPATT (*IMPact ionization Avalanche Transit Time*, de Tiempo de Tránsito por Avalancha con Ionización por Choque) y tipo Gunn (dispositivo de electrones transferidos). Sin embargo, los HEMTs también pueden ser utilizados en el diseño de osciladores de ondas milimétricas, aunque se sabe que los MESFETs y los HEMTs exhiben un ruido más alto y tienen características de ruido de fase inferiores cuando son utilizados como osciladores respecto a los HBTs.

Investigadores de HRL Laboratories en California, presentaron un oscilador controlado por voltaje (VCO) operando en el rango de 77.5 a 83.5 GHz basado en un pHEMT de InP con un rango de ajuste de 6 GHz y una potencia de salida de 12 dBm en el rango de ajuste [38].

Dobladores de Frecuencia

Los MESFETs de GaAs han sido utilizados extensamente para doblar frecuencias en el rango de las microondas y ondas milimétricas. Recientemente se presentó un doblador de frecuencias de 38/76 GHz en tecnología coplanar basado en un pHEMT [39]. El circuito está basado en diferentes estructuras de divisores de potencia, tiene una ganancia máxima de conversión de -4 y -6 dB para señales de entrada de 12 y 14 dBm respectivamente, con una supresión de la señal fundamental de 30 dBc (decibeles relativos a la portadora) en ambos casos.

1.1.4 Transistores Bipolares de Heterounión (HBTs)

El transistor bipolar de heterounión fue propuesto por primera vez por Herbert Kroemer en 1957 [40]. Kroemer se dio cuenta de que el uso de un emisor de banda prohibida amplia y una base de banda prohibida estrecha en un transistor *npn* proporcionaría una compensación de bandas en la heterounión que favorecería la inyección de electrones dentro de la base, mientras que retardaría la inyección de huecos en el emisor. Estas ventajas se mantendrían aun cuando la base estuviera altamente dopada, como se requiere para una impedancia baja en la base, y el emisor ligeramente dopado. Por lo tanto, en un HBT la eficiencia de inyección en el emisor se mantendría mientras que las resistencias y capacitancias parásitas serían más bajas que en un transistor bipolar convencional.

En el HBT el emisor y la base están formados de semiconductores con diferentes bandas prohibidas; el emisor está en el material con la banda prohibida más amplia. Esta estructura proporciona una barrera de potencial para la inyección de huecos (en un transistor *npn*) dentro del emisor, mientras que facilita la inyección de electrones a la base. Se puede mantener una alta eficiencia de inyección en el emisor incluso con altos dopajes en la base (para reducir la resistencia de esparcimiento) o dopajes ligeros en el emisor (para reducir la capacitancia de la

unión base-emisor). Las resistencias y capacitancias parásitas en los HBTs pueden llegar a ser significativamente más bajas que en sus contrapartes de silicio, lo que resulta en un desempeño mejor.

Se puede alcanzar una alta densidad de potencia de salida de onda continua con el HBT. La razón de ésta alta densidad de potencia es la alta densidad de corriente y el voltaje alto de ruptura entre el colector y la base de los HBTs. Esto último, sin embargo, depende de la apropiada selección del espesor de la región ligeramente dopada del colector así como de la concentración del dopaje.

1.1.4.1 Principio de Operación

La sección transversal de un transistor bipolar de heterounión $n-p-n$ se muestra en la Figura 1.8. El emisor tipo n se forma en el AlGaAs de banda prohibida amplia, mientras que la base tipo p en el GaAs de banda prohibida estrecha. El colector tipo n —en éste dispositivo básico— también se forma en el GaAs.

En un material uniforme, un campo eléctrico ejerce una cantidad de fuerza igual en un electrón y en un hueco, lo que produce movimientos en direcciones opuestas. Con una modificación adecuada en la banda de energía del semiconductor, las fuerzas ejercidas sobre los electrones y los huecos pueden diferir y en un extremo, llevar a los portadores en la misma dirección. La habilidad para modificar la composición del material para controlar independientemente el movimiento de los portadores es la principal ventaja de los HBTs.

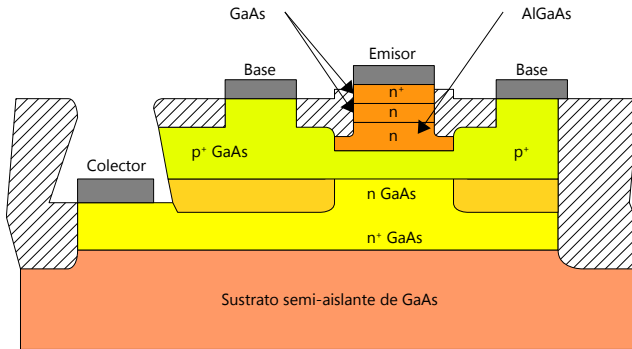


Figura 1.8: Sección transversal de la estructura de un HBT.

Un HBT reemplaza el emisor de homounión del BJT por un material con una banda de energía más grande, lo que posibilita la optimización independiente de la corriente del colector y de los niveles de dopaje. La diferencia en la banda de energía en la heterounión de la base-colector somete a los huecos de la base a una

barrera de energía mucho mayor que aquella que actúa sobre los electrones en el emisor. Con la aplicación de un voltaje de polarización base-emisor, las fuerzas actuantes en los electrones y en los huecos difieren, favoreciendo la inyección de electrones del emisor hacia la base [7].

1.1.4.2 Fabricación

El proceso de fabricación de un HBT se muestra en la Figura 1.9. El primer paso consiste en depositar 7000 Å de dióxido de silicio y 1.5 µm de aluminio sobre una máscara aislante. El aluminio protege del grabado por corrosión de iones reactivos (*Reactive Ion Etch, RIE*) al dióxido de silicio que está por debajo, lo que resulta en el patrón mostrado en la Figura 1.9a. Después, átomos o protones de oxígeno son implantados por toda la oblea, lo que hace a la región eléctricamente inactiva. Posteriormente, tanto el aluminio como el óxido son removidos por medio de una solución corrosiva, exponiendo la superficie de InGaAs, en donde se esparce un metal refractante, como tungsteno (también conocido como *volframio*, símbolo W). Luego se emplea otra máscara para definir la región del emisor.

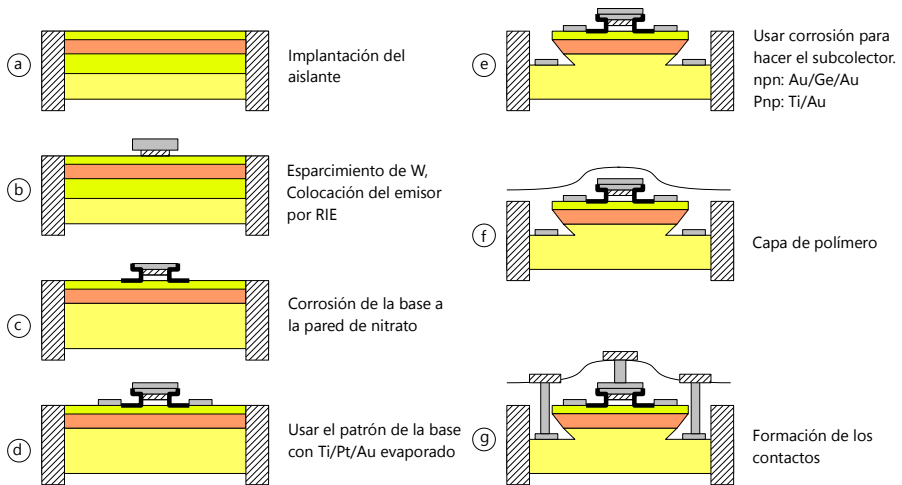


Figura 1.9: Proceso de fabricación de un HBT.

El perfil resultante se muestra en la Figura 1.9b. Por medio de corrosión se remueve la capa expuesta de GaAs y la capa de AlGaAs activa del emisor, y eventualmente alcanzan la superficie de la capa de la base. Inmediatamente después de depositar nitrato de silicio sobre la oblea resultante se aplica nuevamente RIE, lo que provoca que la capa de nitrato a los lados del emisor sea removida (Figura 1.9c).

El paso siguiente es la formación de la base por litografía. No hay una separación entre los niveles de la base y el emisor. El metal de la base durante la evaporación aterriza parcialmente sobre la región del emisor y otra parte sobre la capa de la base, tal como se desea (Figura 1.9d).

Siguiendo a la formación del metal de la base, se define el colector y un contacto de metal de Au/Ge/Ni/Au es depositado (Figura 1.9e). Después de que el contacto es amalgamado a 450 °C por un minuto, una capa de polimida es hilada para aplanar el dispositivo, como se muestra en la Figura 1.9f. Los agujeros para los contactos entonces son definidos y el Ti/Au es evaporado para formar varios electrodos. La sección transversal del dispositivo después de todo el proceso se muestra en la Figura 1.9g.

1.1.4.3 Aplicaciones

En funciones enfocadas a la conversión analógica a digital, digital y analógica a microondas, el HBT basado en GaAs ofrece mejores capacidades sobre otras tecnologías, en combinación con la frecuencia de operación, consumo de potencia, frecuencia de corte, distorsión de armónicas, resistencia a la radiación y tamaño. Las aplicaciones potenciales incluyen sistemas de comunicaciones (microondas y ópticas), radar, guerra electrónica e instrumentación.

Comparado con el MESFET y el HEMT, el GaAs HBT no es muy recomendable para aplicaciones de bajo ruido o conveniente para procesamiento planar, aun así tiene otras ventajas. El HBT puede utilizarse en frecuencias de microondas y ondas milimétricas (con frecuencias de corte y máxima de oscilación de 100 y 200 GHz respectivamente) con dimensiones litográficas de 2 a 3 μm [41].

Una de las principales aplicaciones de los HBTs se encuentra en circuitos amplificadores de potencia gracias a su capacidad de manejar corrientes y voltajes altos. Otros ejemplos de circuitos son amplificadores logarítmicos [42], amplificadores lineales [43], [44], amplificadores de banda ancha [45] y amplificadores operacionales.

El HBT es atractivo para funciones que requieren la combinación de alta velocidad, baja distorsión, rango dinámico amplio y bajo ruido de fase en circuitos de integración en pequeña escala (*Small-Scale Integration, SSI*).

Funciones analógicas y de microondas

- La baja disipación de potencia, su alta linealidad asociada con su baja conductancia de salida, lo hacen ideal para aplicaciones de baja distorsión de armónicas, tales como puntos de intercepción de intermodulaciones de

tercer orden y últimas etapas de amplificación de potencia, junto con una primera etapa de amplificación de bajo ruido con un HEMT.

- Su alta ganancia intrínseca combinada con su alta velocidad lo hace ideal para amplificadores de banda ancha de DC a > 10 GHz, con amplificadores distribuidos y con retroalimentación.
- Su alta densidad de corriente y alto voltaje de ruptura son atractivos para aplicaciones de potencia de alta eficiencia clase B y C. Se han mostrado amplificadores de potencia en la banda X (7-12.5 GHz) con 2 a 4 W de salida con eficiencias de 40-50% [46].

Funciones Digitales

Las aplicaciones principales para GaAs HBTs van desde funciones digitales de alta velocidad en integración de gran escala (*Large-Scale Integration, LSI*) a mediana escala (*Medium-Scale Integration, MSI*) dependiendo del proceso de fabricación. Para circuitos de complejidad comparable, las frecuencias de corte y frecuencias máximas de oscilación altas del HBT —así como la baja capacitancia de su sustrato— le permiten velocidades más altas que aquellas que pueden lograr los transistores bipolares de silicio. Las aplicaciones digitales para las cuales los HBTs están enfocados son:

- Divisores de frecuencia de módulos fijo y variable. Se han mostrado divisores de 4/5 programables operando hasta 6 GHz y circuitos divisores entre 4 por arriba de 34 GHz.
- Su bajo ruido de fase y corto tiempo de levante lo hacen ideal para la detección digital de fase y para sintetizadores de bucles de enganche de fase.
- Multiplexores y demultiplexores así como funciones lógicas, en donde la velocidad es importante, como transmisores y receptores de fibra óptica operando en el rango de 5 a 10 Gbps.

Funciones de Conversión Analógico a Digital.

Su alta ganancia intrínseca, su excelente acoplamiento, alta linealidad y alta velocidad lo hacen ideal para aplicaciones de conversión A/D. Su única limitación es su relativamente baja integración, comparada con aquella de los BJTs. Sin embargo, el HBT tiene ventajas importantes sobre los BJTs de Si así como sobre los FETs de compuestos de los grupos II-V:

- Para aplicaciones de ultra alta velocidad (mayores a 1000 millones de muestras por segundo) y de resolución baja a moderada (de 3 a 6 bits), el HBT de GaAs es particularmente atractivo, ya que su fácil acoplamiento y alta ganancia intrínseca le permiten superar el desempeño de los FETs de GaAs, mientras que su alta velocidad le da ventajas sobre los BJTs de silicio.
- Para aplicaciones de alta velocidad (300 a 500 millones de muestras por segundo) y alta resolución (10 a 14 bits) también presentan ventajas sobre las tecnologías competentes. Su baja capacitancia parásita y alta linealidad le dan ventajas sobre los BJTs de Si, y si la disipación de potencia no es un problema, se puede alcanzar una integración grande en circuitos integrados de HBTs. La pobre capacidad de acoplamiento y baja ganancia intrínseca de los FETs los hacen poco apropiados para convertidores A/D.

Funciones lineales

La combinación de una alta ganancia intrínseca y alta velocidad hacen al HBT atractivo para amplificadores de banda ancha de ganancia fija, importantes en comunicaciones e instrumentación. En receptores de múltiples frecuencias en donde la distorsión armónica debe ser minimizada, el diseño de amplificadores se enfoca en la linealidad, una característica importante de los HBTs.

Otro ejemplo de la capacidad del HBT se encuentra en las aplicaciones de baja frecuencia de video, en donde el MESFET está limitado debido al efecto de histéresis. La ventaja del HBT sobre los BJTs de Si son su alta linealidad y su potencial para integrar éste tipo de función de baja frecuencia con otras funciones de alta frecuencia (como la conversión A/D) requeridas en los sintetizadores de bucles de enganche de fase en el mismo receptor. Un ejemplo de esto es un amplificador ultra lineal de video que proporciona una entrada de $4 V_{pp}$ para un convertidor A/D híbrido de 13 bits y 25 millones de muestras por segundo [47].

Amplificadores de Potencia de Microondas

Los amplificadores de potencia son utilizados en varios sistemas militares y comerciales, desde radares hasta comunicaciones, en donde se necesita un transmisor. Aunque cada aplicación tiene su conjunto único de requerimientos, los amplificadores de potencia son usualmente requeridos entre otras cosas para amplificar señales eficientemente, requiriendo el tamaño más pequeño de dispositivo posible, la más alta confiabilidad y la más baja distorsión de señales. Para sistemas de comunicaciones, los amplificadores de potencia operan en modo de onda continua. En otras aplicaciones, por ejemplo en sistemas de radares de

alta resolución, los amplificadores de potencia operan bajo pulsos muy cortos. Los requerimientos de salida de los amplificadores de potencia en estas aplicaciones son usualmente más demandantes, ya que la energía total en cada pulso corto debe ser la suficiente para garantizar un retorno adecuado desde el objetivo.

Como amplificador de potencia, el HBT puede ser tratado como una extensión de la tecnología bipolar de Si en el rango de las microondas. El HBT más comúnmente utilizado para ésta aplicación es el HBT basado en la heteroestructura de AlGaAs/GaAs y últimamente el de Ge/Si. Tales dispositivos han sido utilizados en frecuencias de 3 a 60 GHz. Se ha mostrado un amplificador clase E utilizando un HBT de Ge/Si con un eficiencia del 87% y una potencia de 0.26 W a 650 MHz [48], y otro conformado por seis HBTs de AlGaAs/GaAs con una eficiencia de 30%, y potencia de salida de 10 W en el rango de 8 a 14 GHz [49].

Funciones No-lineales

Los amplificadores logarítmicos son componentes críticos en radares, guerra electrónica, sonares y aplicaciones de instrumentación, en donde se requiere la compresión de señales y un amplio rango dinámico más allá de la utilidad de una amplificación lineal. Aplicaciones típicas incluyen arreglos de antenas en fase, identificación de objetivos, contramedidas electrónicas, amplificación de señales de sonares, escaneo de ultrasonido y mediciones de potencia. El excelente desempeño del amplificador diferencial combinado con el bajo producto retardo-potencia y el sustrato semiaislante para un alto aislamiento resultan en un sólo circuito integrado conteniendo un amplificador logarítmico de frecuencia intermedia de detección sucesiva (*Successive-Detection Logarithmic IF Amplifier, SDLA*) con un rango dinámico de 65 dB, un cuarto de la potencia consumida (800 mW), una vigésima parte del tamaño y dos veces el ancho de banda de los amplificadores logarítmicos comerciales basados en Si de rango dinámico comparable [50].

Osciladores

Los HBTs han sido utilizados para diseñar osciladores a frecuencias desde 4 hasta 105 GHz [51], con una potencia de salida de 1.15 mW y un ruido de fase de -88 dBc/Hz con un offset de 1 MHz. Estos osciladores emplean varias técnicas diferentes de circuitos que son comúnmente utilizadas con transistores bipolares de Si y FETs de GaAs. Muchos de esos osciladores utilizan resonancia en serie con el elemento resonador conectado a la base del dispositivo y algunos otros utilizan resonadores en serie. Inicialmente los circuitos osciladores eran fabricados utilizando técnicas de circuitos híbridos, pero más recientemente los circuitos monolíticos también se han aplicado a los HBTs.

1.2 Conclusiones

Actualmente estamos presenciando un gran avance en las tecnologías de comunicación civil, el cual ha creado mercados masivos para el consumo de sistemas de microondas. Estos nuevos sistemas de comunicaciones (como la telefonía celular, televisión satelital y las redes inalámbricas de computadoras) transmiten, procesan y reciben grandes cantidades de datos en intervalos de tiempo muy cortos, y operan en el rango de los GHz. Los transistores de microondas son la pieza más importante de estos sistemas de comunicaciones modernos.

1. Los transistores de microondas se dividen en dos grupos: transistores de bajo ruido de señal pequeña y en transistores de potencia. La selección del tipo de transistor depende de la aplicación, la cual entre otras cosas, define la frecuencia de trabajo.
2. Los MESFETs, MOSFETs y BJT's se pueden integrar en un nivel de escala muy grande (VLSI), lo que les permite ser utilizados en aplicaciones digitales de baja frecuencia (< 2.4 GHz), en las cuales su ruido intrínseco (> 1 dB) no es muy significativo.
3. Los HEMTs y HBTs se basan en el uso de heterouniones para su operación, lo que permite diseñar la estructura de la banda así como el nivel y tipo de dopaje en diferentes regiones de los dispositivos semiconductores, disminuyendo de ésta manera su figura de ruido, aumentando su ganancia y permitiéndoles tener frecuencias máximas de operación de hasta 200 GHz.
4. En el HEMT la separación física existente entre los electrones libres y los donadores ionizados le permite incrementar la movilidad de los electrones y por lo tanto, operar en frecuencias de hasta 100 GHz.
5. Entre las ventajas de los HEMTs tenemos una figura de ruido menor respecto a otros tipos de transistores en la misma frecuencia, con una ganancia asociada media, además ofrecen un buen intercambio entre ganancia y ruido (0.5 dB de ruido con 14 dB de ganancia @ 12 GHz).
6. Se puede alcanzar una alta densidad de potencia de salida en el HBT (10 W en la banda X) gracias a la alta densidad de corriente y al voltaje alto de ruptura entre el colector y la base.

7. Entre las desventajas de los HEMTs y HBTs tenemos su bajo nivel de integración (LSI y MSI), lo que los mantiene rezagados en aplicaciones digitales, en donde los transistores más maduros siguen siendo utilizados.

2. Bases Teóricas

La transmisión de señales, el análisis de redes y el acoplamiento de impedancias son tópicos fundamentales en la ingeniería de RF y microondas. Las señales deben ser transmitidas entre dispositivos tales como mezcladores, amplificadores, filtros y antenas, a frecuencias en las cuales la longitud de onda es comparable o más pequeña que la separación entre esos dispositivos. La teoría de líneas de transmisiones se requiere para diseñar adecuadamente los conductores que conecten a estos dispositivos.

El análisis de redes se refiere a la colección de modelos matemáticos que relacionan las cantidades eléctricas en los puertos de un dispositivo. El dispositivo puede ser pasivo (como un segmento de una línea de transmisión) o activo (como un amplificador). Usualmente —pero no siempre— los dispositivos tienen dos puertos: una entrada y una salida. Existen varias descripciones para bipuertos, tales como los parámetros Z para bajas frecuencias, los parámetros ABCD para sistemas de potencia, y los parámetros S para sistemas de RF y microondas. La utilidad de los parámetros de redes es que caracterizan los aspectos de un sistema o de un dispositivo por completo, independientemente de los detalles de como funciona el dispositivo o sistema.

El acoplamiento de impedancias es importante ya que afecta la manera en que los dispositivos interactúan cuando son conectados entre sí. Consiste en alterar la impedancia de entrada o salida de un dispositivo para hacerlo más compatible de alguna manera con el otro dispositivo con el cual va a ser conectado. Puede ser diseñado para cumplir con uno de varios objetivos diferentes en una sola frecuencia, o sobre una banda de frecuencias, por ejemplo: minimizar la potencia reflejada, maximizar la transferencia de potencia, maximizar la ganancia o minimizar la figura de ruido. Alternativamente, el acoplamiento se puede diseñar

para alcanzar un compromiso satisfactorio entre más de uno de los objetivos anteriores.

2.1 Conceptos Básicos de Teoría Electromagnética

Las ondas se pueden propagar en el espacio libre o dentro de una línea de transmisión o una guía de onda. La propagación de las ondas en el espacio libre forma la base para las aplicaciones inalámbricas. James Clerk Maxwell predijo la propagación de ondas en 1864 por medio de la derivación de las ecuaciones de onda. Heinrich Hertz validó la teoría de Maxwell y demostró la propagación de ondas de radio en su laboratorio en 1886.

2.1.1 Ecuaciones de Maxwell

La forma general de las ecuaciones de Maxwell variantes en el tiempo se puede escribir en su forma integral como sigue:

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s}, \quad (2.1)$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} + \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{s}, \quad (2.2)$$

$$\oiint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_v \rho \, dv, \quad (2.3)$$

$$\oiint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0, \quad (2.4)$$

y se pueden convertir a su forma diferencial utilizando la divergencia y el teorema de Stokes:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{ley de Faraday-Maxwell,} \quad (2.5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad \text{ley generalizada de Ampère,} \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{ley de Gauss,} \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{ley de la conservación del flujo magnético.} \quad (2.8)$$

Los vectores variantes en el tiempo de estas ecuaciones son funciones reales de coordenadas espaciales x, y, z , y tiempo t , como se define a continuación:

\vec{E} [V/m] : intensidad del campo eléctrico,

\vec{H} [A/m] : intensidad del campo magnético,

\vec{D} [C/m²] : densidad de flujo eléctrico,

\vec{B} [Web/m²] : densidad de flujo magnético,

\vec{J} [A/m²] : densidad de corriente eléctrica,

ρ [C/m³] : densidad de carga eléctrica.

Faraday en 1831 descubrió experimentalmente que una corriente se induce en una espira conductora estacionaria cuando el flujo magnético a través de la superficie encerrada por la espira varía con el tiempo. Por lo tanto, propuso la forma integral de la ecuación (2.1) y postuló que esa ley es válida para cualquier espira conductora cerrada. Sin embargo, Maxwell se dio cuenta que tal ecuación era válida para cualquier contorno cerrado en el espacio, no sólo para un contorno conductor. En el caso del vacío o de un medio dieléctrico, el campo eléctrico con su fuerza correspondiente existe en el espacio; pero si ahí existe una espira conductora, el campo eléctrico induce una corriente a lo largo del conductor, la cual es el resultado producido y observable del campo eléctrico.

La ley original de Ampère describe matemáticamente la fuerza magnética entre dos corrientes eléctricas. Más tarde, Maxwell se dio cuenta de que ésta ley era inconsistente con la conservación de las cargas eléctricas en casos variantes con el tiempo. De acuerdo a ley de conservación de las cargas, el flujo saliente de cargas de una superficie cerrada S (la cual encierra un volumen) debe estar acompañado exactamente por la misma disminución de cargas en el volumen V . Para remediar esto, Maxwell introdujo el término $\partial D/\partial t$, el cual ha resultado en la ley generalizada de Ampère (2.6). El término adicional del lado derecho de la ecuación se llama *densidad de corriente de desplazamiento*, la cual domina a los dieléctricos para campos variantes en el tiempo.

La interpretación física de la ley de Gauss (2.7) es que el flujo eléctrico total que emana de una superficie cerrada es igual a la carga total en el volumen encerrado por ésta superficie. En otras palabras, la densidad de flujo eléctrico se origina o termina en cargas eléctricas. Basados en un argumento similar, la forma matemática de la ley de la conservación del flujo magnético (2.8) se interpreta como que no existe una carga magnética en la naturaleza. Por lo tanto, las líneas de

la densidad del flujo magnético se terminan sobre sí mismas, esto es, las densidades de flujo magnético son campos solenoidales en los cuales la divergencia siempre es cero.

Maxwell contribuyó a la ley de Faraday modificando la interpretación de (2.5) y a la ley de Ampère agregando el término llamado *desplazamiento de corriente* en (2.6). Éstas contribuciones de Maxwell —aunque parecen relativamente menores comparadas con las contribuciones de Faraday, Ampère y Gauss— han unido éstas cuatro ecuaciones y se han vuelto tan importantes que desde entonces se les conoce como *las ecuaciones de Maxwell*. Una de las contribuciones más importantes de Maxwell es que sienta las bases para entender la propagación de las ondas electromagnéticas.

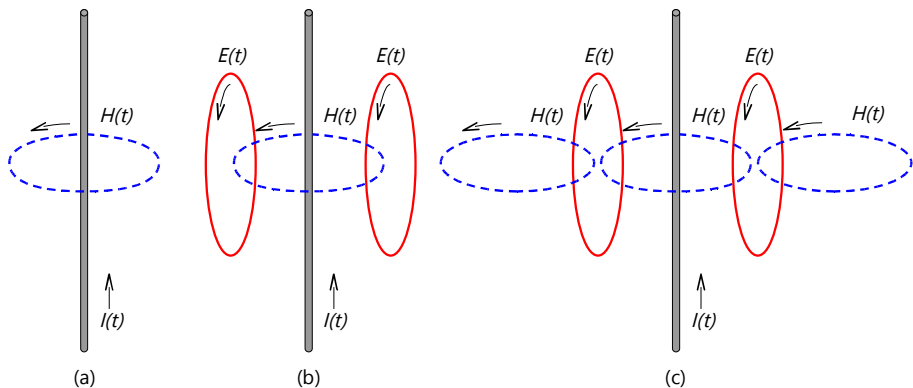


Figura 2.1: Generación y propagación de las ondas electromagnéticas por un conductor llevando una corriente.

(a) Una corriente variante en el tiempo genera un campo magnético variante en el tiempo (ley de Ampère); (b) el campo magnético variante en el tiempo genera un campo eléctrico (interpretación de Maxwell de la ley de Faraday); (c) el campo eléctrico variante en el tiempo genera un campo magnético (modificación de Maxwell de la ley de Ampère).

Primero, consideremos que tenemos un alambre conductor con una corriente variante en el tiempo fluyendo en él, como en la Figura 2.1a. De acuerdo a la ley de Ampère, ya sea en su forma original o en su forma generalizada, ésta corriente variante en el tiempo $I(t)$ genera un campo magnético H variante en el tiempo, como se muestra en la Figura 2.1a. Luego, éste campo magnético H genera un campo eléctrico E variante en el tiempo, lo cual resulta plausible por la interpretación de Maxwell de la ley de Faraday. De otra manera, de acuerdo a la interpretación original de Faraday, uno debería de tener una espira conductora en lugar de la línea que marca el campo E en la Figura 2.1b para inducir una fuerza electromotriz. Para poder tener una onda que se propague, el campo eléctrico

variante en el tiempo debe generar un campo magnético variante en el tiempo en la ausencia de una fuente de corriente variante en el tiempo, y al mismo tiempo, el proceso se debe repetir como se describió anteriormente. Sin la modificación de Maxwell de la ley de Ampère, la cual agrega el desplazamiento de corriente (proporcional al campo eléctrico) a la ley original de Ampère, la generación del campo magnético debido al campo eléctrico variante en el tiempo sería imposible de visualizar. Por lo tanto, las contribuciones de Maxwell a aquellas ecuaciones existentes implicaron que habría una propagación de campos eléctricos y magnéticos, y por consiguiente, inspiraron a Heinrich Hertz, un profesor alemán de física, a llevar a cabo una serie de experimentos para validar la propagación de las ondas [52].

2.1.2 Condiciones de Frontera

El comportamiento de las componentes de los campos en la frontera entre dos materiales diferentes, como se muestra en la Figura 2.2, puede ser predecido por las ecuaciones de Maxwell. Utilizando la forma integral de las ecuaciones de Maxwell, uno puede fácilmente elegir contornos y superficies para las integrales de línea y superficie, respectivamente.

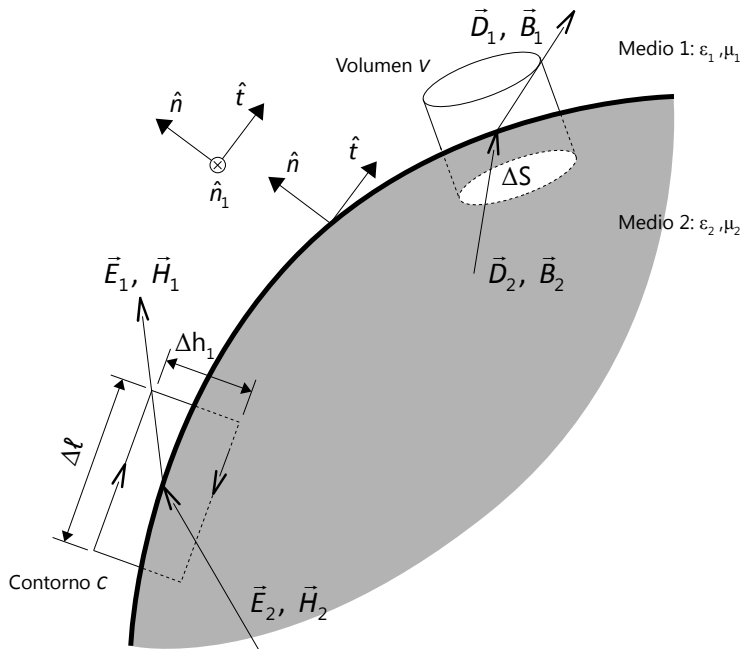


Figura 2.2: Una interfase típica entre dos materiales diferentes.

Comenzando con la ecuación de Faraday (2.1) con una integral de línea sobre un contorno C , la componente tangencial del campo eléctrico debe ser continuo a través de la frontera, como se expresa matemáticamente por:

$$E_{1\tau} = E_{2\tau}. \quad (2.9)$$

Para la ley generalizada de Ampère (2.2), para el mismo contorno C , la componente tangencial de la intensidad del campo magnético es discontinua a través de la interfase por la cantidad de la densidad de corriente superficial —si ésta existe— como se expresa matemáticamente por:

$$H_{1\tau} - H_{2\tau} = J_s. \quad (2.10)$$

La densidad de corriente superficial se puede explicar como que en altas frecuencias los campos y corrientes tienden a concentrarse en una capa extremadamente delgada en la superficie de un buen conductor. Ésta capa de espesor finito se llama *profundidad de piel (skin depth)* y es específica para cada material conductor.

Ahora, evaluando la ley de Gauss (2.3) en la caja cilíndrica mostrada en la Figura 2.2 se llega a la conclusión de que cuando existe una densidad superficial de carga en la interfase entre dos medios, la componente normal del vector de desplazamiento es discontinuo por la cantidad de la densidad de carga superficial, como se expresa matemáticamente por:

$$D_{1n} - D_{2n} = \rho_s. \quad (2.11)$$

Siguiendo el mismo procedimiento para la evaluación de la ley de conservación del flujo magnético (2.4), la componente normal de la densidad de flujo magnético es continua a través de cualquier frontera:

$$B_{1n} = B_{2n}. \quad (2.12)$$

Nótese que las condiciones de frontera antes mostradas son generales, esto es, que se pueden utilizar en la fronteras de cualquier material. Es bien sabido que muchas aplicaciones de microondas y antenas involucran fronteras con buenos conductores, los cuales usualmente se modelan como conductores perfectos. Considerando las condiciones de frontera entre un material dieléctrico y un conductor perfecto, las ecuaciones (2.9) a (2.12) están dadas por:

Forma escalar:	Forma vectorial
$E_{1\tau} = 0$	$\hat{n} \times \vec{E}_1 = 0$
$H_{1\tau} = J_s$	$\hat{n} \times \vec{H}_1 = \vec{J}_s$
$D_{1n} = \rho_s$	$\hat{n} \cdot \vec{D}_1 = \rho_s$
$B_{1n} = 0$	$\hat{n} \cdot \vec{B}_1 = 0$

en donde el medio 2 de la Figura 2.2 se asume que es un conductor perfecto. Las condiciones de frontera anteriores son el resultado del hecho de que los campos en conductores perfectos son cero. Si no fuera un conductor perfecto, sino un buen conductor real con una conductividad finita, entonces tendríamos que utilizar las condiciones de frontera generales junto con la permitividad compleja de medio conductor [52].

2.1.3 Flujo de Energía y el Teorema de Poynting

La ley general de la conservación de la energía enuncia que si un objeto radia energía electromagnética (por ejemplo: luz) pierde energía. Aunque ésta es una importante y bien conocida ley, no es suficiente para entender los detalles de los mecanismos de la conservación de la energía. Como primer paso para explicar el mecanismo de la conservación de energía, necesitamos describir cuantitativamente la cantidad de energía en un elemento de volumen de espacio y la tasa de flujo de energía [52].

En general, una fuente de energía electromagnética establece campos que almacenan energía eléctrica y magnética y lleva potencia que puede ser transmitida o disipada como pérdida. En el caso senoidal de estado estable, de un medio lineal, sin pérdidas, isotrópico y homogéneo, la energía eléctrica promedio en el tiempo almacenada dentro de un volumen V está dada por:

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* dv, \quad (2.13)$$

similarmente, la energía magnética promedio almacenada dentro de un volumen V está dada por:

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_V \vec{H} \cdot \vec{H}^* dv. \quad (2.14)$$

Ahora podemos introducir el teorema de Poynting, el cual lleva a la conservación de la energía para las fuentes y campos electromagnéticos, y es básicamente una ecuación de balance de potencias.

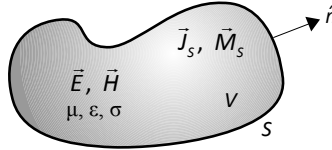


Figura 2.3: Un volumen V contenido por la superficie cerrada S , conteniendo campos E , H y fuentes de corriente J_s y M_s .

Considere la superficie cerrada S conteniendo un volumen V como se muestra en la Figura 2.3. La potencia compleja entregada por las fuentes \mathbf{J}_s y \mathbf{M}_s dentro de la superficie S está dada por:

$$P_s = -\frac{1}{2} \int_V (\vec{E} \cdot \vec{J}_s^* + \vec{H} \cdot \vec{M}_s^*) dv. \quad (2.15)$$

El flujo de potencia compleja saliendo de la superficie cerrada S se conoce como el vector de Poynting, definido por:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}, \quad (2.16)$$

con el cual podemos definir a ésta potencia como:

$$P_o = \frac{1}{2} \oint_S \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s} = \frac{1}{2} \oint_S \vec{S} \cdot d\vec{s}. \quad (2.17)$$

La potencia promedio disipada en el volumen V debida a las pérdidas por conductividad, dieléctrico y magnéticas se expresa como:

$$P_\ell = \frac{\sigma}{2} \int_V |\vec{E}|^2 dv + \frac{\omega}{2} \int_V (\epsilon'' |\vec{E}|^2 + \mu'' |\vec{H}|^2) dv, \quad (2.18)$$

lo cual se conoce como la ley de Joule. Con las definiciones anteriores, se puede definir el teorema de Poynting como:

$$P_s = P_o + P_\ell + 2j\omega(W_m - W_e). \quad (2.19)$$

En palabras, ésta ecuación de balance de potencia compleja establece que la potencia entregada por las fuentes (P_s) es igual a la suma de la potencia transmitida

a través de la superficie (P_o), la potencia perdida por calor en el volumen (P_l) y 2ω veces la energía reactiva neta almacenada en el volumen [53].

2.2 Líneas de Transmisión

Los tres tipos básicos de líneas de transmisión de microondas se muestran en la Figura 2.4. Las formas de las líneas se muestran en la izquierda y la sección transversal de las mismas con su campo eléctrico en la derecha. La forma y material de cada tipo de línea de transmisión varía de acuerdo a la aplicación. Por ejemplo, el conductor central de la línea coaxial puede estar soportado por varios tipos de materiales dieléctricos. Una guía de onda de sección rectangular se muestra en la figura, pero también puede ser circular, elíptica o ranurada. La microcinta puede tener un material dieléctrico en un lado del conductor como se muestra, o bien en ambos lados. El material puede ser plástico o cerámica.

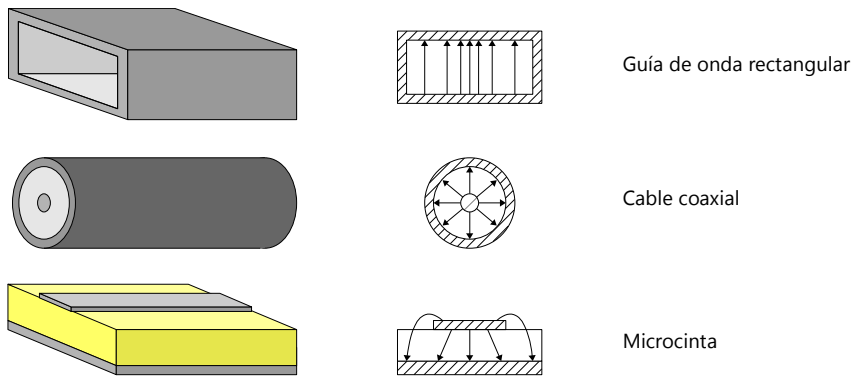


Figura 2.4: Líneas de transmisión de microondas.

Los factores a considerar para comparar líneas de transmisión son:

- rango de frecuencias,
- ancho de banda,
- potencia que pueden soportar,
- atenuación,
- tamaño,
- facilidad de fabricación.

Desafortunadamente, ninguna línea de transmisión tiene un desempeño óptimo en todas estas áreas, así que para cada aplicación se debe elegir el mejor intercambio entre estos parámetros. Las ventajas y desventajas de los tres tipos básicos de líneas de transmisión se comparan en la Tabla 2.1 [54], [55].

Tipo	Rango de Frecuencia	Ancho de banda	Potencia	Atenuación	Tamaño	Fabricación
Guía de onda rectangular	0.3 a 300 GHz No hay propagación por debajo de su frecuencia de corte.	Angosto	Alta 1 MW	Baja 0.3 dB/m	Grande, de 59 a 0.24 cm, depende de la frecuencia de trabajo	Difícil y costosa por requerir maquinaria de precisión
Cable coaxial	0 a 3 GHz Puede trabajar en bajas frecuencias y en corriente continua.	Amplio	Media 10 kW	Media de 1 a 5 dB/m	Pequeño, de 8.9 a 0.02 cm de diámetro	Difícil y costosa por requerir maquinaria de precisión
Microcinta	0 a 160 GHz 76 μm de espesor de GaAs como sustrato	Amplio	Baja 100 W	Alta 3 dB/cm	Pequeño, depende del diseño	Fácil, por fotolitografía

Tabla 2.1: Comparación de líneas de transmisión de microondas.

En general, una guía de onda consiste en un tubo hueco metálico uniforme, de sección transversal arbitraria, extendido en la dirección de propagación. Las formas comunes de las guías de onda son: rectangular, circular, elíptica y “H”. La guía de onda rectangular tiene una anchura a y altura b , con una relación de aspecto de 2:1, el cual se utiliza para prevenir la generación de variaciones de los campos con la altura y por lo tanto, de modos no deseados.

En las guías de onda, los campos eléctricos y magnéticos están confinados dentro del espacio interior de la guía, por lo que no se pierde potencia por radiación. Ya que las guías están llenas de aire, las pérdidas por dieléctrico son despreciables. Sin embargo, existe algo de potencia que se pierde en forma de calor en las paredes de la guía, pero usualmente éstas pérdidas son muy pequeñas.

Es posible propagar varios modos de ondas electromagnéticas dentro de una guía de onda. Las dimensiones físicas de una guía de onda determinan la frecuencia de corte para cada modo. Si la frecuencia de la señal introducida está por arriba de la frecuencia de corte para un modo dado, la energía electromagnética puede ser transmitida a través de la guía para ese modo en particular, con una atenuación mínima. De otra manera, la energía electromagnética con una frecuencia por debajo de la frecuencia de corte para un modo en particular será atenuada hasta un valor despreciable, en una distancia relativamente corta. Éste uso gramatical de la frecuencia de corte es opuesto a aquel utilizado para el cable coaxial, en el cual se utiliza para señalar la frecuencia utilizable más alta.

El modo dominante en una guía de onda particular es el modo que tiene la frecuencia de corte más baja. Para la guía de onda rectangular éste es el modo TE_{10} . El modo TE (transverso eléctrico) significa que todos los campos eléctricos son transversales a la dirección de propagación y que no hay ningún campo eléctrico longitudinal presente. La Figura 2.5 muestra una descripción gráfica de la variación del campo E en una guía de onda rectangular para los modos TE_{10} , TE_{20} y TE_{30} .

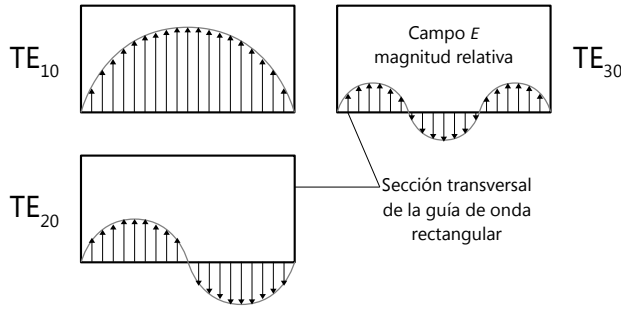


Figura 2.5: Modos transversales eléctricos en una guía de onda rectangular.

Como se observa, el primer subíndice indica el número de semiciclos a través del ancho de la guía, y el segundo subíndice indica el número de ciclos a través de la altura, los cuales en éste caso son cero. Es aconsejable elegir las dimensiones de la guía de tal manera que para una señal de entrada dada, solamente la energía del modo dominante pueda ser transmitida por la guía. Por ejemplo, si para una frecuencia en particular el ancho de la guía rectangular es demasiado grande, entonces el modo TE_{20} se puede propagar causando un gran número de problemas [56].

Los cables coaxiales tienen un ancho de banda grande y son pequeños, pero presentan una atenuación muy grande en altas frecuencias y sólo pueden manejar bajas potencias. Las guías de onda, en contraste, tienen pérdidas muy bajas y soportan potencias altas, pero son de un tamaño más grande y tienen un ancho de banda estrecho. La mayor ventaja de la microcinta es que se puede fabricar por medio de la técnica de fotolitografía, lo que facilita el diseño de circuitos complejos. Al igual que el cable coaxial, tiene un ancho de banda generoso y un tamaño muy pequeño, a costa de una atenuación muy alta y un bajo manejo de potencia [54].

2.2.1 Ecuación de una Línea de Transmisión

La ecuación de una línea de transmisión se puede deducir a partir de la teoría de circuitos. Suponga una línea de transmisión utilizada para conectar una fuente a una carga, como se muestra en la Figura 2.6. En la posición x a lo largo de la línea existe un voltaje $v(x, t)$ y una corriente $i(x, t)$ variantes en el tiempo. Para una sección pequeña entre x y $x+\Delta x$ el circuito equivalente de ésta sección Δx se puede representar por los elementos distribuidos L [H/m], R [Ω /m], C [F/m] y G [S/m], los cuales son: inductancia, resistencia, capacitancia y conductancia por unidad de longitud. Para una línea sin pérdidas $R = G = 0$, y en la mayoría de los casos R y G son muy pequeños.

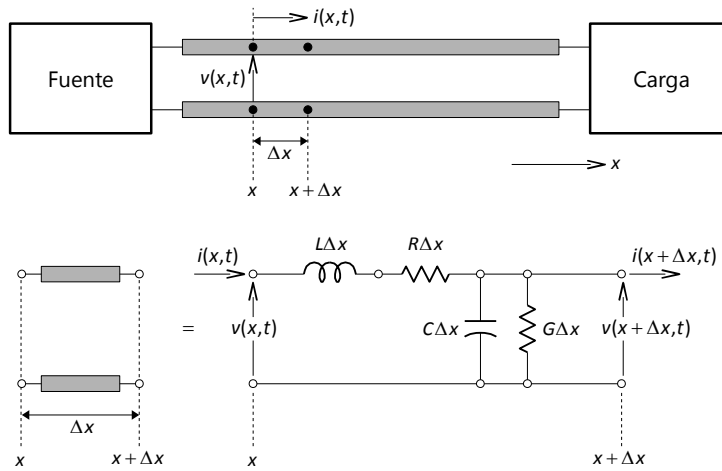


Figura 2.6: Circuito equivalente de una línea de transmisión.

Aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchoff, tomando el límite cuando Δx tiende a cero y considerando únicamente la solución para el caso senoidal estable, se obtienen las ecuaciones:

$$V(x) = V_+ e^{-\gamma x} + V_- e^{\gamma x}, \quad (2.20)$$

$$I(x) = \frac{V_+}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_-}{Z_0} e^{\gamma x}, \quad (2.21)$$

las cuales dan la solución para el voltaje y corriente a lo largo de la línea de transmisión, y en donde γ es la constante de propagación de onda, dada por:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta, \quad (2.22)$$

en donde α es la constante de atenuación en nepers (1 Np \approx 8.69 dB) por unidad de longitud y β es la constante de fase por unidad de longitud.

El voltaje es la suma de una onda incidente ($V_+ e^{-\gamma x}$) y una onda reflejada ($V_- e^{\gamma x}$) propagándose en las direcciones $+x$ y $-x$, respectivamente.

La impedancia característica de la línea está definida por:

$$Z_0 = \frac{V_+}{I_+} = \frac{V_-}{I_-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (2.23)$$

Para una línea sin pérdidas, $R = G = 0$, y entonces se tiene:

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}, \quad (2.24)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.25)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.26)$$

en donde v_p es la velocidad de fase, λ_g es la longitud de la onda guiada y β es la constante de propagación [57].

2.2.2 Reflexión, Transmisión e Impedancia para una Línea Terminada

La línea de transmisión es utilizada para conectar dos componentes. La Figura 2.7 muestra una línea de transmisión de longitud ℓ e impedancia característica Z_0 . Si la línea no tiene pérdidas y está terminada por una carga Z_0 , no existe reflexión y la impedancia de entrada Z_{in} es siempre igual a Z_0 sin importar la longitud de la línea de transmisión. Si una carga Z_L se conecta a la línea y $Z_L \neq Z_0$, entonces existe una onda reflejada y la impedancia de entrada ya no es igual a Z_0 . En lugar de esto, Z_{in} es una función de la frecuencia f , de ℓ , Z_L y Z_0 .

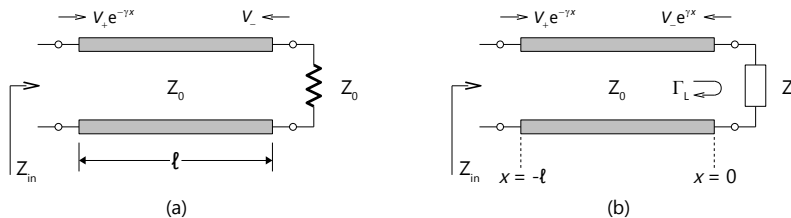


Figura 2.7: Línea de transmisión terminada.

(a) una carga Z_0 está conectada a una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 ;

(b) una carga Z_L está conectada a una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 .

El coeficiente de reflexión a lo largo de la línea está definido como la razón entre las ondas de voltaje incidente y voltaje reflejado:

$$\Gamma(x) = \frac{V_- e^{\gamma x}}{V_+ e^{-\gamma x}} = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma x}, \quad (2.27)$$

en donde el coeficiente de reflexión en la carga está dado cuando $x = 0$:

$$\Gamma_L = \frac{V_-}{V_+} = \Gamma(0). \quad (2.28)$$

Sustituyendo Γ_L en las ecuaciones (2.20) y (2.21), la impedancia a lo largo de la línea está dada por:

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_L e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_L e^{\gamma x}}. \quad (2.29)$$

En $x = 0$, $Z(x) = Z_L$, por lo tanto:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L}, \quad (2.30)$$

$$\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\phi} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.31)$$

Para encontrar la impedancia de entrada, se hace $x = -\ell$ en (2.29), lo cual resulta:

$$Z_{in} = Z(-\ell) = Z_0 \frac{e^{\gamma \ell} + \Gamma_L e^{-\gamma \ell}}{e^{\gamma \ell} - \Gamma_L e^{-\gamma \ell}},$$

y sustituyendo (2.31) en la ecuación anterior para el caso sin pérdidas, en donde $\gamma = j\beta$, se obtiene:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell}. \quad (2.32)$$

La ecuación (2.32) es utilizada para calcular la impedancia de entrada de una línea de transmisión sin pérdidas terminada. Es interesante notar que para bajas frecuencias $\beta \ell \approx 0$ y $Z_{in} \approx Z_L$ [57].

2.2.3 Relación de Onda Estacionaria

Para una línea de transmisión con una carga acoplada no hay reflexión y la magnitud del voltaje a lo largo de la línea es igual a $|V_+|$, mientras que para una línea de transmisión terminada con una carga Z_L existe una onda reflejada [57]. La superposición de las componentes opuestas de las dos ondas viajeras llega a crear

variaciones en el voltaje y en la corriente a lo largo de la línea debido a las interferencias constructivas y destructivas de las ondas. La componente resultante de la interferencia de las ondas se conoce como *onda estacionaria* [58].

Sustituyendo la ecuación (2.28) en la ecuación (2.20) se obtiene el voltaje total en la línea como:

$$V(x) = V_+ (e^{-\gamma x} + \Gamma_L e^{\gamma x}). \quad (2.33)$$

Cuando la carga no está acoplada, la presencia de ondas reflejadas lleva a ondas estacionarias en donde la magnitud del voltaje en la línea no es constante, por lo que de (2.33) se tiene que:

$$\begin{aligned} |V(x)| &= |V_+| |1 + \Gamma_L e^{2\gamma x}| = |V_+| |1 + \Gamma_L e^{-2\beta \ell}| \\ &= |V_+| |1 + |\Gamma_L| e^{j(\theta - 2\beta \ell)}|, \end{aligned} \quad (2.34)$$

en donde $\ell = -x$ es la distancia positiva medida desde la carga en $x = 0$ y θ es la fase del coeficiente de reflexión. Éste resultado muestra que la magnitud del voltaje oscila con la posición x a lo largo de la línea. Los valores máximos y mínimos ocurren cuando el término de la fase $e^{j(\theta - 2\beta \ell)} = 1$ y cuando es igual a -1 , respectivamente, y están dados por:

$$V_{\max} = |V_+| (1 + |\Gamma_L|), \quad (2.35)$$

$$V_{\min} = |V_+| (1 - |\Gamma_L|). \quad (2.36)$$

Conforme $|\Gamma_L|$ se incrementa, la relación entre V_{\max} con V_{\min} se incrementa, por lo que la relación de onda de voltaje estacionaria (*Voltaje Standing Wave Ratio*, *VSWR*) es una medida del desacoplamiento de la línea, y está definida por:

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|}. \quad (2.37)$$

De (2.37) se puede ver que el VSWR es un número real tal que $1 \leq \text{VSWR} \leq \infty$, en donde $\text{VSWR} = 1$ implica una carga acoplada [53].

Éste es un parámetro de considerable importancia en la práctica, debido a las siguientes razones: a frecuencias de microondas es difícil construir y utilizar instrumentos para la medición directa de voltajes y corrientes. Por otro lado, es fácil construir dispositivos para medir voltajes o corrientes relativos (o campos eléctricos y magnéticos). Un dispositivo típico es una pequeña sonda introducida en

la región del campo eléctrico alrededor de una línea. La salida del dispositivo se conecta a un cristal rectificador y produce una corriente de salida, la cual es una medida del campo eléctrico relativo o del voltaje en la posición de la sonda. Moviendo la sonda a lo largo de la línea se puede medir el VSWR directamente en términos de las corrientes máximas y mínimas de la sonda, y permite además calcular la fase θ de Γ_L a partir de la posición del voltaje mínimo [59].

2.3 Transformador de Impedancias

Acoplar la fuente y la carga a la línea de transmisión o guía de onda en una red de microondas es necesario para entregar la máxima potencia de la fuente a la carga. En muchos casos, no es posible elegir todas las impedancias de tal manera que todas las condiciones de acoplamiento se cumplan. Éstas situaciones requieren que se utilicen redes de acoplamiento para eliminar las reflexiones.

Dependiendo de la aplicación, puede ser necesario que el acoplamiento se dé en una banda de frecuencias, por lo que el ancho de banda de la red de acoplamiento es un parámetro de diseño muy importante. Las redes de elementos concentrados y de un sólo stub proporcionan un acoplamiento perfecto ($\Gamma = 0$) únicamente en una sola frecuencia, por lo que en general, éste tipo de redes tienen un ancho de banda muy angosto.

2.3.1 Transformador de un Cuarto de Onda

El transformador de un cuarto de onda es una simple sección de una línea de transmisión de impedancia característica Z_1 y longitud de $\lambda/4$ que cuando se coloca entre una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 y una impedancia de carga real R_L lleva a un sistema acoplado.

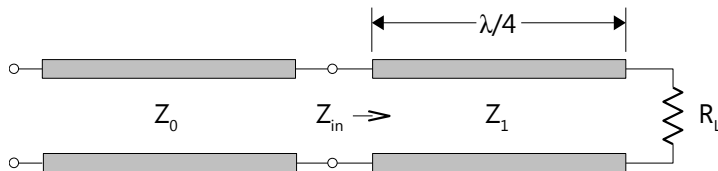


Figura 2.8: Transformador de un cuarto de onda.

El valor de Z_1 se determina utilizando la ecuación (2.32) cuando la longitud de la sección de línea es un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia de trabajo, lo que hace que el término de la tangente crezca sin límites para $\pi/2$, por lo que en el límite se obtiene:

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_1^2}{R_L}. \quad (2.38)$$

Para un sistema acoplado, la impedancia de entrada debe ser igual a Z_0 , lo que resulta:

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_1^2}{R_L} = Z_0 \quad \Rightarrow \quad Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}. \quad (2.39)$$

El ancho de banda proporcionado por un transformador de éste tipo es muy angosto, ya que solamente obtenemos un acoplamiento con una reflexión nula en una sola frecuencia. Para incrementar el ancho de banda se utilizan múltiples secciones de un transformador de un cuarto de onda [59].

2.3.2 Teoría de Pequeñas Reflexiones

Una manera de diseñar redes de acoplamiento de banda ancha es utilizando múltiples secciones de línea de transmisión en lugar de sólo una, como en el caso del transformador de un cuarto de onda. Con el propósito de simplificar el análisis de esas redes de acoplamiento de múltiples secciones, se utiliza la teoría de reflexiones pequeñas.

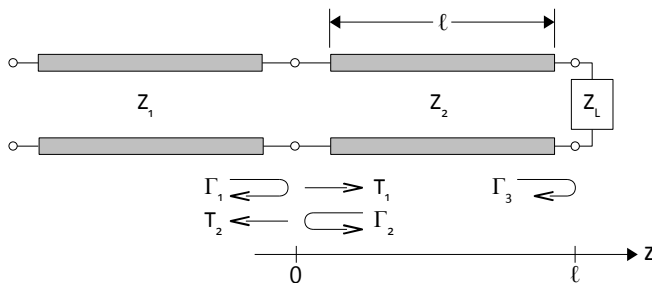


Figura 2.9: Coeficientes de reflexión y transmisión locales.

Considere una impedancia de carga Z_L conectada a una línea de transmisión de impedancia característica Z_1 a través de una sección de línea de transmisión de impedancia característica Z_2 , como muestra la Figura 2.9. La longitud de la línea de transmisión conectada es ℓ . Fácilmente se pueden escribir ecuaciones para las reflexiones y transmisiones locales (o parciales) en los dos puntos de la red en donde pueden ocurrir.

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} & \tau_1 &= 1 + \Gamma_1 = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \\ \Gamma_2 &= \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} = -\Gamma_1 & \tau_2 &= 1 + \Gamma_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \\ \Gamma_3 &= \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \end{aligned}$$

Asumimos una onda de amplitud unitaria que va hacia la carga en la sección de Z_1 ($e^{-j\beta z}$). Utilizando la conexión entre las dos líneas de transmisión como referencia ($z = 0$), la amplitud de la onda incidente es $1 \angle 0^\circ$. La amplitud de la onda reflejada es Γ_1 , mientras que la amplitud de la onda transmitida es T_1 . La onda transmitida recorre una distancia ℓ hacia la carga (con un desfase total de $e^{-j\beta \ell} = e^{-j\theta}$). La onda reflejada en éste punto es:

$$T_1 \Gamma_3 e^{-j\theta}.$$

Ésta onda reflejada ahora recorre una distancia ℓ en la dirección opuesta a la conexión de la línea de transmisión. La onda reflejada hacia la carga en éste punto es (tomando en cuenta el cambio de fase adicional $e^{-j\theta}$):

$$T_1 \Gamma_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta},$$

mientras que la onda transmitida hacia la línea de transmisión con impedancia Z_1 es:

$$T_1 T_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta}.$$

Éste proceso entonces se repite para las múltiples reflexiones en cada extremo de la conexión de la sección de la línea de transmisión, lo cual lleva a una suma infinita de señales reflejadas y transmitidas para describir la onda total reflejada.

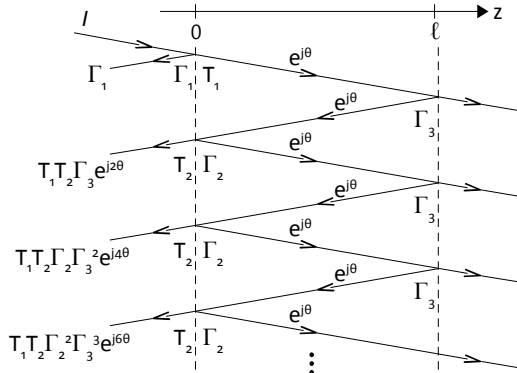


Figura 2.10: Reflexiones múltiples.

La onda total reflejada en la conexión de la línea de transmisión es:

$$\begin{aligned}\Gamma &= \Gamma_1 + T_1 T_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta} + T_1 T_2 \Gamma_2 \Gamma_3^2 e^{-j4\theta} + T_1 T_2 \Gamma_2^2 \Gamma_3^3 e^{-j6\theta} + \dots \\ &= \Gamma_1 + T_1 T_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_2^n \Gamma_3^n e^{-j2n\theta}.\end{aligned}\quad (2.40)$$

La sumatoria de la ecuación anterior se puede escribir en forma cerrada utilizando la siguiente serie geométrica:

$$\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x} \quad \Rightarrow \quad \sum_{n=0}^{\infty} [\Gamma_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta}]^n = \frac{1}{1 - \Gamma_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta}},$$

por lo que la onda total reflejada se puede escribir como:

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{T_1 T_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta}}{1 - \Gamma_2 \Gamma_3 e^{-j2\theta}}.$$

Esta expresión se puede simplificar aun más, notando que:

$$\begin{aligned}\Gamma_2 &= -\Gamma_1, \\ T_1 &= 1 + \Gamma_1, \\ T_2 &= 1 + \Gamma_2,\end{aligned}$$

lo que lleva a:

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{(1 - \Gamma_1^2) \Gamma_3 e^{-j2\theta}}{1 + \Gamma_1 \Gamma_3 e^{-j2\theta}} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-j2\theta}}{1 + \Gamma_1 \Gamma_3 e^{-j2\theta}}.$$

Si $|\Gamma_1 \Gamma_3| \ll 1$, entonces la expresión para el coeficiente total de reflexión se puede aproximar por:

$$\Gamma \approx \Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-j2\theta}.\quad (2.41)$$

Esta expresión para el coeficiente de reflexión total muestra que la onda reflejada está dominada por la reflexión inicial en la conexión con la línea de transmisión y por la primera reflexión de la conexión con la carga [59].

2.3.3 Transformador Multiseccional

Un transformador multiseccional puede realizarse conectando N secciones de línea de transmisión en serie entre la línea de la fuente de impedancia característica Z_0 y la impedancia de carga Z_L .

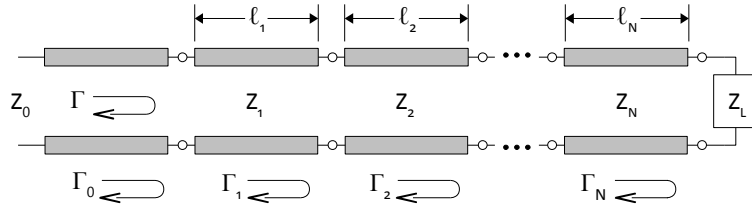


Figura 2.11: Transformador de impedancias multiseccional.

Se pueden definir los coeficientes de reflexión locales $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_N$ en los puntos de conexión del transformador multiseccional como:

$$\begin{aligned}\Gamma_0 &= \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \\ \Gamma_n &= \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n}, \quad (1 \leq n \leq N-1) \\ \Gamma_N &= \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N}.\end{aligned}$$

Si se asume que cada sección es de la misma longitud, los coeficientes de reflexión son del mismo signo (Z_n se incrementa o disminuye monótonicamente a lo largo de la longitud del transformador), y el cambio en la impedancia de sección a sección hace que la teoría de las pequeñas reflexiones sea aplicable, entonces el coeficiente de reflexión total del sistema se puede expresar como:

$$\Gamma(\theta) \approx \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\theta} + \Gamma_2 e^{-j4\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-j2N\theta}. \quad (2.42)$$

Aun más, si se asume que los coeficientes de reflexión a lo largo del transformador son simétricos ($\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}$, etc.), entonces:

$$\Gamma(\theta) \approx e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 (e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}) + \Gamma_1 (e^{j(N-2)\theta} + e^{-j(N-2)\theta}) + \dots \right]. \quad (2.43)$$

El último término en la ecuación del coeficiente de reflexión es:

$$\begin{aligned}\Gamma_{(N-1)/2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta}) & \quad \text{para } N \text{ impar,} \\ \Gamma_{N/2} & \quad \text{para } N \text{ par.}\end{aligned}$$

La suma de las exponenciales complejas en la ecuación se puede expresar por medio de cosenos para obtener:

$$\begin{aligned}\Gamma(\theta) &\approx 2e^{-jn\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{\Gamma_{N/2}}{2} \right] & N \text{ par,} \\ \Gamma(\theta) &\approx 2e^{-jn\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \Gamma_{(N-1)/2} \cos\theta \right] & N \text{ impar.}\end{aligned}\quad (2.44)$$

Éstas expresiones son similares en forma a las series de Fourier. Esto implica que se puede sintetizar cualquier respuesta en frecuencia con un número suficientemente grande de secciones con los coeficientes de reflexión adecuados [59].

2.3.3.1 Transformador Binomial

La forma general de la aproximación del coeficiente de reflexión para el transformador de impedancias de N secciones se puede escribir fácilmente en términos de una serie binomial de acuerdo a:

$$\begin{aligned}\Gamma(\theta) &= \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\theta} + \Gamma_2 e^{-j4\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-j2N\theta} \\ &= A \sum_{n=0}^N C_n e^{-j2n\theta},\end{aligned}\quad (2.45)$$

en donde A es el coeficiente general de amplitud y C_n es el coeficiente binomial dado por:

$$C_n = \frac{N!}{n!(N-n)!}.\quad (2.46)$$

Igualando los coeficientes de la serie binomial y de la aproximación del coeficiente de reflexión se obtiene:

$$\Gamma_n = AC_n.\quad (2.47)$$

El coeficiente de amplitud A puede ser determinado tomando el límite de las ecuaciones del coeficiente de reflexión cuando la frecuencia tiende a cero. En ese caso:

$$\theta = \beta \ell = \frac{2\pi}{\lambda} \ell = \frac{2\pi f}{c} \ell \Rightarrow 0,$$

y cada sección del transformador tiene una longitud cero. Esto resulta:

$$\Gamma(0) = 2^N A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0},\quad (2.48)$$

o bien:

$$A = 2^{-N} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.49)$$

Las impedancias características de las secciones adyacentes del transformador binomial están relacionadas por:

$$\Gamma_n = AC_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n}, \quad (2.50)$$

lo que lleva a:

$$Z_{n+1} = Z_n \frac{1 + AC_n}{1 - AC_n}. \quad (2.51)$$

El ángulo θ para el transformador binomial está relacionado con la frecuencia de acuerdo a:

$$\theta = \beta \ell = \frac{2\pi f}{v_p} \frac{v_p}{4f_0} = \frac{\pi f}{2f_0} \Rightarrow f = \frac{2f_0}{\pi} \theta,$$

en donde cada sección del transformador tiene una longitud igual a un $\lambda/4$. Por lo tanto, el ancho de banda del transformador puede ser definido en términos del ángulo θ . Si se define un coeficiente de reflexión máximo permitido de magnitud Γ_m , entonces el ancho de banda Δf puede ser escrito como:

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{2f_0}{\pi} (\theta_2 - \theta_1), \quad (2.52)$$

en donde f_1 y f_2 definen las frecuencias inferior y superior de la banda, respectivamente. Los ángulos θ y θ_2 correspondientes a las frecuencias f_1 y f_2 se determinan resolviendo la ecuación para el coeficiente de reflexión total evaluado en el valor máximo permitido Γ_m :

$$|\Gamma(\theta)| = \Gamma_m = 2^N |A| |e^{-jN\theta}| \cos^N \theta. \quad (2.53)$$

Resolviendo (2.53) para θ :

$$\theta_{1,2} = \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{\frac{1}{N}} \right]. \quad (2.54)$$

El ángulo θ_1 , asociado con la frecuencia inferior f_1 , es la solución de la ecuación anterior, y es menor que $\theta_0 = \pi/2$. Debido a la simetría, los dos ángulos θ_1 y θ_2 están igualmente espaciados alrededor de θ_0 . Por lo tanto, el ancho de banda del transformador se puede escribir como:

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{2f_0}{\pi}(\theta_2 - \theta_1) = f_0 \left\{ 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{\frac{1}{N}} \right] \right\}. \quad (2.55)$$

Cuando se determinan las impedancias características individuales del transformador binomial multiseccional, si uno utiliza la fórmula (2.51) se pueden introducir errores significativos que van de la entrada de la sección de acoplamiento a la carga. Esto se debe al hecho de que fue utilizada la teoría de pequeñas reflexiones para determinar las constantes binomiales en lugar de utilizar una fórmula exacta para determinar la amplitud de la constante A . Se puede obtener un valor más exacto de las impedancias características cuando la constante A también se determina utilizando la teoría de las reflexiones pequeñas.

Los coeficientes de reflexión locales para las conexiones de las líneas de transmisión individuales están definidos por:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} = \frac{\frac{Z_{n+1}}{Z_n} - 1}{\frac{Z_{n+1}}{Z_n} + 1}. \quad (2.56)$$

De acuerdo a la teoría de las pequeñas reflexiones, las discontinuidades en las impedancias características en las uniones del transformador multiseccional son pequeñas, de tal forma que:

$$\frac{Z_{n+1}}{Z_n} \approx 1.$$

Los coeficientes de reflexión locales entonces pueden ser escritos en términos del logaritmo natural de éste cociente, ya que:

$$\ln x \approx 2 \frac{x-1}{x+1} \quad \text{para } x \approx 1,$$

de tal manera que:

$$\begin{aligned} \ln\left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right) &\approx 2 \frac{\frac{Z_{n+1}}{Z_n} - 1}{\frac{Z_{n+1}}{Z_n} + 1} \\ &= 2\Gamma_n = 2AC_n \\ &= \frac{2C_n}{2^N} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \approx \frac{C_n}{2^N} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right). \end{aligned}$$

Resolviendo ésta ecuación para Z_{n+1} en términos de Z_n se obtiene:

$$Z_{n+1} = Z_n \exp\left\{\frac{C_n}{2^N} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)\right\}. \quad (2.57)$$

2.3.3.2 Transformador Chebyshev

Un transformador de impedancias Chebyshev multiseccional puede proporcionar anchos de banda mayores que un transformador binomial para un mismo número dado de secciones de líneas de transmisión. El ancho de banda incrementado del transformador Chebyshev tiene el costo de aumentar el rizo en la banda de paso de la red de acoplamiento. Sin embargo, aun se puede designar un coeficiente de reflexión máximo permitido para el transformador, el cual utiliza las características de los polinomios de Chebyshev.

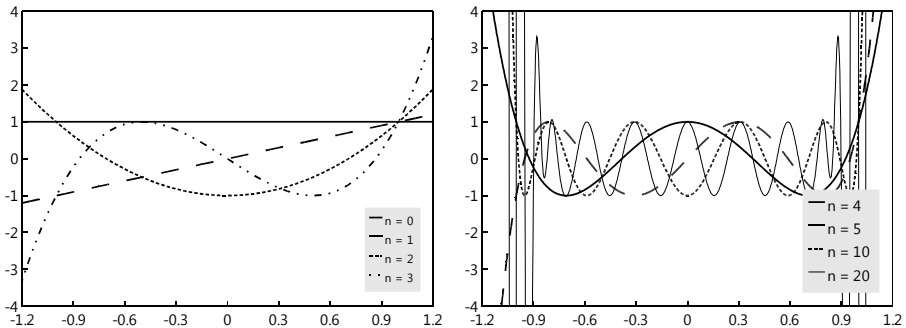


Figura 2.12: Respuesta $T_n(x)$ de varios polinomios de Chebyshev.

Propiedades de los Polinomios de Chebyshev:

1. Los polinomios de orden par son funciones pares.
2. Los polinomios de orden impar son funciones impares.
3. La magnitud de cualquier polinomio de Chebyshev es igual o menor a uno, en el rango de $-1 \leq x \leq 1$.
4. $T_n(1) = 1$ para todos los polinomios de Chebyshev.
5. Todas las raíces están dentro del rango de $-1 \leq x \leq 1$.

Utilizando las propiedades de los polinomios de Chebyshev se pueden diseñar redes de acoplamiento con un coeficiente de reflexión en, o por debajo de un nivel predefinido sobre un amplio ancho de banda. Los polinomios de Chebyshev para cualquier argumento x se pueden escribir como:

$$T_n(x) = \cos(ncos^{-1}x) \quad \text{para } |x| < 1, \quad (2.58)$$

$$T_n(x) = \cosh(ncosh^{-1}x) \quad \text{para } |x| > 1. \quad (2.59)$$

Para poder implementar el transformador de impedancias Chebyshev, los extremos de la banda de paso requerida ($\theta_m, \pi - \theta_m$) con una frecuencia centrada en $\pi/2$, deben mapearse al rango en el cual los polinomios de Chebyshev satisfacen la condición:

$$|T_n(\cos\theta)| \leq 1. \quad (2.60)$$

Éste mapeo está definido por:

$$T_n\left(\frac{\cos\theta}{\cos\theta_m}\right) = T_n(\sec\theta_m \cos\theta). \quad (2.61)$$

Los polinomios de Chebyshev para el mapeo dado son:

$$T_0(\sec\theta_m \cos\theta) = 1$$

$$T_1(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec\theta_m \cos\theta$$

$$T_2(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^2\theta_m (1 + \cos 2\theta) - 1$$

$$T_3(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^3\theta_m (\cos 3\theta + 3\cos\theta) - 3\sec\theta_m \cos\theta$$

$$T_4(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^4\theta_m (\cos 4\theta + 4\cos 2\theta + 3) - 4\sec^2\theta_m (\cos 2\theta + 1) + 1$$

⋮

Previamente ya se había demostrado —utilizando la teoría de reflexiones pequeñas— que el coeficiente de reflexión para un transformador multiseccional de N secciones se puede escribir como (2.44), y al mapear la ecuación anterior por (2.61) resulta:

$$\Gamma(\theta) = Ae^{-jN\theta} T_N(\sec\theta_m \cos\theta). \quad (2.62)$$

Ya que la magnitud máxima de cada polinomio de Chebyshev debe ser la unidad dentro de la banda de paso, el coeficiente de reflexión máxima para la banda de paso es:

$$\Gamma_m = |A|.$$

La constante A se determina tomando el límite cuando θ tiende a cero:

$$\begin{aligned} \Gamma(0) &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = AT_N(\sec\theta_m), \\ A &= \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right) \left(\frac{1}{T_N(\sec\theta_m)} \right) \approx \frac{\ln(Z_L / Z_0)}{2T_N(\sec\theta_m)}. \end{aligned} \quad (2.63)$$

Entonces, el coeficiente de reflexión es:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} e^{-jN\theta} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \frac{T_N(\sec\theta_m \cos\theta)}{T_N(\sec\theta_m)}. \quad (2.64)$$

Para poder determinar el ángulo θ_m se resuelve la siguiente ecuación:

$$T_N(\sec\theta_m) = \frac{\ln(Z_L / Z_0)}{2\Gamma_m} = \cos[N\cos^{-1}(\sec\theta_m)], \quad (2.65)$$

$$\sec\theta_m = \cos\left[\frac{1}{N}\cos^{-1}\left(\frac{\ln(Z_L / Z_0)}{2\Gamma_m}\right)\right]. \quad (2.66)$$

Las impedancias características se encuentran después de que los coeficientes de reflexión locales han sido determinados.

$$\Gamma_n \approx \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right) \Rightarrow Z_{n+1} = Z_n e^{2\Gamma_n}. \quad (2.67)$$

2.4 Ruido en los Receptores de Microondas

El ruido es un resultado de procesos aleatorios como el flujo de cargas o huecos en un tubo de electrones o en un dispositivo de estado sólido, la propagación a través de la ionosfera o algún otro gas ionizado o en el caso más básico de todos, debido a las vibraciones térmicas de cualquier componente a una temperatura superior al cero absoluto. El ruido puede pasar a un sistema de microondas desde fuentes externas, o puede ser generado dentro del propio sistema. En cualquier caso, el nivel de ruido de un sistema establece el límite inferior de la intensidad de una señal que puede ser detectada en presencia del ruido. Por lo tanto, generalmente se requiere minimizar el nivel del ruido residual de un radar o de un receptor de comunicaciones para poder alcanzar el mejor desempeño posible.

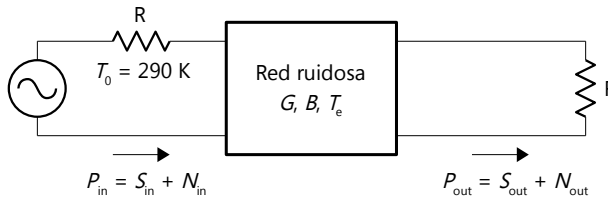


Figura 2.13: Determinando la figura de ruido de una red ruidosa.

Un método para caracterizar el ruido de un componente es la *figura de ruido*, la cual es una medida de la degradación de la relación señal a ruido (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*) entre la entrada y la salida del componente. La relación señal a ruido es la relación de la potencia de la señal con respecto a la potencia del ruido y por lo tanto, depende de la potencia de la señal. Cuando el ruido y la señal deseada son aplicados a la entrada de una red sin ruido, tanto la señal como el ruido serán amplificados o atenuados por el mismo factor, de tal manera que la relación señal a ruido permanecerá inalterada. Pero si la red es ruidosa, la potencia del ruido de salida se incrementará más que la potencia de la señal de salida, por lo que la relación señal a ruido disminuirá. La figura de ruido F es una medida de ésta reducción en la relación señal a ruido y está definida como:

$$F = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}} \geq 1. \quad (2.68)$$

En donde S_{in} , N_{in} son las potencias de las señales de entrada y ruido, y S_{out} , N_{out} las potencias de salida. Por definición, la potencia de ruido de entrada se asume que es la potencia de ruido resultante de un resistor acoplado a $T_0 = 290$ K; es decir,

$N_{in} = kT_0B$, con k que es la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K) y B el ancho de banda.

La Figura 2.13 muestra unas señales de potencia S_{in} y de ruido N_{in} que son alimentadas a una red ruidosa de dos puertos. La red está caracterizada por una ganancia G , un ancho de banda B y una temperatura de ruido equivalente T_e . La potencia del ruido de salida es la suma de la amplitud del ruido de entrada amplificado y del ruido generado internamente: $N_{out} = kGB(T_0+T_e)$. La señal de salida tiene una potencia $S_{out} = GS_{in}$.

Utilizando estos resultados en (2.68) se determina la figura de ruido como:

$$F = \frac{S_{in}}{kT_0B} \frac{kGB(T_0+T_e)}{GS_{in}} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \geq 1. \quad (2.69)$$

Resolviendo (2.69) para T_e se obtiene:

$$T_e = (F - 1)T_0. \quad (2.70)$$

Es importante notar un par de cosas concernientes a la definición de figura de ruido: la figura de ruido está definida para una fuente de entrada acoplada y para una fuente de ruido que consiste en un resistor a una temperatura $T_0 = 290$ K. La figura de ruido y la temperatura de ruido equivalente son caracterizaciones intercambiables de las propiedades de ruido de un componente [53].

2.4.1 Figura de Ruido de un Sistema en Cascada

En un sistema típico de microondas, la señal de entrada viaja a través de una cascada de varios componentes diferentes, cada uno de los cuales puede degradar la relación señal a ruido en cierto grado. Si se conoce la figura de ruido de las etapas individuales, se puede determinar la figura de ruido de la conexión en cascada de las etapas. Se verá que el desempeño en cuanto a ruido de la primera etapa es usualmente crítico para todo el sistema.

Considere la conexión en cascada de dos componentes, teniendo ganancias G_1 , G_2 , figuras de ruido F_1 , F_2 y temperaturas T_{e1} y T_{e2} como muestra la Figura 2.14. Se desea encontrar la figura de ruido total y la temperatura de ruido de la cascada como si fuera un sólo componente. La ganancia total de la cascada es G_1G_2 .

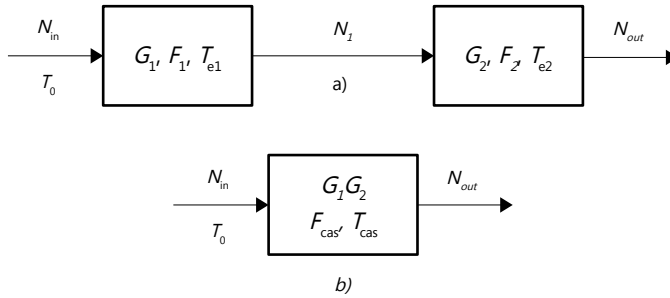


Figura 2.14: Figura de ruido y temperatura equivalente de ruido de un sistema en cascada.
a) Dos redes en cascada. b) Red equivalente.

Utilizando las temperaturas de ruido, la potencia de ruido a la salida de la primera etapa es:

$$N_1 = G_1 k T_0 B + G_1 k T_{e1} B, \quad (2.71)$$

ya que $N_{in} = k T_0 B$ para los cálculos de la figura de ruido. La potencia de ruido a la salida de la segunda etapa es:

$$\begin{aligned} N_{out} &= G_2 N_1 + G_2 k T_{e2} B \\ &= G_1 G_2 k B \left(T_0 + T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2} \right). \end{aligned} \quad (2.72)$$

Para el sistema equivalente, se tiene que:

$$N_{out} = G_1 G_2 k B (T_{cas} + T_0), \quad (2.73)$$

Por lo que, por comparación con (2.72), se obtiene la temperatura de ruido para el sistema en cascada como:

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2}. \quad (2.74)$$

Utilizando (2.70) para convertir las temperaturas en (2.74) a figuras de ruido se obtiene la figura de ruido para el sistema en cascada como:

$$F_{cas} = F_1 + \frac{1}{G_1} (F_2 - 1). \quad (2.75)$$

Las ecuaciones (2.74) y (2.75) muestran que las características de ruido de un sistema en cascada están dominadas por las características de ruido de la primera etapa, ya que el efecto de la segunda etapa está reducido por la ganancia de la primera. De tal manera que para obtener el mejor desempeño de todo el sistema en tanto a ruido, la primera etapa debe tener una figura de ruido baja y por lo menos una ganancia moderada. Se debe poner especial empeño y esfuerzo en el diseño de la primera etapa, ya que las etapas posteriores tienen un impacto menor en el desempeño total del ruido del sistema. Las ecuaciones (2.74) y (2.75) se pueden generalizar para un número arbitrario de etapas, como sigue:

$$T_{\text{cas}} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots, \quad (2.76)$$

$$F_{\text{cas}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots. \quad (2.77)$$

2.5 Herramientas del Cálculo de los Amplificadores

Los circuitos que operan a bajas frecuencias, para los cuales las dimensiones del circuito son pequeñas comparadas con la longitud de onda, pueden ser tratados como la interconexión de elementos concentrados pasivos o activos con voltajes y corrientes únicas definidas en cualquier punto dentro del circuito. En ésta situación, las dimensiones del circuito son lo suficientemente pequeñas para que los cambios de fase de un punto a otro dentro del circuito sean despreciables.

En las siguientes secciones se describen un conjunto de parámetros, la *matriz de dispersión* o *parámetros S*, los cuales son de particular relevancia para el diseño de circuitos de microondas. También se describen las técnicas para convertir los parámetros S en otros conjuntos de parámetros igualmente útiles. La selección de un conjunto en particular de parámetros está muy influenciada por la aplicación, así como también por la facilidad con la cual dichos parámetros pueden ser medidos en una situación en particular de interés. Muy seguido, también se requiere de la conversión de un conjunto de parámetros a otro para facilitar la tarea del diseño en cuestión. Esto se puede realizar fácilmente mediante sustitución, como se verá más adelante.

Es importante notar que ningún conjunto de parámetros que se describirá requiere de un conocimiento previo de las impedancias de fuente o carga conectadas a la red. También hay que notar, sin embargo, que estos conjuntos de parámetros sí requieren que un voltaje o una corriente sea igual a cero. Desde un punto de vista de medición, esto implica una terminación en corto circuito o circuito abierto [8].

2.5.1 Matrices de Impedancias Z y Admitancias Y

Considere una red de microondas arbitraria de N puertos, como la que se muestra en la Figura 2.15. En un punto específico del n ésimo puerto se define un plano de referencia t_n con voltajes y corrientes equivalentes para las ondas incidentes (V_n^+ , I_n^+) y reflejadas (V_n^- , I_n^-).

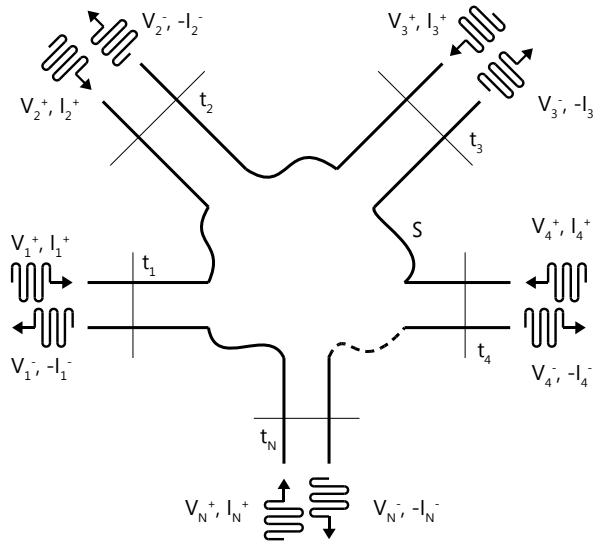


Figura 2.15: Una red arbitraria de microondas de N puertos.

El plano de referencia es importante para proporcionar una referencia de fase de los fasores de voltaje y corriente. Ahora, en el n ésimo plano de referencia, el voltaje y corriente totales están dados por:

$$V_n = V_n^+ + V_n^-, \quad (2.78)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-. \quad (2.79)$$

La matriz de impedancias $[Z]$ de la red de microondas relaciona los voltajes y las corrientes de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix},$$

o bien, en forma matricial como:

$$[V] = [Z][I]. \quad (2.80)$$

De manera similar se puede definir la matriz de admitancias [Y] como:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix},$$

o bien, en forma matricial como:

$$[I] = [Y][V]. \quad (2.81)$$

Es claro que las matrices [Z] y [Y] son la inversa la una de la otra y ambas relacionan las corrientes y voltajes totales de los puertos.

De (2.80) y (2.81) se ve que Z_{ij} y Y_{ij} se pueden determinar como:

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ para } k \neq j}, \quad (2.82) \quad Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ para } k \neq j}. \quad (2.83)$$

En palabras, (2.82) establece que Z_{ij} se puede encontrar al alimentar el puerto j con la corriente I_j , abriendo todos los otros puertos (de tal manera que $I_k = 0$ para $k \neq j$) y midiendo el voltaje de circuito abierto en el puerto i . Por lo tanto, Z_{ii} es la impedancia de entrada vista desde el puerto i cuando todos los demás están en circuito abierto, y Z_{ij} es la impedancia de transferencia entre los puertos i y j cuando todos los demás están en circuito abierto. Algo similar sucede con la admitancia Y_{ij} [53].

2.5.2 Matriz de Dispersión S

Existe un problema práctico al intentar medir voltajes y corrientes en frecuencias de microondas, ya que la medición directa usualmente involucra la magnitud (inferida de la potencia) y la fase de una onda viajando en una dirección dada o de una onda estacionaria. Una representación más adecuada con una medición directa y con las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, está dada por la matriz de dispersión.

A diferencia de las matrices de impedancias y admitancias para una red de N puertos, la matriz de dispersión proporciona una descripción completa de la red como se ve en sus N puertos. Mientras que las matrices $[Z]$ y $[Y]$ relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, la matriz $[S]$ relaciona las ondas de voltaje incidentes en los puertos con aquellas reflejadas desde los puertos.

Considere la red de N puertos mostrada en la Figura 2.15, en donde V_n^+ es la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto n , y V_n^- es la amplitud de la onda de voltaje reflejada desde el puerto n . La matriz $[S]$ se define en relación con estas ondas de voltaje incidentes y reflejadas como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix},$$

$$[V^-] = [S][V^+]. \quad (2.84)$$

Un elemento específico de la matriz $[S]$ se puede determinar como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad \text{para } k \neq j. \quad (2.85)$$

En palabras, significa que S_{ij} se encuentra al alimentar el puerto j con una onda incidente de voltaje V_j^+ y midiendo la amplitud de la onda reflejada V_i^- que sale del puerto i . Las ondas incidentes en todos los demás puertos excepto el j -ésimo, son iguales a cero, lo que significa que todos los puertos deben estar terminados en cargas acopladas para evitar reflexiones. Por lo tanto, S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto en el puerto i cuando todos los demás están terminados en cargas acopladas, y S_{ij} es el coeficiente de reflexión del puerto j al puerto i cuando todos los demás están acoplados [53].

Considere el caso especial de un bipuerto como el que se muestra en la Figura 2.16, el cual muestra señales de microondas entrando y saliendo en ambas direcciones de un componente de microondas. En éste caso, S_{11} es el campo eléctrico reflejado de la entrada dividido entre el campo eléctrico incidente en la entrada, bajo la condición de que ninguna señal esté entrando en la salida. Ya que b_1 y a_1 son campos eléctricos, su relación es un coeficiente de reflexión.

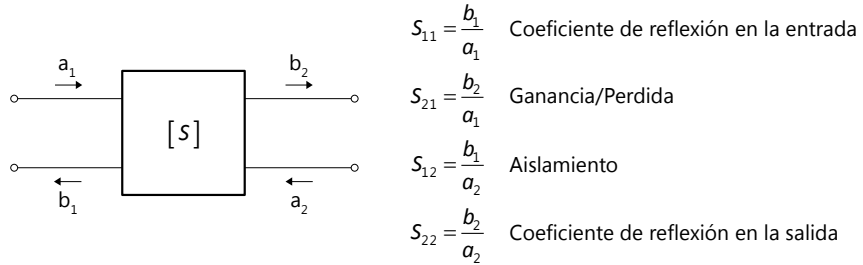


Figura 2.16: Parámetros S de un bipuerto.

Similarmente, S_{21} es el campo eléctrico reflejado de la salida dividido entre el campo eléctrico incidente en la entrada, cuando no hay ninguna señal incidente en la entrada. Por lo tanto, S_{21} es un coeficiente de transmisión y está relacionado con la pérdida de inserción o la ganancia del componente.

De igual manera, S_{12} es el coeficiente de transmisión relacionado con el aislamiento del componente, y especifica que tanta potencia se fuga a través del componente en la dirección incorrecta. S_{22} es similar a S_{11} , pero viendo al componente desde la otra dirección [54].

2.5.2.1 Modificando la Matriz S

Para ver los cambios en la matriz [S] después de haber agregado una impedancia Z_L , primero se debe transformar la matriz de parámetros [S] en una matriz [Y] de admitancias:

I. Transformación de [S] a [Y]:

$$Y_{11} = Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.86)$$

$$Y_{12} = -Y_0 \frac{2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.87)$$

$$Y_{21} = -Y_0 \frac{2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.88)$$

$$Y_{22} = Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.89)$$

II. Se forma la matriz extendida $[Y_{\text{ext}}]$:

$$[Y_{\text{ext}}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & -Y_{11} - Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} & -Y_{21} - Y_{22} \\ -Y_{11} - Y_{12} & -Y_{21} - Y_{22} & Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} + Y_L \end{bmatrix}. \quad (2.90)$$

III. Se reduce $[Y_{\text{ext}}]$ a $[Y_n]$:

$$[Y_n] = \sum_{i,j=1}^3 \left([Y_{\text{ext}}]_{i,j} - \frac{[Y_{\text{ext}}]_{i,3} [Y_{\text{ext}}]_{3,j}}{[Y_{\text{ext}}]_{3,3}} \right). \quad (2.91)$$

IV. Se convierte $[Y_n]$ a $[Z]$:

$$Z_{11} = \frac{Y_{n22}}{Y_{n11}Y_{n22} - Y_{n12}Y_{n21}} \quad (2.92)$$

$$Z_{12} = -\frac{Y_{n12}}{Y_{n11}Y_{n22} - Y_{n12}Y_{n21}} \quad (2.93)$$

$$Z_{21} = -\frac{Y_{n21}}{Y_{n11}Y_{n22} - Y_{n12}Y_{n21}} \quad (2.94)$$

$$Z_{22} = \frac{Y_{n11}}{Y_{n11}Y_{n22} - Y_{n12}Y_{n21}} \quad (2.95)$$

V. Finalmente, se transforma $[Z]$ a $[S]$:

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.96) \quad S_{12} = \frac{2Z_0Z_{12}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.97)$$

$$S_{21} = \frac{2Z_0Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.98) \quad S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.99)$$

2.5.3 Matriz de Trasmisión ABCD

Los parámetros ABCD se definen utilizando los voltajes y corrientes en las terminales mostradas en la Figura 2.17a. Es importante notar que la corriente I_2 sale del puerto 2, lo cual resulta conveniente cuanto se trabaja con conexiones en cascada, ya que I_2 será la misma corriente que entre hacia la siguiente red, como se muestra en la Figura 2.17b. Alternativamente, I_2 también se puede reemplazar por $(-I_2)$.

Utilizando esos voltajes y corrientes en las terminales, se pueden escribir las ecuaciones de los parámetros ABCD como:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2, \\ I_1 &= CV_2 + DI_2. \end{aligned} \quad (2.100)$$

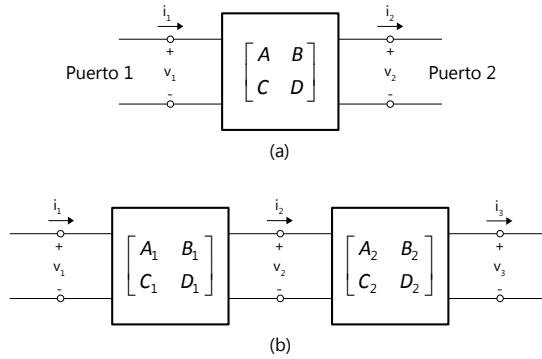


Figura 2.17: (a) Una red de dos puertos; (b) una conexión en cascada de redes de dos puertos.

Las ecuaciones anteriores se pueden escribir en forma de matriz como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (2.101)$$

Una de las ventajas de utilizar los parámetros ABCD es que los parámetros ABCD resultantes de una red en cascada son iguales a la multiplicación de los parámetros ABCD individuales de cada red individual:

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \dots \times \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix},$$

en donde \$N\$ es el número de redes. El orden en la multiplicación de las matrices debe ser el mismo que el orden en cual están conectadas las redes, ya que la multiplicación de matrices no es conmutativa [53], [52].

La Tabla 2.2 muestra algunas redes de dos puertos útiles y sus matrices ABCD correspondientes.

<p>\$A=1\$ \$B=Z\$ \$C=0\$ \$D=1\$</p>	<p>\$A=1+\frac{Y_2}{Y_3}\$ \$B=\frac{1}{Y_3}\$ \$C=Y_1+Y_2+\frac{Y_1Y_2}{Y_3}\$ \$D=1+\frac{1}{Y_3}\$</p>
<p>\$A=1\$ \$B=0\$ \$C=Y\$ \$D=1\$</p>	<p>\$A=1+\frac{Z_1}{Z_3}\$ \$B=Z_1+Z_2+\frac{Z_1Z_2}{Z_3}\$ \$C=\frac{1}{Z_3}\$ \$D=1+\frac{Z_2}{Z_3}\$</p>
<p>\$A=\cos\beta l\$ \$B=jZ_0 \sin\beta l\$ \$C=j\frac{1}{Z_0} \sin\beta l\$ \$D=\cos\beta l\$</p>	<p>\$A=N\$ \$B=0\$ \$C=0\$ \$D=\frac{1}{N}\$</p>

Tabla 2.2: Parámetros ABCD de algunos circuitos de dos puertos.

2.5.3.1 Conversión de la Matriz S en Matriz ABCD

La matriz [S] se puede convertir a una matriz de parámetros ABCD a través de las siguientes expresiones:

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.102) \quad B = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.103)$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.104) \quad D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.105)$$

2.6 Conclusiones

La teoría electromagnética, junto con el significado físico de las ecuaciones de Maxwell, nos permite entender el comportamiento de los circuitos eléctricos en altas frecuencias, y es lo que sirve de base para el desarrollo de las herramientas matemáticas para el diseño de circuitos de microondas.

1. La propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre se debe a la generación consecutiva de campos eléctricos y magnéticos en un conductor, uno como consecuencia del otro.
2. A través de una frontera entre dos medios distintos, el campo eléctrico es continuo mientras que el campo magnético es discontinuo. Los campos en los conductores perfectos son cero.
3. La guía de onda rectangular resulta ideal para el diseño de un amplificador por su baja atenuación (0.3 dB/m), por soportar grandes potencias (hasta 1 MW) y por trabajar hasta frecuencias muy altas (300 GHz), a diferencia de la línea coaxial, que trabaja en frecuencias bajas (< 3 GHz) y de la microcinta, que tiene pérdidas muy altas (3 dB/cm). La limitante de la guía de onda es su dificultad de fabricación.
4. Una onda reflejada en una línea de transmisión es consecuencia del desacoplamiento entre la impedancia de carga (Z_L) y la impedancia característica (Z_0) de la línea. Las interferencias constructivas y destructivas de las ondas incidentes y reflejadas en la línea dan lugar a una onda estacionaria (VSWR), la cual es una medida del desacoplamiento de la línea (VSWR = 1 para un sistema acoplado y > 1 para uno desacoplado).

5. El ruido de un sistema en cascada se ve determinado en gran parte por el ruido de la primera etapa, ya que el efecto de la segunda etapa se ve reducido por la ganancia de la primera. Esto obliga a tener el menor ruido y la mayor ganancia posible en la primera etapa si se desea minimizar el ruido total del sistema.

3. Parámetros de los Transistores Modernos

Para evaluar las capacidades y el desempeño de los dispositivos electrónicos frecuentemente se utilizan las *figuras de merito*. Las figuras de merito son números o cantidades que permiten estimar el desempeño y comparar los méritos de diferentes tipos de dispositivos. Las figuras de merito más comúnmente utilizadas para transistores de microondas se definen a continuación.

3.1 Estabilidad

En general, un transistor de microondas es capaz de amplificar potencia o de oscilar continuamente. La oscilación de un circuito depende en sí del transistor (esto es, de los valores de sus parámetros de señal pequeña a la frecuencia de operación bajo ciertas condiciones de polarización) y de las impedancias de fuente y carga.

Si el transistor va a ser utilizado para amplificar potencia, entonces la oscilación no es deseable. Por lo tanto, es importante conocer las condiciones bajo las cuales la oscilación puede ocurrir. En otras palabras, tenemos que tratar con la estabilidad del transistor.

Se dice que un transistor es *incondicionalmente estable* si no oscila independientemente de los valores de la señal de la fuente y de la impedancia de carga o de cualquier otro componente pasivo conectado a la entrada o salida del transistor. Si por otra parte, ciertas impedancias de fuente y carga causan oscilaciones, entonces el transistor es *condicionalmente estable*.

El comportamiento de la estabilidad de un transistor se puede describir por el factor K :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1, \quad (3.1)$$

$$|\Delta| < 1, \quad \therefore \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (3.2)$$

Para $K > 1$ el transistor es incondicionalmente estable, y para $K < 1$ es condicionalmente estable, por lo que oscilaciones no deseadas pueden ocurrir [60].

3.2 Ganancia

Una característica importante de un transistor es su habilidad para amplificar corrientes y voltajes, y por lo tanto, entregar una cantidad más grande de potencia a la carga que aquella recibida de la señal de la fuente. Ésta propiedad se llama *ganancia de potencia*. En general, la ganancia de potencia es la relación de la potencia P_2 entregada de la salida del transistor a la carga con respecto a la potencia P_1 entregada por la fuente a la entrada del transistor. Sin embargo, en la práctica el problema es más complejo. Las condiciones de acoplamiento entre la fuente y el transistor, así como entre el transistor y la carga, influyen en la transferencia de potencia. Más aun, solamente un transistor estable no-oscilante puede ser utilizado como amplificador. Por lo tanto, hay varias definiciones diferentes de ganancia de potencia comúnmente utilizadas para caracterizar a los transistores de microondas [60].

Considere una red arbitraria de dos puertos $[S]$ conectada a unas impedancias de fuente Z_s y de carga Z_L como se muestra en la Figura 3.1. Se determinarán expresiones para tres tipos de ganancia de potencia en términos de los parámetros S de la red de dos puertos y de los coeficientes de reflexión Γ_s y Γ_L de la fuente y la carga, respectivamente.

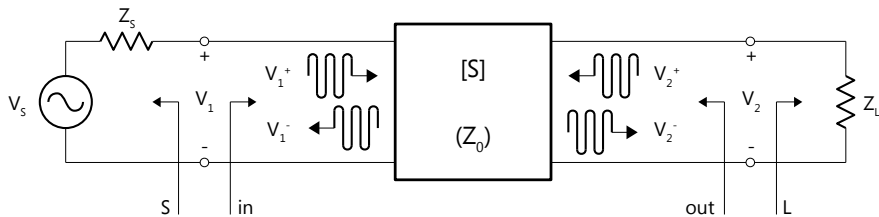


Figura 3.1: Red general de dos puertos con impedancias de fuente y de carga.

- **Ganancia de Potencia ($G = P_L/P_{in}$):** es la relación de potencia disipada en la carga Z_L con respecto a la potencia entregada a la entrada de la red de dos puertos. Ésta ganancia es independiente de Z_s , aunque algunos circuitos activos dependen fuertemente de Z_s .
- **Ganancia Disponible ($G_A = P_{avn}/P_{avs}$):** es la relación de la potencia disponible de la red con respecto a la potencia disponible de la fuente. Ésta asume un acoplamiento conjugado tanto de la fuente como de la carga, y depende de Z_s , pero no de Z_L .
- **Ganancia de Potencia del Transductor ($G_T = P_L/P_{avs}$):** es la relación de potencia disipada en la carga Z_L con respecto a la potencia disponible de la fuente. Ésta depende tanto de Z_s como de Z_L .

Éstas definiciones difieren principalmente en la manera en la cual la fuente y la carga están acopladas al dispositivo de dos puertos; si la entrada y la salida están acopladas conjuntamente al bipuerto, entonces la ganancia se maximiza y $G = G_A = G_T$.

Con referencia a la Figura 3.1, el coeficiente de reflexión viendo hacia la carga es:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (3.3)$$

mientras que el coeficiente de reflexión viendo hacia la fuente es:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}, \quad (3.4)$$

en donde Z_0 es la impedancia característica de referencia para los parámetros S de la red de dos puertos.

En general, la impedancia de la entrada de la red terminada estará desacoplada con un coeficiente de reflexión dado por Γ_{in} , el cual puede ser determinado por el siguiente análisis. Por definición de los parámetros S de que $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$ se tiene que:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^-, \quad (3.5)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^-, \quad (3.6)$$

eliminando V_2^- de (3.5) y resolviendo para V_1^-/V_1^+ se obtiene:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad (3.7)$$

en donde Z_{in} es la impedancia que se ve hacia el puerto 1 de la red terminada. Similarmente el coeficiente de reflexión viendo hacia el puerto 2 de la red cuando el puerto 1 está terminado por Z_s es:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (3.8)$$

Por divisor de voltaje:

$$V_1 = V_s \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \Gamma_{in}).$$

Utilizando Z_{in} de (3.7) y resolviendo para V_1^+ en términos de V_s resulta:

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \frac{(1 - \Gamma_s)}{(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})}. \quad (3.9)$$

Si se asumen valores pico para todos los voltajes, la potencia promedio entregada a la red es:

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2), \quad (3.10)$$

en donde (3.9) fue utilizada. La potencia entregada a la carga es:

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2). \quad (3.11)$$

Resolviendo para V_2^- de (3.6), sustituyendo dentro de (3.11), y utilizando (3.9) resulta:

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2}. \quad (3.12)$$

La ganancia de potencia se puede expresar como:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (3.13)$$

La potencia disponible por la fuente P_{avs} , es la potencia máxima que puede ser entregada a la red. Esto sucede cuando la impedancia de entrada de la red terminada está acoplada conjugadamente con la impedancia de la fuente. Por lo tanto, de (3.10):

$$P_{avs} = P_L \Big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_s^*} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}. \quad (3.14)$$

Similarmente, la potencia disponible de la red P_{avn} , es la potencia máxima que puede ser entregada a la carga. Por lo tanto, de (3.12):

$$P_{avn} = P_L \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2 |1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2} \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*}. \quad (3.15)$$

En la ecuación (3.15) Γ_{in} debe ser evaluada para $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$. De (3.7) se puede demostrar que:

$$|1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2 \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)^2}{|1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2},$$

lo cual reduce (3.15) a:

$$P_{avn} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}. \quad (3.16)$$

Observe que P_{avs} y P_{avn} han sido expresadas en términos del voltaje V_s de la fuente, el cual es independiente de las impedancias de entrada y de carga. Habría confusión si éstas cantidades fueran expresadas en términos de V_1^+ , ya que V_1^+ es diferente para cada uno de los cálculos de P_L , P_{avs} y P_{avn} .

Utilizando (3.16) y (3.14), la ganancia de potencia disponible es entonces:

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}. \quad (3.17)$$

De (3.12) y (3.14), la ganancia de potencia del transductor es:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (3.18)$$

Un caso especial de la ganancia de potencia del transductor ocurre cuando tanto la entrada y la salida están acopladas para cero reflexión (en contraste con el acoplamiento conjugado). Entonces $\Gamma_L = \Gamma_s = 0$, y (3.18) se reduce a:

$$G_T = |S_{21}|^2. \quad (3.19)$$

Otro caso especial es la ganancia de potencia del transductor unilateral G_{TU} , en donde $S_{12} = 0$ (o es tan pequeña que se puede despreciar). Ésta característica no recíproca es común en varios circuitos de amplificación. De (3.7), $\Gamma_{in} = S_{11}$ cuando $S_{12} = 0$, por lo que (3.18) da la ganancia del transductor unilateral como:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (3.20)$$

3.3 Frecuencias Características f_T y f_{max}

La frecuencia de corte f_T y la frecuencia máxima de oscilación f_{max} son las figuras de mérito más importantes de las características de frecuencia de los transistores de microondas. La frecuencia de corte (también designada como *producto ganancia-ancho de banda*) está relacionada con la ganancia de corriente de corto circuito h_{21} . Ésta ganancia de corriente está definida como la relación de la corriente de salida de señal pequeña respecto a la corriente de entrada del transistor con la salida en corto circuito. Tal ganancia de corriente es dependiente de la frecuencia y su magnitud cae en frecuencias altas con una pendiente de -20 dB/década para cualquier transistor.

La frecuencia máxima de oscilación f_{\max} es la frecuencia a la cual la ganancia unilateral de potencia es igual a la unidad. Por lo tanto, f_{\max} es la frecuencia máxima a la cual el transistor sigue proporcionando una ganancia de potencia [61].

3.4 Figura de Ruido

Un transistor de microondas utilizado como dispositivo amplificador recibe las señales y ruidos en su terminal de entrada. Ya que el transistor no puede distinguir entre la señal y el ruido, ambos serán amplificados. Aparte de la señal y ruido externo amplificados, aparece un componente adicional a la salida del transistor: el ruido intrínseco generado dentro del transistor. Para amplificadores en los cuales la relación señal a ruido es pequeña, el ruido intrínseco debe mantenerse tan bajo como sea posible. La cantidad de ruido intrínseco producido por transistor de microondas se expresa con la figura de ruido F (sección 2.4) [60] y se describe como la relación entre la SNR de entrada respecto a la SNR en la salida (2.68).

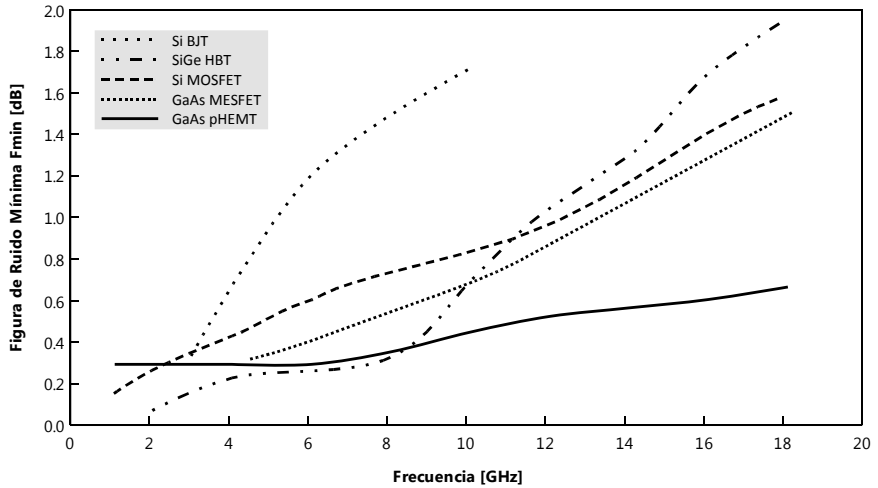
La figura de ruido de un bipuerto también puede ser expresada en términos de la admitancia de la fuente $Y_S = G_S + jB_S$ como:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{\text{opt}}|^2, \quad (3.21)$$

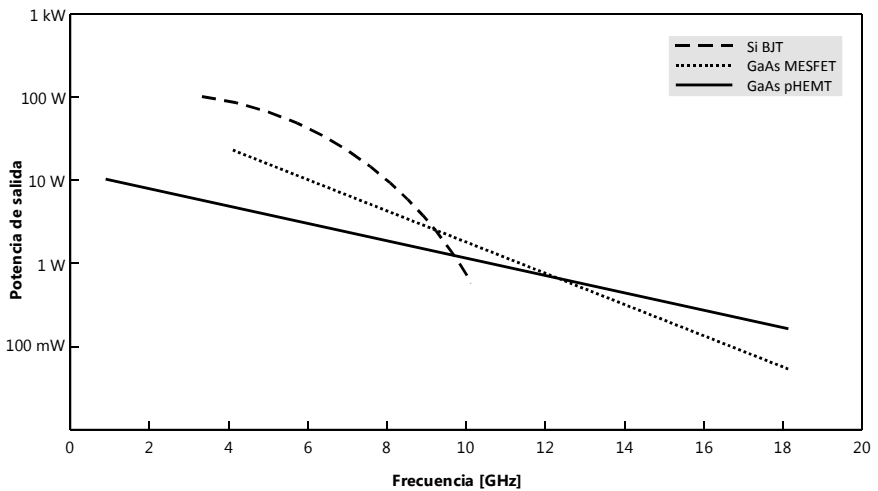
en donde F_{\min} es la figura de ruido mínima alcanzable cuando la admitancia óptima de la fuente Y_{opt} está presente en la entrada del bipuerto y R_n es la resistencia de ruido equivalente del bipuerto. La figura de ruido pues, está completamente caracterizada en una frecuencia dada por los cuatro parámetros anteriores, incluyendo la admitancia de la fuente [7].

3.5 Comparación de los Transistores Modernos

Frecuencia vs. figura de ruido [61]:



Frecuencia vs. potencia de salida [61], [54]:



3.6 Conclusiones

Los transistores de microondas son utilizados como amplificadores, osciladores, interruptores, cambiadores de fase, mezcladores y filtros activos. Para nuestro caso —un amplificador de bajo ruido— el parámetro más importante del transistor es su figura de ruido en la banda de trabajo, junto con una buena ganancia. De los transistores comparados en ésta sección, el pHEMT es uno de los que presenta una figura de ruido muy baja (0.5 dB) en el rango de frecuencias de nuestro interés (de 10 a 14 GHz) además de ofrecer una buena ganancia de salida (14 dB) y ser una tecnología nueva y accesible.

1. La tecnología de los MESFETs es de las más maduras y baratas comparada con la de los transistores más recientes, pero su figura de ruido y ganancia en altas frecuencias no son buenas (1.2 dB, 0.5 W @ 15 GHz).
2. Los HBTs son capaces de manejar potencias altas (10 W) en altas frecuencias (12 GHz), pero los HEMTs generalmente tienen figuras de ruido mejores a cambio de una ganancia moderada (0.5 dB de ruido en comparación con 1 dB del HBT para la misma frecuencia, con 1 W de salida).
3. La ganancia de un amplificador depende del acoplamiento entre la fuente, el transistor y la carga, ya que éste influye en la transferencia de potencia. La ganancia máxima se obtiene para un acoplamiento complejo conjugado entre la impedancia de salida del transistor y la impedancia de carga ($Z_L = Z_{out}^*$).
4. Como en un amplificador basado en un transistor la señal de entrada y el ruido son amplificados por igual, se debe mantener el ruido intrínseco del transistor lo más bajo posible, ya que éste también se agrega a la señal resultante. La figura de ruido mínima para una cierta banda de frecuencias está determinada por el tipo de transistor, así como la potencia de salida, de tal manera que no se puede obtener una figura de ruido baja y al mismo tiempo una potencia de salida alta con el mismo transistor.

4. Diseño del Amplificador de una Etapa Basado en una Guía de Onda “H”

Un amplificador de bajo ruido es un elemento de un receptor. Las señales captadas por las antenas en la mayoría de los casos son muy débiles y pueden ser afectadas por el ruido generado dentro del receptor. La función del amplificador de bajo ruido es amplificar la señal antes de que llegue a los elementos que generan ruido en exceso, como los mezcladores y los filtros, esto además sin incrementar demasiado el nivel de ruido con el suyo propio generado internamente. Una reducción de orden 10 en el ruido del receptor hace posible una reducción de orden 10 en la potencia del transmisor. Por lo tanto, una elección adecuada del receptor de bajo ruido es un factor crítico en el diseño de un sistema de microondas.

Gracias al avance de la tecnología en semiconductores se han logrado desarrollar transistores para microondas con una figura de ruido muy baja (como el pHEMT, con $F_{\min} < 1$ dB en la banda X). Muchos circuitos de microondas —incluyendo los amplificadores— se pueden diseñar fácilmente utilizando la línea de transmisión de microcinta y el procedimiento está ampliamente documentado. Utilizando la microcinta se pueden fabricar circuitos complejos fácilmente mediante el proceso de fotolitografía, sin embargo tiene la desventaja de ser una línea de transmisión con grandes pérdidas (3 dB/cm) y tiende a aumentar la figura de ruido del sistema.

Una guía de onda “H” es una variante de la guía de onda rectangular y como tal, presenta bajas pérdidas, soporta potencias altas y además añade la ventaja de tener una impedancia característica relativamente baja ($< 50 \Omega$), lo que le permitirá acoplarse a la impedancia del transistor fácilmente. Sin embargo, no existe una

metodología establecida para el diseño de los amplificadores de bajo ruido basados en la guía de onda “H”. La meta de éste trabajo es desarrollar la metodología del diseño del amplificador de una etapa basado en la guía de onda “H”, inicialmente propuesta por los doctores Skachko y Chenakin del Instituto Politécnico de Kiev, Ucrania en 1995 [1].

Para poder diseñar el amplificador de bajo ruido primeramente hay que conocer las especificaciones del transistor que se va a utilizar, las cuales son proporcionadas directamente por el fabricante. Conociendo las condiciones y características de operación del transistor y con ayuda de los fundamentos teóricos mencionados en capítulos anteriores, ya es posible diseñar las redes de entrada y salida que debe tener el transistor para cumplir con las especificaciones del diseño de un amplificador de bajo ruido.

4.1 Especificaciones del Diseño

La Figura 4.1 muestra el espectro electromagnético en el rango de frecuencias de 1 MHz a 10^{15} Hz con un intervalo de nueve ordenes de magnitud. A las frecuencias del espectro de 300 kHz a 300 MHz se les conoce como el rango de radiofrecuencia (RF). Éste contiene los rangos de frecuencias medias (*Medium Frequency, MF*), altas frecuencias (*High Frequency, HF*) y muy altas frecuencias (*Very High Frequency, VHF*). Todos estos rangos están por debajo del rango de las microondas y se pueden utilizar transistores, tubos de vacío y cableados convencionales en aquellas frecuencias, además de que el ruido ambiental en esas frecuencias es tan grande que el ruido interno de los dispositivos es despreciable. A frecuencias más altas el ruido externo disminuye, lo que vuelve importante el ruido interno de los dispositivos.

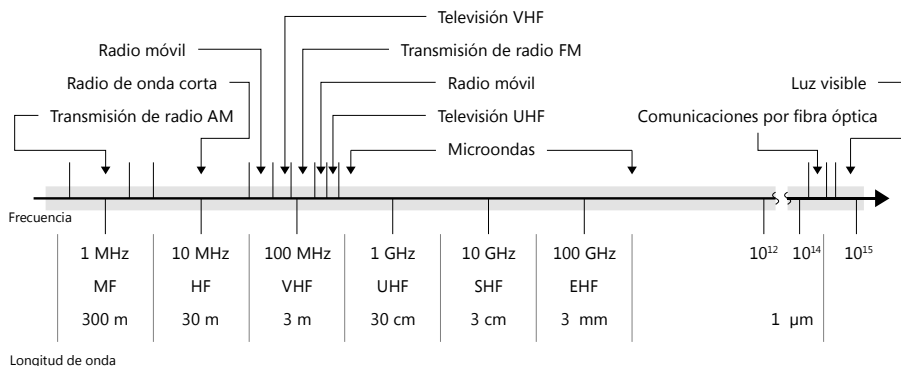


Figura 4.1: Espectro electromagnético.

En la banda de 10.7 a 13.3 GHz se encuentra el servicio fijo de radiodifusión por satélite (*Direct Broadcast Satellite, DBS*) según el cuadro de atribución de frecuencias de México (Anexo C), en el cual la recepción de televisión satelital es una aplicación común. En éste tipo de servicio el usuario final cuenta con una antena y receptor para captar las señales transmitidas por el satélite.

Una parte importante de éste sistema es el bloque amplificador de bajo ruido (*Low-Noise Block Converter, LNB*) situado generalmente en el foco de la antena parabólica. El LNB tiene la función de recibir la señal proveniente del satélite, pasarla al amplificador de bajo ruido, bajarla a una frecuencia intermedia y por último, amplificarla una vez más para pasarla a la siguiente etapa del sistema.

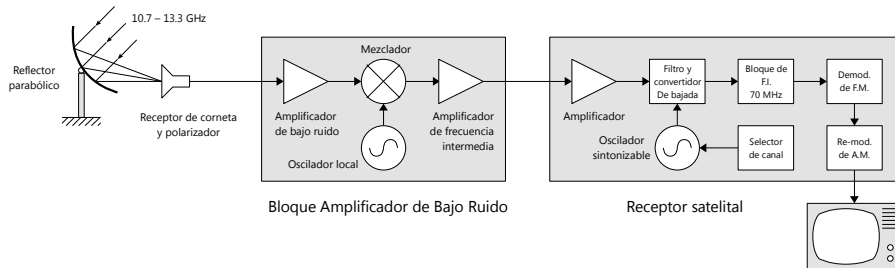


Figura 4.2: Diagrama de bloques mostrando una terminal para la recepción de DBS.

La función del amplificador de bajo ruido es amplificar la señal antes de que llegue a los elementos que generan ruido en exceso, como los mezcladores y los filtros. Ya que el ruido de esta etapa influye fuertemente sobre el ruido total de todo el sistema, como se vio en la sección 2.4.1, es muy importante tener una figura de ruido baja y una ganancia alta para la banda de trabajo del LNA.

Tomando en cuenta lo anterior, las condiciones de diseño para nuestro amplificador de bajo ruido son:

- **Banda de trabajo:** 10.7 a 13.3 GHz
- **Ganancia:** mayor a 12 dB
- **Figura de ruido:** menor a 0.65 dB
- **Relación de onda estacionaria:** menor a 1.5

La banda de trabajo nos permite la utilización de nuestro amplificador en los servicios de radiodifusión satelital. La figura de ruido baja, en conjunto con la ganancia alta, definen en la conexión en cascada de los dispositivos posteriores la mayor contribución de ruido del sistema. La relación de onda estacionaria menor a 1.5 nos asegura un nivel de acoplamiento aceptable en la banda de trabajo.

4.1.1 Estabilidad Incondicional

Lo primero que hay que asegurar es que el transistor sea estable en la banda de trabajo. Al analizar el factor K con los parámetros S del transistor (Anexo B) con las ecuaciones (3.1) y (3.2) en la frecuencia central de 12 GHz se obtiene:

$$\begin{aligned}
 |\Delta| &= |S_{1,1}S_{2,2} - S_{1,2}S_{2,1}| \\
 &= |(0.630\angle -172^\circ)(0.380\angle -139^\circ) - (0.085\angle -19^\circ)(3.401\angle 13^\circ)| = 0.248, \\
 K &= \frac{1 - |S_{1,1}|^2 - |S_{2,2}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{1,2}S_{2,1}|} \\
 &= \frac{1 - |0.630\angle -172^\circ|^2 - |0.380\angle -139^\circ|^2 + |0.248|^2}{2|(0.085\angle -19^\circ)(3.401\angle 13^\circ)|} = 0.9.
 \end{aligned}$$

De las condiciones para la estabilidad se ve que sólo se cumple la de $|\Delta| < 1$, el factor K aún no es mayor a 1, por lo que se debe cambiar esto. Como se ve en la ecuación (3.1), el factor K sólo depende de los parámetros S del transistor, así que para hacer al factor K mayor a 1 se deben cambiar los parámetros S .

Para alterar los parámetros S se utiliza el método descrito en la sección 2.5.2.1 cuando se agrega un elemento inductivo Z_L en serie con la fuente del transistor. Dicho elemento no es más que una sección del contacto de la fuente del transistor, la cual actuará como un inductor a la frecuencia central de trabajo de 12 GHz y cuyo valor dependerá de su longitud. Experimentalmente, una sección de $140 \times 1020 \times 100 \mu\text{m}$ @ 12 GHz de conductor perfecto presenta una inductancia de 0.03 nH. Esto se calcula modelando el conector de la fuente del transistor como una línea de transmisión, con las dimensiones de las hojas de especificaciones del transistor (Anexo B) y simulando su comportamiento para diferentes longitudes.

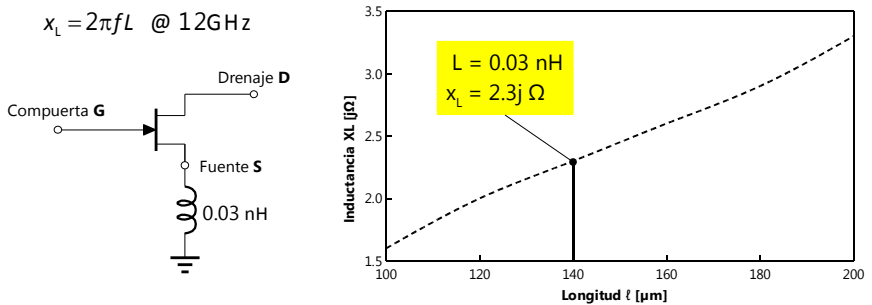


Figura 4.3: Red modificada con un inductor en serie (izq.) e inductancia de una sección del conector de la fuente (der.)

Para calcular la nueva matriz de parámetros S del transistor, en la frecuencia $f = 12$ GHz después de haber agregado un inductor $L = 0.03$ nH en serie en la fuente, con una impedancia característica de la línea $Z_0 = 50 \Omega$, se programan las ecuaciones (2.86) a la (2.99), y está resulta ser ahora:

$$[S_n] = \begin{bmatrix} 0.613 \angle -166^\circ & 0.069 \angle 11^\circ \\ 3.368 \angle 14^\circ & 0.397 \angle -131^\circ \end{bmatrix}$$

Con estos nuevos parámetros S que ahora toman en cuenta el inductor conectado al transistor, se calcula nuevamente el factor K y $|\Delta|$ con (3.1) y (3.2):

$$|\Delta| = 0.152 < 1,$$

$$K = 1.062 > 1.$$

Ahora el transistor ya es incondicionalmente estable en la banda de trabajo, como lo muestra la línea punteada de la Figura 4.5. Sin embargo, aún es inestable fuera de la banda, por lo que una posible oscilación en alguna otra frecuencia podría afectar la operación deseada del transistor. Para evitar esto, lo mejor es hacer al transistor incondicionalmente estable en todas las frecuencias. Esto se logra con una red de estabilización, la cual consiste en un circuito antioscilaciones en la entrada y salida del transistor. Dicho circuito lo componen unos resistores que introducen pérdidas de inserción muy grandes en las frecuencias fuera de banda, junto con unos stubs de longitud $\lambda/4$ que actúan como circuito abierto en la frecuencia central de 12 GHz y como una línea de transmisión normal en las demás frecuencias, la cual las envía directo a tierra. Los capacitores conectados a tierra se encargarán de bloquear las señales de DC, mientras que permiten aterrizar las demás frecuencias.

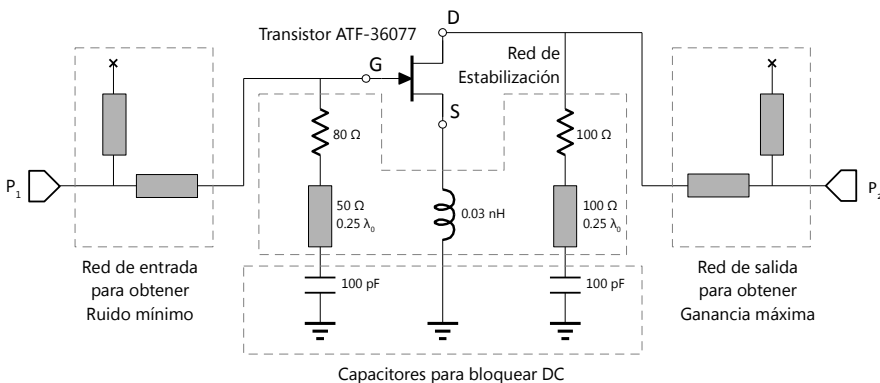


Figura 4.4: Diseño del amplificador de bajo ruido: redes de entrada, de estabilización y de salida.

Los valores de los elementos se proponen de 80 y 50 Ω para el resistor y la línea de transmisión respectivamente del circuito conectado en la entrada, y con valores más grandes a la salida (100 Ω para ambos). Estos valores se encontraron experimentalmente. Como se ve en la Figura 4.5 (línea continua), ahora el transistor ya es incondicionalmente estable para todas las frecuencias.

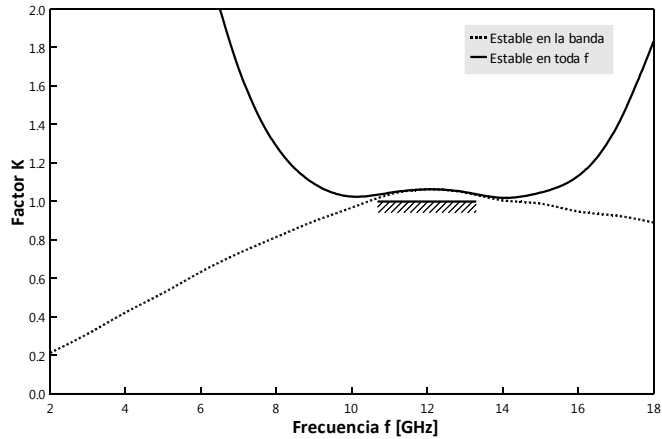


Figura 4.5: Factor K del transistor con red de estabilización.

4.1.2 Figura de Ruido Mínima

De las hojas de especificaciones (Anexo B) se puede ver cual es la figura de ruido mínima que ofrece el transistor. Tal figura de ruido está condicionada a que el transistor tenga en su entrada una impedancia óptima Z_{opt} , la cual depende de la frecuencia de operación f_0 y del coeficiente de reflexión óptimo Γ_{opt} , el cual es proporcionado por el fabricante.

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} \quad (4.1)$$

La impedancia Z_{opt} se calcula con la ecuación (4.1), con Γ_{opt} tomado de las hojas de especificaciones para las frecuencias de la banda:

f [GHz]	10	12	14
Z_{opt} [Ω]	15.1 + 22.0j	15.5 + 9.6j	16.7 – 2.3j

Tabla 4.1: Impedancias óptimas para obtener una figura de ruido mínima.

La Tabla 4.1 muestra la impedancia óptima Z_{opt} que debe tener el transistor en su entrada para presentar una figura de ruido mínima. Para poder obtener esta impedancia se debe construir una red de entrada, la cual se realizará por medio de la guía de onda "H".

4.2 Propiedades de la Guía de Onda "H"

Las guías de onda rectangulares son comúnmente utilizadas para transmisión de potencia en frecuencias de microondas por las razones expuestas en la sección 2.2. Otro tipo de guía de onda comúnmente utilizada en sistemas de microondas es la guía de onda "H". Los postes en esta guía de onda incrementan el ancho de banda, el cual fácilmente puede exceder el alcanzado por dos guías de onda estándares continuas. La introducción de los postes baja la frecuencia de corte del modo TE_{10} , lo cual se puede explicar fácilmente cuando la configuración de los campos dentro de la guía se analiza.

En la frecuencia de corte no hay propagación longitudinal en la guía, las ondas simplemente viajan de un lado a otro entre las paredes. De hecho, la guía puede ser vista como un par de placas paralelas de anchura infinita en la cual la anchura corresponde a la dirección de propagación de la guía de onda normal. El corte del modo TE_{10} ocurre cuando esta guía compuesta tiene su frecuencia de resonancia de orden más bajo, es decir, cuando sólo hay un campo E máximo a través de la guía, el cual ocurre en el centro de un poste simétrico.

Debido a la altura reducida de la guía bajo el poste, el modo resonador TE_{10} efectivo es cargado fuertemente como si un capacitor fuera colocado a través de éste. La frecuencia de corte por lo tanto, disminuye considerablemente. Para el modo TE_{20} los campos en el centro de la guía tendrán un mínimo, por lo que la carga tendrá un efecto despreciable [56].

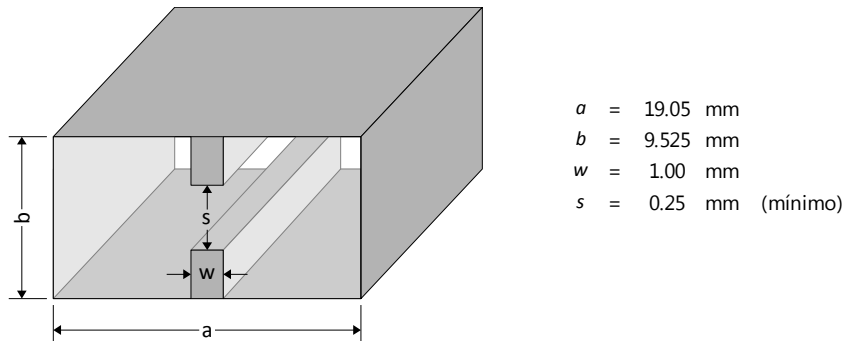


Figura 4.6: Dimensiones de la guía de onda rectangular WR-75, con postes centrales.

Las dimensiones de la guía de onda dependen de la frecuencia de la señal de trabajo. Comercialmente para la banda X se dispone de la guía WR-75, cuyas dimensiones se muestran en la Figura 4.6, a la cual se le agregarán un par de postes centrales de espesor w separados mutuamente una distancia s . De manera práctica para éste trabajo, la separación más pequeña que se puede construir físicamente es de 0.25 mm, con un espesor de al menos 1 mm.

El transformador se construirá colocando una serie de postes centrales de diferente longitud espaciados secuencialmente una distancia s , que por cuestiones físicas podrá variar del rango de 0.25 a 9.5 mm en intervalos de 0.1 mm, manteniendo el espesor constante.

4.2.1 Impedancia Característica de una Guía de Onda Rectangular

La red de acoplamiento que se va a utilizar debe disminuir la impedancia característica de la guía de onda rectangular WR-75 a las impedancias de entrada y salida que requiere el transistor para tener una F_{\min} y una G_{\max} . Para calcular dicha impedancia se utiliza la siguiente ecuación:

$$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}, \quad (4.2)$$

en donde:

$$\eta = 120\pi \quad \text{es la impedancia intrínseca del medio,} \quad (4.3)$$

$$k = 2\pi\lambda_0 \quad \text{es la constante de propagación del medio,} \quad (4.4)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2} \quad \text{es la constante de fase.} \quad (4.5)$$

Para una guía de onda rectangular, el modo principal de propagación es el modo TE_{10} , por lo que sustituyendo (4.3), (4.4) y (4.5) en (4.2) para $m = 1$, $n = 0$, las dimensiones a y b de la guía WR-75 y λ_0 tomada en la frecuencia central de 12 GHz se obtiene:

$$\begin{aligned} Z_{TE} &= \frac{240\pi^2\lambda_0}{\sqrt{(2\pi\lambda_0)^2 - \left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2}} = \frac{240\pi^2(25)}{\sqrt{(2\pi[25])^2 - \left(\frac{\pi[1]}{19.05}\right)^2 - \left(\frac{\pi[0]}{9.525}\right)^2}} \\ &= 499.6 \approx 500 \Omega, \end{aligned}$$

ésta es la impedancia característica de la guía de onda sin ningún poste instalado y la cual se debe acoplar a las impedancias de entrada previamente determinadas en la sección 4.1.2.

4.3 Red de Entrada

El ancho de banda del amplificador a realizar es de 2.6 GHz. En la sección 2.3.3 se vio que un transformador multiseccional ofrece un ancho de banda amplio, el cual permite que el transformador esté acoplado en toda la banda de trabajo.

Entre más secciones tenga el transformador, la transición de la impedancia característica de la guía de onda a la impedancia de carga del transistor presenta una capacitancia parásita resultante del cambio de separación de los postes mucho menor. Como se requiere de una red de acoplamiento en la entrada y otra en la salida, y cada sección del transformador debe tener una longitud de $\lambda_g/4$, un transformador de tres secciones es suficiente para obtener una impedancia pequeña y una longitud corta de la guía.

4.3.1 Impedancias de la Guía de Onda "H"

Cuando se introduce un elemento conductor dentro de una guía de onda rectangular, la impedancia del modo de propagación de la onda disminuye. Cada sección del transformador va a tener su propia impedancia característica Z_n y su λ_{gn} , y para determinarlas se simula el comportamiento de la guía de onda WR-75 con los postes centrales, y posteriormente se procede a variar la separación entre ellos.

El simulador de procesos electromagnéticos calcula los campos E y H para el modo TE_{10} en la guía de onda, y con ello la impedancia Z_{op} en la línea a lo largo de la separación entre los postes, para la frecuencia de operación f_{op} , y además determina la frecuencia de corte f_c y la β correspondiente para esas condiciones. Con estos datos se puede calcular la impedancia en la frecuencia infinita Z_∞ y la λ_g con las siguientes ecuaciones:

$$Z_\infty = Z_{op} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_{op}}\right)^2}, \quad (4.6)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}. \quad (4.7)$$

Entonces, se hace una tabla que servirá para saber que impedancia característica Z_{op} en la frecuencia de operación (12 GHz) tiene una sección de postes separados una distancia s dada, y cual es su λ_g . La tabla completa se encuentra en el Anexo A.

s [mm]	Z_{op} [Ohm]	f_{cut} [GHz]	β [1/m]	Z_{∞} [Ohm]	λ_g [mm]
9.5	497.8	7.84	190.5	377.0	33.0
9.0	493.0	7.80	191.1	374.6	32.9
8.0	474.5	7.65	193.7	365.5	32.5
7.0	444.8	7.42	197.7	349.6	31.8
6.0	407.9	7.13	202.3	328.1	31.1
5.0	363.5	6.75	207.9	300.5	30.2
4.0	314.5	6.31	213.9	267.6	29.4
3.0	260.8	5.78	220.4	228.6	28.5
2.0	203.6	5.14	227.2	184.0	27.7
1.0	135.2	4.23	235.3	126.5	26.7
0.25	55.9	2.76	244.7	54.4	25.7

Tabla 4.2: Impedancias características para algunos valores de s .

Como se ve en la Tabla 4.2, la menor impedancia que se consigue es de 55.9 Ω para la sección más pequeña que se puede construir, por lo tanto no será posible hacer la transformación a 16 Ω que requiere el transistor. No obstante, se puede utilizar una sección de 55.9 Ω para un transformador de un cuarto de onda para llegar a la impedancia deseada.

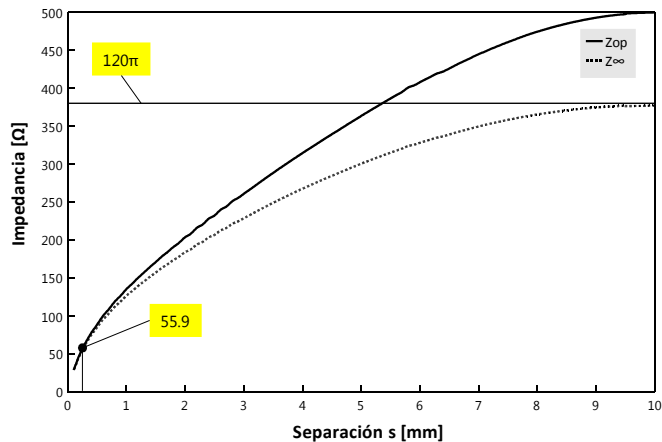


Figura 4.7: Impedancia en la frecuencia de operación Z_{op} y en la frecuencia infinita Z_{∞} de la guía de onda "H" para diferentes distancias s de separación entre postes.

4.3.2 Conexión del Transistor

Teniendo en cuenta lo anterior, se realizará un transformador de tres secciones que baje la impedancia característica de la guía de onda $Z_{WR-75} = 500 \Omega$ a una impedancia intermedia realizable Z_T . Después se utilizará una sección de un cuarto de onda de longitud y de impedancia característica Z_0 para reducir la impedancia Z_T a la impedancia óptima Z_{opt} necesaria para que el transistor cumpla con las especificaciones del amplificador de bajo ruido.

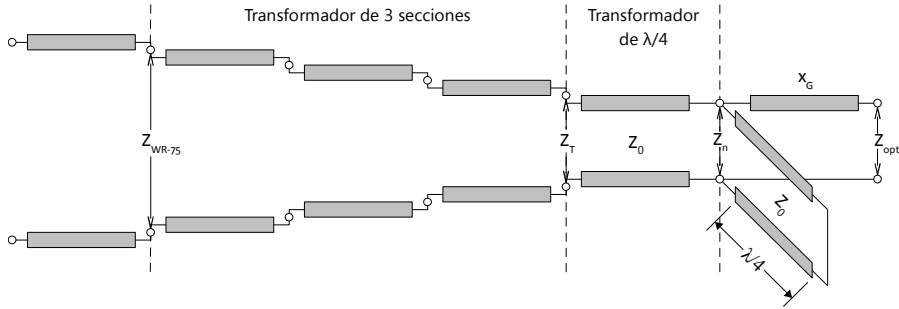


Figura 4.8: Esquema de la red de acoplamiento de entrada para la guía de onda "H".

Como muestra la Figura 4.8, la red de acoplamiento consta de un transformador de 3 secciones, seguido de un transformador de un cuarto de onda de Z_0 , conectado a un stub en paralelo de igual Z_0 y longitud —el cual actuará como circuito abierto— después a una reactancia x_G antes de alcanzar la Z_{opt} . Ésta reactancia es producida por el segmento del conector de la compuerta del transistor que atraviesa la separación entre los postes para conectarse en el inicio del stub, en el cual se alcanzará el acoplamiento, como muestra la Figura 4.9.

Tomando como una estimación de impedancia realizable por el transformador $Z_T = 200 \Omega$ y utilizando la ecuación (2.39) se puede calcular la impedancia característica que ha de tener la sección del transformador de un cuarto de onda, tomando en cuenta la parte real de Z_{opt} y aproximándola a 16Ω .

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{Z_T Z_{opt}} \\ &= \sqrt{(200)(16)} \\ &= 56.6 \Omega. \end{aligned}$$

Así, teniendo una sección de impedancia característica $Z_0 = 56.6 \Omega$ de longitud $\lambda/4$ se puede sintetizar la impedancia óptima Z_{opt} . De la Tabla 4.2 se ve que la

impedancia más cercana a 56.6Ω corresponde a la separación de 0.25 mm entre postes, la cual tiene un valor de 55.9Ω .

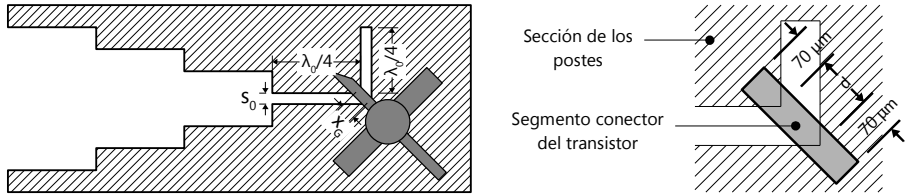


Figura 4.9: Conexión del transistor en la red de acoplamiento.

Para conectar la compuerta del transistor con la red de acoplamiento se necesitan al menos de $70 \mu\text{m}$ y una longitud d del conector, la cual está dada por la hipotenusa del triángulo rectángulo formado por la conexión de la última sección del transformador con el stub vertical (Figura 4.9 derecha, no a escala). Si la separación entre los postes es de 0.25 mm , la distancia d es de 0.35 mm . A ésta distancia hay que sumarle los dos extremos de $70 \mu\text{m}$, lo que resulta en un total de 0.49 mm de longitud. Éste conductor de 0.49 mm es el que provoca la reactancia x_G en la Figura 4.8, la cual modifica la Z_{opt} en la nueva impedancia Z_n .

Para determinar el valor de x_G en la banda de trabajo, se recurre a las hojas de especificaciones del transistor (Anexo B, hoja 4), en donde se muestran las dimensiones del transistor, y con ayuda de un simulador de procesos electromagnéticos se modela el segmento del transistor para conectar la compuerta como una línea de transmisión, con lo cual se obtienen los valores de la Figura 4.10.

Segmento del conector de la compuerta G del transistor

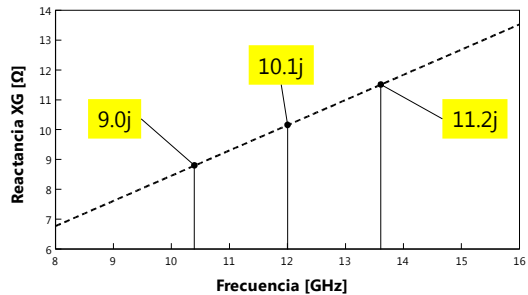
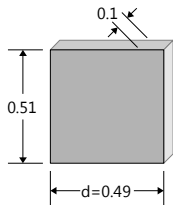


Figura 4.10: Reactancia x_G resultante (der.) del segmento de las dimensiones del conector del transistor (izq. en mm).

Conociendo ya x_G y Z_{opt} (Tabla 4.1) se puede calcular $Z_n @ 12 \text{ GHz}$:

$$\begin{aligned} Z_n &= Z_{opt} - x_G \\ &= 15.5 + 9.6j - 10.1j \\ &= 15.5 - 0.5j \approx 16 \Omega. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Ésta nueva impedancia está más cercana a la obtenida por el transformador de un cuarto de onda.

4.3.3 Calculo de las Impedancias de las Secciones del Transformador

Ya que se logró sintetizar la impedancia óptima para el transistor, se tiene el siguiente sistema simplificado, con $Z_{in} = 16 \Omega$ y $Z_0 = 56 \Omega$:

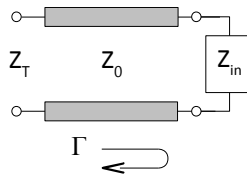


Figura 4.11: Impedancia Z_T reflejada hacia el transformador.

Con esto se puede calcular de manera exacta la impedancia reflejada Z_T , la cual va a ser la que se tendrá que sintetizar con el transformador para tener un sistema acoplado:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{16 - 56}{16 + 56} = -0.555, \\ \text{SWR} &= \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + |-0.555|}{1 - |-0.555|} = 3.5, \\ Z_T &= \text{SWR} \cdot Z_0 = (3.5)(56) = 196 \Omega. \end{aligned}$$

Ahora, el siguiente paso consiste en diseñar un transformador multiseccional para reducir los 500Ω de la impedancia característica de la guía de onda a 196Ω , que va a ser la nueva impedancia de carga. Se tienen dos opciones para el transformador, uno binomial y otro Chebyshev. La elección dependerá de con cual se alcance una figura de ruido menor.

4.3.3.1 Transformador Binomial

Diseñando un transformador binomial de 3 secciones para acoplar una carga de 500Ω a una línea de 196Ω con un coeficiente de reflexión máximo de 0.05, se tiene que los coeficientes binomiales están dados por la ecuación (2.46):

$$C_0 = \frac{3!}{0!3!} = 1, \quad C_1 = \frac{3!}{1!2!} = 3 = C_2.$$

Utilizando la ecuación (2.57) se obtienen las impedancias de las 3 secciones:

$$Z_1 = Z_0 \exp \left[\frac{C_0}{2^3} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) \right] = (196) \exp \left[\frac{1}{1} \ln \left(\frac{500}{196} \right) \right] = 220.3 \Omega,$$

$$Z_2 = Z_0 \exp \left[\frac{C_0 + C_1}{2^3} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) \right] = (196) \exp \left[\frac{1+3}{1} \ln \left(\frac{500}{196} \right) \right] = 313.0 \Omega,$$

$$Z_3 = Z_0 \exp \left[\frac{C_0 + C_1 + C_2}{2^3} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) \right] = (196) \exp \left[\frac{1+3+3}{1} \ln \left(\frac{500}{196} \right) \right] = 444.8 \Omega.$$

Utilizando la tabla de impedancias del Anexo A se buscan los valores más cercanos a los encontrados anteriormente para Z_1 , Z_2 y Z_3 y se modela el transformador como en la Figura 4.12, con $\lambda_{g0} = 33.1$ mm, la cual es la longitud de onda en el vacío:

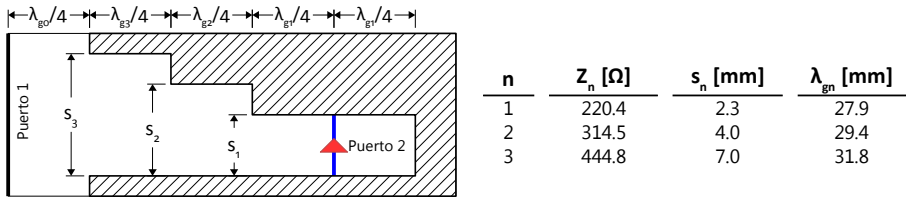


Figura 4.12: Diseño de la red de entrada utilizando un transformador binomial.

En el puerto 2 se deja una sección extra de $\lambda_{g1}/4$ la cual actuará como circuito abierto para poder registrar la impedancia de la onda en el puerto 2. Después de simular el modelo anterior se obtiene:

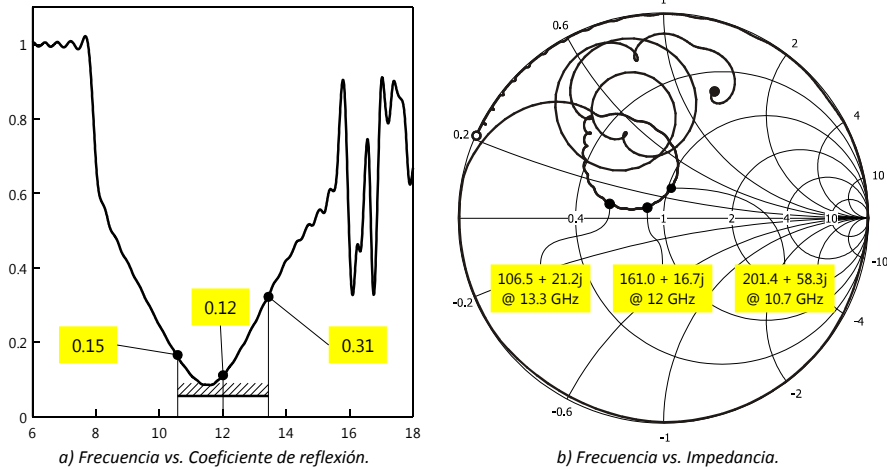


Figura 4.13: Respuesta de la red de entrada del transformador binomial.

Las impedancias alcanzadas (Figura 4.13b) difieren 17% en la frecuencia central y hasta 46% en los extremos, con una parte imaginaria considerable. De la respuesta en frecuencia (Figura 4.13a) se ve que el coeficiente de reflexión $\Gamma = |S_{33}|$ de 2 a 7.7 GHz es prácticamente 1, lo que indica que la frecuencia de corte del transformador está cercana a los 7.7 GHz, ya que a partir de éste valor el coeficiente disminuye.

El coeficiente de reflexión alcanzado está por arriba del especificado de 0.05, así que para obtener una mejor respuesta se optimiza el diseño con el simulador. Los parámetros a modificar para alcanzar éste coeficiente de reflexión son las distancias s_n (± 0.5 mm del valor inicial de cada una) y las longitudes λ_{gn} de las secciones (de 25.7 a 33.1 mm).

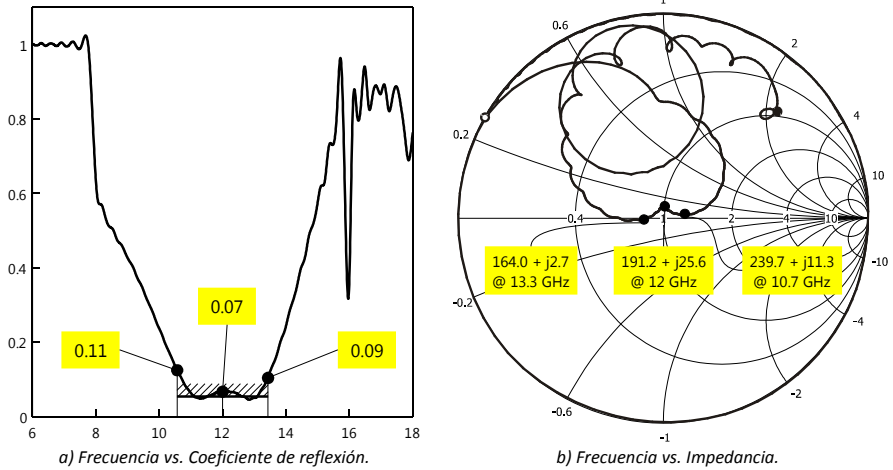


Figura 4.14: Respuesta de la red de entrada del transformador binomial optimizado.

Como se ve en la Figura 4.14, la respuesta obtenida después del proceso de optimización aún está por arriba de las especificaciones, pero al menos ya es más uniforme.

n	Z_n [Ω]	s_n [mm]	λ_{gn} [mm]
1	255.3	2.9	30.5
2	314.5	4.0	28.2
3	407.9	6.0	28.1

Tabla 4.3: Dimensiones del transformador binomial óptimo.

Antes de decidirse por éste tipo de transformador, se va a analizar el comportamiento del transformador de Chebyshev, el cual ofrece un ancho de banda mayor, a costa de un coeficiente de reflexión mayor.

4.3.3.2 Transformador Chebyshev

De la ecuación (2.44) se obtiene el coeficiente de reflexión total para un transformador de 3 secciones:

$$\begin{aligned}
 \Gamma(\theta) &\approx 2e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_{(N-1)/2} \cos \theta \right] && N \text{ impar} \\
 &= 2e^{-j3\theta} \left[\Gamma_0 \cos 3\theta + \Gamma_{(3-1)/2} \cos \theta \right] \\
 &= e^{-j3\theta} \left[2\Gamma_0 \cos 3\theta + 2\Gamma_1 \cos \theta \right].
 \end{aligned}$$

Ahora, utilizando el polinomio de orden 3 en la ecuación del coeficiente de reflexión total del transformador Chebyshev (2.62) se obtiene:

$$\begin{aligned}\Gamma(\theta) &= Ae^{-j3\theta}T_3(\sec\theta_m \cos\theta), \\ T_3(\sec\theta_m \cos\theta) &= \sec^3\theta_m (\cos 3\theta + 3\cos\theta) - 3\sec\theta_m \cos\theta, \\ \Gamma(\theta) &= Ae^{-j3\theta} [\sec^3\theta_m (\cos 3\theta + 3\cos\theta) - 3\sec\theta_m \cos\theta] \quad (4.9) \\ &= Ae^{-j3\theta} [\sec^3\theta_m \cos 3\theta + 3\sec^3\theta_m \cos\theta - 3\sec\theta_m \cos\theta] \\ &= Ae^{-j3\theta} [\sec^3\theta_m \cos 3\theta + 3(\sec^3\theta_m - \sec\theta_m) \cos\theta] \\ &= e^{-j3\theta} [(A\sec^3\theta_m) \cos 3\theta + 3A(\sec^3\theta_m - \sec\theta_m) \cos\theta].\end{aligned}$$

Comparando la ecuación (4.9) con la ecuación general del coeficiente de reflexión total (2.44) se obtienen las expresiones para calcular los coeficientes de reflexión locales de cada sección del transformador:

$$\begin{aligned}\Gamma(\theta) &= e^{-j3\theta} [(2\Gamma_0) \cos 3\theta + (2\Gamma_1) \cos\theta], \\ \Gamma(\theta) &= e^{-j3\theta} [(A\sec^3\theta_m) \cos 3\theta + 3A(\sec^3\theta_m - \sec\theta_m) \cos\theta], \quad (4.10)\end{aligned}$$

$$2\Gamma_0 = A\sec^3\theta_m \quad \Rightarrow \Gamma_0 = \frac{A}{2}\sec^3\theta_m, \quad (4.11)$$

$$2\Gamma_1 = 3A(\sec^3\theta_m - \sec\theta_m) \quad \Rightarrow \Gamma_1 = \frac{3A}{2}(\sec^3\theta_m - \sec\theta_m), \quad (4.12)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 \quad \text{por simetría.}$$

Con la ecuación (2.66) se determina el término $\sec\theta_m$:

$$\sec\theta_m = \cos \left[\frac{1}{3} \cos^{-1} \left(\frac{\ln(500/196)}{2(0.05)} \right) \right] = 1.515.$$

Sustituyendo el resultado anterior en (4.10), (4.11) y (4.12) teniendo en cuenta que $A = \Gamma_m$:

$$\Gamma_0 = \frac{0.05}{2}(1.515)^3 = 0.0869,$$

$$\Gamma_1 = \frac{3(0.05)}{2} [(1.515)^3 - 1.515] = 0.1472,$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_0 = 0.1472.$$

Las impedancias resultantes se calculan con (2.67):

$$Z_1 = Z_0 e^{2\Gamma_0} = (196.0) e^{2(0.0869)} = 233.2 \Omega,$$

$$Z_2 = Z_1 e^{2\Gamma_1} = (233.2) e^{2(0.1472)} = 313.0 \Omega,$$

$$Z_3 = Z_2 e^{2\Gamma_2} = (313.0) e^{2(0.1472)} = 420.2 \Omega.$$

Igual que con el transformador binomial, después de encontrar las impedancias correspondientes en la tabla de impedancias (Anexo A) se modela el transformador Chebyshev con las especificaciones de la Figura 4.15.

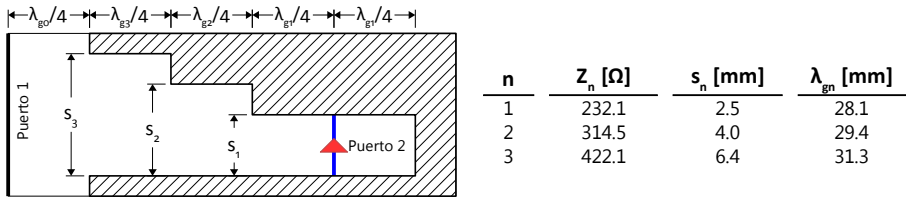


Figura 4.15: Diseño de la red de entrada utilizando un transformador Chebyshev.

En éste primer diseño se ve que la respuesta en frecuencia (Figura 4.16a) está por arriba de la especificación de $\Gamma = 0.05$ pero al menos es más uniforme en la banda de trabajo que la del transformador binomial. La frecuencia de corte también está cerca de 7.7 GHz, y la impedancia alcanzada en la frecuencia central (Figura 4.16b) es 10% menor que la establecida y hasta 27% mayor en los extremos, con una parte imaginaria mucho mayor.

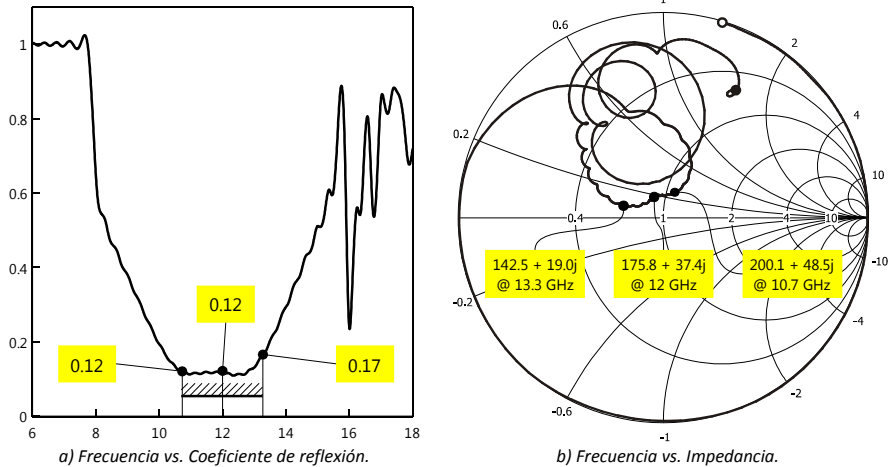


Figura 4.16: Respuesta de la red de entrada del transformador Chebyshev.

Para mejorar éstas características, se optimiza el modelo inicial con el simulador, variando las distancias s_n entre los postes (± 0.5 mm del valor inicial de cada una) y las longitudes λ_{gn} de las secciones (de 25.7 a 33.1 mm).

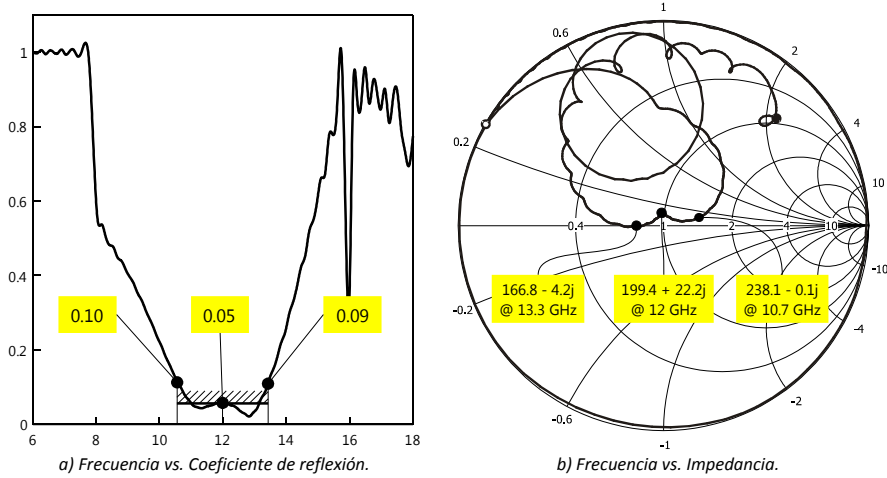


Figura 4.17: Respuesta de la red de entrada del transformador Chebyshev optimizado.

La respuesta del transformador de Chebyshev optimizado (Figura 4.17) mejoró un poco, ya que las impedancias obtenidas están más cerca de las deseadas, pero su respuesta en frecuencia no es tan plana como la del transformador binomial. Sin embargo, para elegir un tipo de transformador sobre otro se analizará su comportamiento con la pequeña red que acopla a 16Ω .

n	Z_n [Ω]	s_n [mm]	λ_{gn} [mm]
1	255.3	2.9	29.0
2	309.4	3.9	29.4
3	411.9	6.1	30.3

Tabla 4.4: Dimensiones del transformador Chebyshev óptimo.

4.3.3.3 Transformador de un Cuarto de Onda

Ya que se tiene un sistema optimizado con la respuesta lo más cercana posible a las especificaciones, se agrega la sección de 55.9Ω junto con el stub vertical al transformador antes diseñado. Es de esperarse que en éste primer diseño no se obtenga la respuesta esperada, por lo que de igual manera se optimizará éste diseño variando las longitudes del stub y de las secciones del transformador.

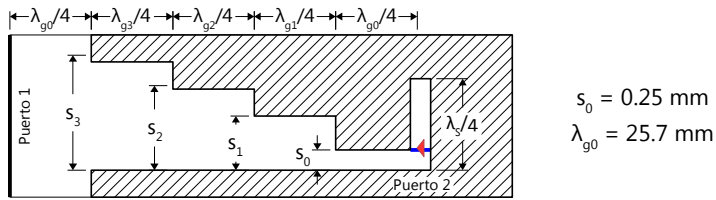
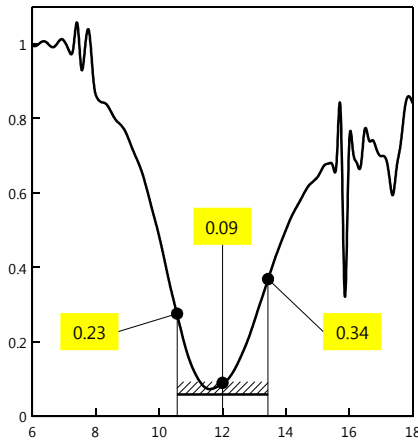
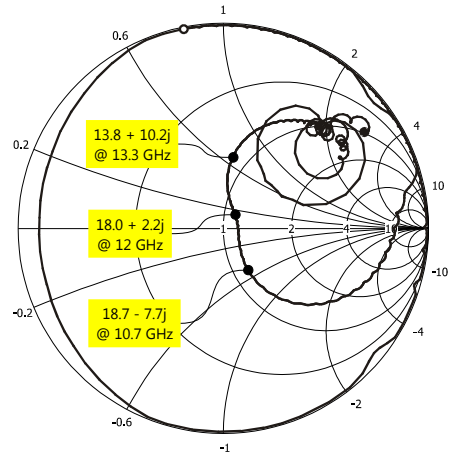


Figura 4.18: Diseño del transformador de 500 a 16 Ω.

El transformador se modela como la Figura 4.18 a partir del diseño de los transformadores binomial y Chebyshev anteriores, añadiendo la sección de separación s_0 e impedancia característica 55.9 Ω y el stub de un cuarto de onda. Después de la primera simulación se optimiza el diseño variando las longitudes de las secciones del transformador para alcanzar una respuesta lo más plana posible y cercana a cero en la banda de trabajo.



a) Frecuencia vs. Coeficiente de reflexión.



b) Frecuencia vs. Impedancia.

Figura 4.19: Respuesta del transformador binomial completo optimizado.

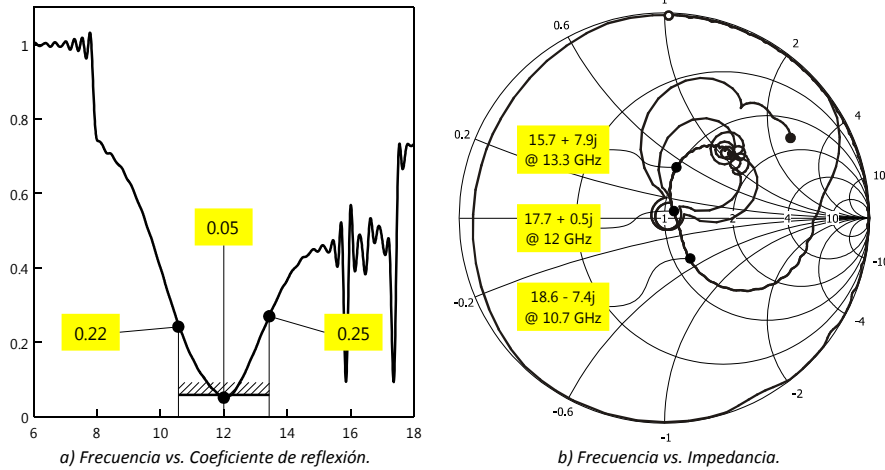


Figura 4.20: Respuesta del transformador Chebyshev completo optimizado.

Las dos respuestas son muy similares y se alcanza a notar lo angosto del ancho de banda del transformador de un cuarto de longitud de onda.

4.3.4 Figura de Ruido

El objetivo del transformador de impedancias anterior es el de formar la red de entrada del transistor para obtener un bajo ruido. Las impedancias óptimas necesarias para tal efecto fueron calculadas en la sección 4.1.2 a partir de las hojas de especificaciones del transistor y para un análisis completo se calculan para el rango de frecuencias de 2 a 18 GHz.

f [GHz]	F _{min} [dB]	r _n /Z ₀	Z _{opt} [Ω]	x _D [Ω]	Z _s Bin [Ω]	Z _s Cheb [Ω]
2	0.30	0.20	53.2 + 212.9j	1.7j	0.0 + 13.0j	-0.5 + 15.9
4	0.30	0.17	27.0 + 98.9j	3.4j	-0.1 + 31.6j	0.5 + 43.6
6	0.30	0.13	19.8 + 60.0j	5.1j	-0.2 + 91.1j	-12.6 + 339.2
8	0.37	0.09	16.5 + 37.8j	6.8j	142.3 + 110.5j	121.5 + 18.5
10	0.44	0.05	15.1 + 22.0j	8.5j	20.8 - 19.4j	20.2 - 15.1
12	0.50	0.03	15.6 + 9.6j	10.1j	18.0 + 2.3j	17.7 + 0.5
14	0.56	0.02	17.6 - 2.3j	11.8j	12.8 + 16.3j	16.3 + 12.7
16	0.61	0.05	22.2 - 15.4j	13.5j	12.1 + 28.8j	15.0 + 17.8
18	0.65	0.09	32.9 - 29.8j	15.2j	12.5 + 50.5j	26.9 + 39.1

Tabla 4.5: Datos para calcular la figura de ruido.

A partir de las impedancias de la Tabla 4.5 se puede calcular la nueva figura de ruido utilizando la ecuación (3.21):

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{\text{opt}}|^2,$$

$$Z_{\text{Sn}} = Z_s + x_D; \quad Y_s = 1/Z_{\text{Sn}}; \quad Y_{\text{opt}} = 1/Z_{\text{opt}};$$

$$R_n = Z_0 r_n; \quad G_s = \text{Re}\{Y_s\}.$$

La figura de ruido mínimo F_{\min} y la resistencia equivalente de ruido r_n se obtienen de las hojas de especificaciones del transistor (Anexo B), F_{\min} debe pasarse de decibeles a 'número de veces', r_n se desnormaliza con 50Ω . La impedancia de la fuente Z_s se toma a partir de las obtenidas por los transformadores binomial y Chebyshev con una impedancia característica de referencia de 50Ω , como la que se toma en las hojas de especificaciones.

Se calcula entonces la figura de ruido de las redes de entradas sintetizadas por el transformador binomial y el de Chebyshev para analizar cual de las dos presenta la menor. La Figura 4.21 muestra los resultados para ambos transformadores después de haber convertido los valores resultantes de la ecuación (3.21) a decibeles.

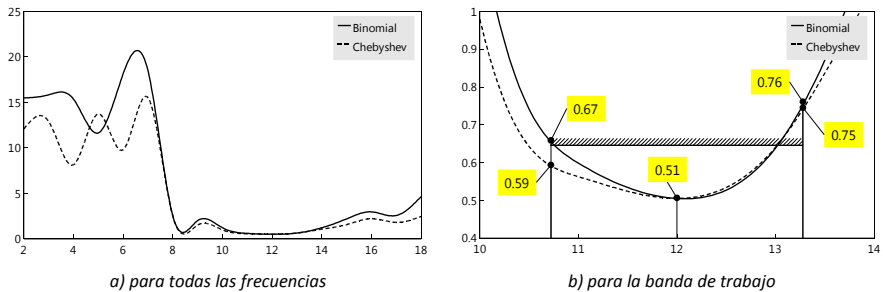


Figura 4.21: Frecuencia [GHz] vs. Figura de ruido [dB] para la red de entrada de la guía de onda "H".

Los dos transformadores fuera de la banda de trabajo no están acoplados, por lo que el ruido se dispara (Figura 4.21a) mientras que se mantiene bajo dentro de la banda. La Figura 4.21b muestra el detalle para la banda de trabajo. Ambos transformadores presentan respuestas similares y ambos tienen una figura de ruido igual en la frecuencia central. Sin embargo, el transformador de Chebyshev tiene una figura de ruido menor en la banda, aunque se pasa por 0.1 dB en un extremo, por lo que se elige éste sobre el binomial.

Las medidas finales para la red de entrada del amplificador son:

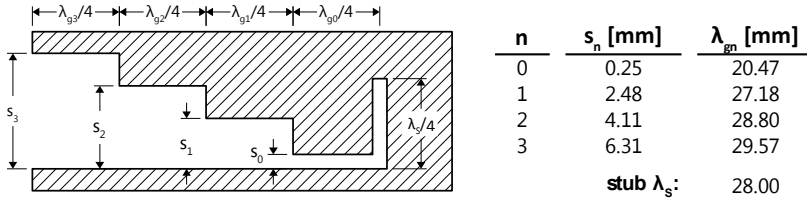


Tabla 4.6: Medidas del diseño final de la red de entrada.

4.4 Red de Salida

Para obtener la ganancia máxima posible del amplificador, la carga a la cual está conectado debe ser igual al complejo conjugado de su impedancia de salida ($Z_L = Z_{out}^*$, sección 3.2). Para calcular la impedancia de salida del transistor hay que tomar en cuenta el transformador de impedancias de la red de entrada, esto es, la impedancia de la fuente y además la reactancia del inductor conectado en el transistor para estabilizarlo. Para esto se utiliza un arreglo de dos redes conectadas en cascada como muestra la Figura 4.22.

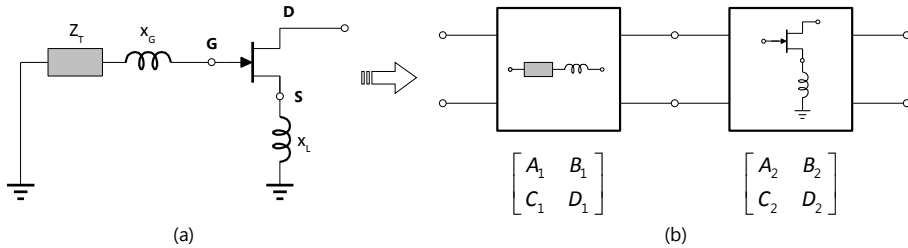
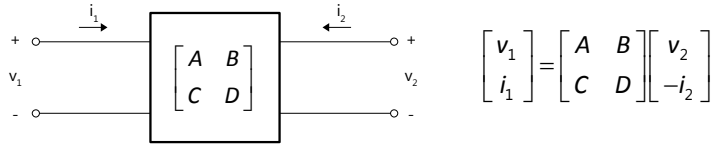


Figura 4.22: Cálculo de la impedancia de salida a partir de los parámetros ABCD.

El sistema que se tiene se muestra en la Figura 4.22a: Z_T es la impedancia alcanzada por el transformador de la red de entrada y x_G es la reactancia del conector de la compuerta del transistor. En 4.22b se muestra la conexión en cascada de las matrices ABCD de la red de entrada ($Z_T + x_G$) y de la red del transistor estabilizado (transistor + inductancia conectada en la fuente x_S). La matriz ABCD de la red de entrada se calcula a partir del circuito equivalente mostrado en la Tabla 2.2. La matriz ABCD del transistor estable se determina transformando la matriz S calculada en la sección 4.1.1 para el transistor estable utilizando las expresiones (2.102) a (2.105).

Con las dos matrices ABCD resultantes se procede de la siguiente manera para el sistema en cascada:



Resolviendo para el vector de voltaje y corriente en la salida:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix},$$

$$\frac{1}{AD-BC} \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}.$$

De la ley de Ohm, $Z = V / I$:

$$v_2 = \frac{1}{AD-BC} (Dv_1 - Bi_1),$$

$$i_2 = \frac{1}{AD-BC} (Cv_1 - Ai_1),$$

$$\frac{v_2}{i_2} = \frac{\cancel{AD-BC} (Dv_1 - Bi_1)}{\cancel{AD-BC} (Cv_1 - Ai_1)},$$

$$= \frac{D \frac{v_1}{-i_1} - B \frac{i_1}{-i_1}}{C \frac{v_1}{-i_1} - A \frac{i_1}{-i_1}}.$$

Teniendo en cuenta que $Z_{in} = v_1 / -i_1$, y $Z_{out} = v_2 / i_2$:

$$Z_{out} = \frac{DZ_{in} + B}{CZ_{in} + A}. \tag{4.13}$$

Con (4.13) ya se puede calcular la impedancia de salida:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_T + x_G \\ Z_T &= 17.7 + 0.5j \, \Omega \\ x_G &= 10.1j \, \Omega \end{aligned} \quad \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.456 \angle 96.9^\circ & 14.319 \angle 108.0^\circ \\ 0.005 \angle 40.5^\circ & 0.134 \angle 33.3^\circ \end{bmatrix},$$

$$Z_{out} = \frac{DZ_{in} + B}{CZ_{in} + A} = 24.1 - 13.8j \, \Omega.$$

La impedancia a la salida del transistor para alcanzar una ganancia máxima es $Z_L = Z_{out}^* = 24.1 + 13.8j \Omega$ en 12 GHz. De igual manera que con el transformador de entrada, se diseña un transformador Chebyshev de tres secciones para acoplar a una impedancia intermedia, y después se utiliza un transformador de un cuarto de onda para acoplar a la impedancia de carga Z_L , tomando en cuenta la reactancia del conector del drenaje del transistor.

Calculando los coeficientes de reflexión con (4.10), (4.11) y (4.12), y las impedancias de las secciones con (2.67) se obtiene $Z_1 = 164.8 \Omega$, $Z_2 = 255.9 \Omega$, y $Z_3 = 397.4 \Omega$. Después se buscan los valores más cercanos a éstas impedancias en la tabla del Anexo A con su correspondiente longitud de onda, después se optimiza el diseño para obtener una respuesta cercana a cero en la banda de trabajo. Por último, se agrega el transformador de un cuarto de onda para obtener 24Ω en la frecuencia central.

Sin embargo, con éste primer diseño sólo se alcanzó una ganancia máxima en la frecuencia central, ya que para 10 y 14 GHz la impedancia de carga debe ser $27.5 + 28.9j$ y $27.2 + 5.6j \Omega$ respectivamente, las cuales son mayores en la parte imaginaria respecto a las impedancias alcanzadas por el transformador. Para obtener una parte imaginaria mayor se optimizó el diseño para que acople a una frecuencia menor, de 10 GHz en éste caso, de ésta manera se alcanzó una parte imaginaria mayor en la banda de trabajo. La respuesta de la red de salida así como el diseño final se muestran en la Figura 4.23 y Figura 4.24 respectivamente.

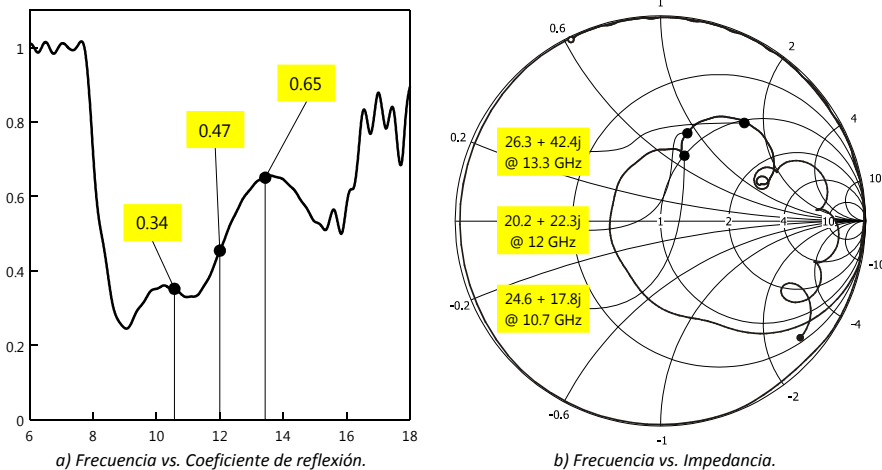


Figura 4.23: Respuesta de la red de salida optimizada.

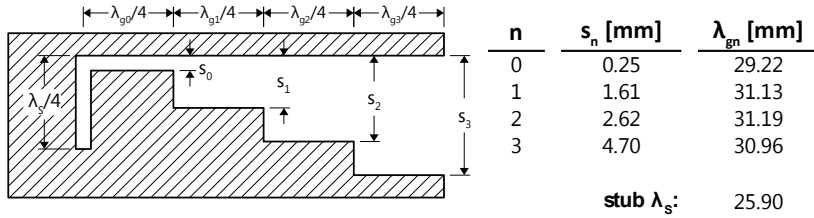


Figura 4.24: Medidas del diseño final de la red de salida.

4.4.1 Ganancia Máxima

Ya que se tiene la red de salida, se calcula la ganancia obtenida por el transistor a partir de sus parámetros S (Anexo B) modificados por el inductor (sección 2.5.2.1) y las impedancias de fuente Z_s y carga Z_L .

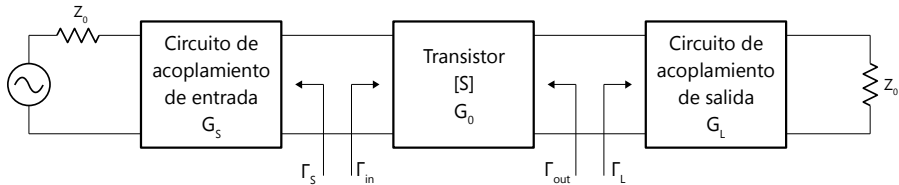


Figura 4.25: Circuito general de un amplificador basado en un transistor.

Un amplificador de microondas de una sola etapa basado en un transistor puede ser modelado por el circuito de la Figura 4.25, en donde una red de acoplamiento se utiliza en ambos lados del transistor para transformar las impedancias de entrada y salida Z_0 a las impedancias de fuente y de carga Z_s y Z_L . La definición de ganancia más útil para el diseño de un amplificador es la ganancia de potencia del transductor (3.18), la cual es útil para los casos de desacoplamiento en la fuente y en la carga. Por lo tanto, de (3.18) se pueden definir factores de ganancia efectiva separados para la red de acoplamiento de entrada (fuente), el transistor y la red de acoplamiento de salida como sigue:

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2}, \quad (4.14)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2, \quad (4.15)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (4.16)$$

Entonces, la ganancia total del transductor es $G_T = G_S G_0 G_L$. Las ganancias efectivas de G_S y G_L son debidas al acoplamiento de impedancias del transistor a la carga Z_0 [53].

Para la ganancia en la fuente (4.14) en 12 GHz, se calcula el coeficiente de reflexión en la fuente con (3.4), el coeficiente de reflexión en la entrada con (3.7) y el coeficiente de reflexión en la carga con (3.3):

$$\begin{aligned}\Gamma_s &= \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = \frac{17.7 + 10.6j - 50}{17.7 + 10.6j - 50} = -0.443 + 0.226j, \\ \Gamma_L &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{20.2 + 32.4j - 50}{20.2 + 32.4j - 50} = -0.174 + 0.541j, \\ [S] &= \begin{bmatrix} 0.613 \angle -166^\circ & 0.069 \angle 11^\circ \\ 3.368 \angle 14^\circ & 0.397 \angle -131^\circ \end{bmatrix}, \\ \Gamma_{in} &= S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} = -0.695 - 0.015j, \\ G_S &= \frac{1 - |-0.443 + 0.226j|^2}{|1 - (-0.695 - 0.015j)(-0.443 + 0.226j)|^2} = 1.803 \text{ dB}.\end{aligned}$$

La ganancia en el transductor (4.15) es:

$$\begin{aligned}G_0 &= |S_{21}|^2 = |3.368 \angle 14^\circ|^2 \\ &= 10.545 \text{ dB}.\end{aligned}$$

La ganancia en la carga (4.16) es:

$$\begin{aligned}G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} = \frac{1 - |-0.174 + 0.541j|^2}{|1 - (0.397 \angle -131^\circ)(-0.174 + 0.541j)|^2} \\ &= 0.281 \text{ dB}.\end{aligned}$$

Por lo tanto, la ganancia total del transductor en 12 GHz es $G_T = G_S G_0 G_L$, o bien, $G_T = G_S + G_0 + G_L$ cuando se trabaja con decibeles:

$$G_T = 1.803 + 10.545 + 0.281 = 12.63 \text{ dB}.$$

Repitiendo los cálculos para toda la banda se obtiene:

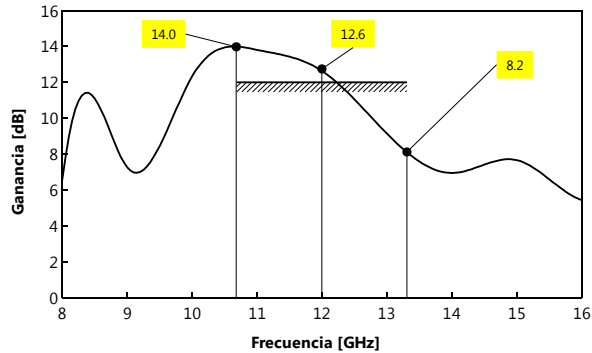


Figura 4.26: Ganancia obtenida por el transistor.

la cual es la ganancia proporcionada por el transistor únicamente, falta calcular la ganancia entregada por todo el sistema.

4.5 Polarización del Transistor

La red de polarización está basada en una tecnología híbrida de circuitos integrados para ondas milimétricas originalmente propuesta por Chenakin, Martynyuk y Skachko en 1997 [2], la cual se describe a continuación.

La principal tendencia en el desarrollo de circuitos integrados de microondas es la de utilizar un sustrato dieléctrico relativamente grueso con capas delgadas de metal formadas en su superficie, gracias a la adaptabilidad de ésta tecnología.

Sin embargo, procediendo de ésta manera se dificulta sacar provecho de las posibilidades de los dispositivos modernos de estado sólido en ondas milimétricas, debido a las siguientes desventajas:

- el sustrato dieléctrico relativamente grueso e imperfecto concentra el campo electromagnético, lo que resulta en un incremento en las pérdidas de inserción;
- es difícil realizar circuitos de polarización de bajas pérdidas y banda ancha, así como circuitos de choque;
- el sustrato dieléctrico dificulta la disipación efectiva de calor de los dispositivos de estado sólido, lo que resulta en un decremento de sus parámetros;

- d) no todos los materiales dieléctricos pueden operar en muy bajas temperaturas;
- e) algunos materiales dieléctricos tienen una pobre estabilidad a largo plazo.

Éste análisis indica que un circuito integrado que no utilice un sustrato dieléctrico como su principal elemento sería muy atractivo. Por lo tanto, se propone utilizar una placa gruesa de metal perforada como sustrato del circuito integrado, mientras que unas estructuras de película delgada de metal-dieléctrico fabricadas encima de la superficie del sustrato serán utilizadas como circuito de polarización de bajas pérdidas y circuito de choque.

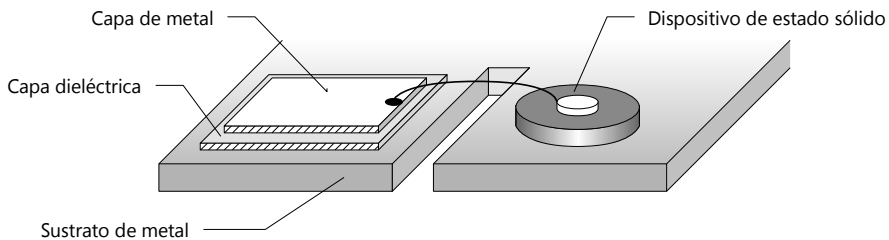


Figura 4.27: Circuito integrado híbrido basado en una estructura metal-dieléctrico-metal.

De acuerdo con la tecnología propuesta, una placa relativamente gruesa de cobre (de 0.3 a 5 mm) se utiliza como sustrato (Figura 4.27). Después, por medio de un depósito local de la película se fabrican estructuras de metal-dieléctrico (5 a 7 μm) sobre la superficie pulida del sustrato. Un compuesto dieléctrico especial basado en SiO se sintetiza para disminuir el factor de disipación (o *tangente de pérdidas*, $\tan\delta$) y para proporcionar la adhesión necesaria.

El sustrato de metal altamente conductor se perfora para formar la estructura de microondas deseada, en éste caso, los postes de la guía de onda "H". Ésta estructura resulta en una pérdida de inserción baja y excelente disipación del calor. Los mejores resultados se han alcanzado con el material dieléctrico basado en SiO.

La estructura delgada de metal-dieléctrico sobre el sustrato de metal permite la realización de líneas de microcinta de impedancia extremadamente baja (de 3 a 5 Ω) con la ayuda de procesos estándares de fotolitografía.

Por lo tanto, en altas frecuencias la influencia de la estructura de metal-dieléctrico descrita es despreciable. El circuito integrado propuesto se puede considerar una hoja de metal altamente conductor perforada con el dispositivo de estado sólido montado sobre su superficie. Esto permite alcanzar los altos parámetros de los modernos dispositivos de estado sólido para ondas milimétricas.

La tecnología propuesta para la fabricación del circuito de la polarización se realiza como sigue:

1. *Preparación del sustrato.* Una placa de cobre se utiliza como sustrato. Después se realiza un pulido mecánico seguido de una limpieza química, esto para obtener una adhesión satisfactoria.
2. *Depósito de la capa dieléctrica.* Una máscara delgada de metal para el contacto con ventanas especiales se hace por el método de fotolitografía.
3. *Depósito de la capa de metal.* Una capa delgada de cobre se deposita sobre la película del dieléctrico a través de la misma máscara del contacto de metal.
4. *Fotolitografía.* La topología requerida para el circuito de polarización se realiza utilizando el método estándar de fotolitografía.
5. *Corte.* Un proceso de electroerosión se utiliza para formar la estructura de microondas deseada.
6. *Recubrimiento.* El recubrimiento de oro del sustrato se realiza para alcanzar la estabilidad química y la alta conductividad necesarias.
7. *Ensamble.* La sujeción se realiza por soldadura. Se adhieren cables por el método de termocompresión o por potencia ultrasónica.

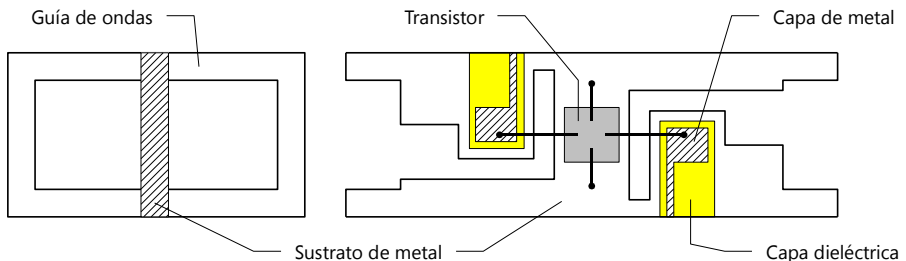


Figura 4.28: Diseño de la red de polarización del amplificador.

Para un amplificador basado en una guía de onda, sobre un lado del sustrato de metal se fabrica el circuito para la polarización. El diseño descrito tiene todas las ventajas mencionadas anteriormente y además, debido a la impedancia característica baja de la guía de onda "H", es posible obtener un ancho de banda más amplio para acoplar a un transistor para ondas milimétricas, a diferencia del alcanzado por los diseños ampliamente conocidos basados en *fin-line*.

4.6 Resultados Obtenidos

Para poder caracterizar al amplificador de bajo ruido se deben considerar a las redes de entrada, el transistor y la red de salida como un sólo sistema. Para esto, se utilizan los parámetros ABCD de cada red y se multiplican para obtener la matriz ABCD del sistema completo, como muestra la Figura 4.29.

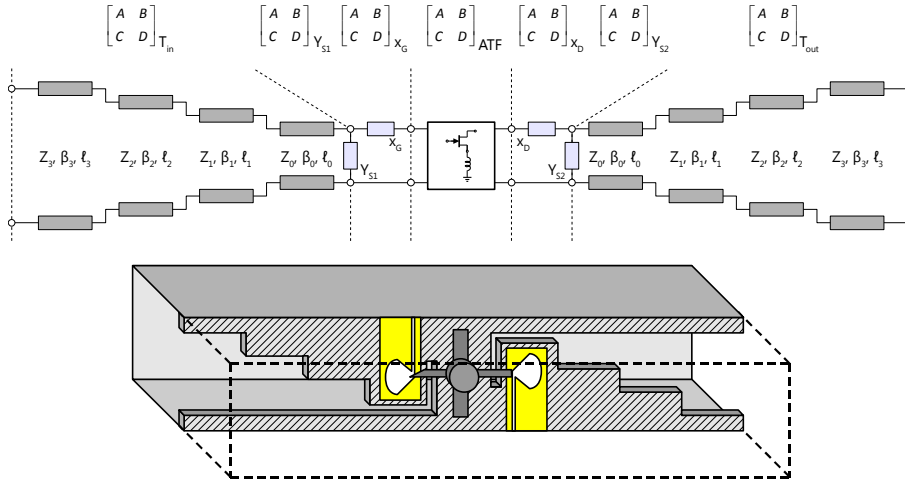


Figura 4.29: Amplificador de bajo ruido basado en una guía de onda "H".

La red de entrada se compone por las 4 secciones del transformador de impedancias (ABCD_{Tin}) más la reactancia del conector de la compuerta del transistor (ABCD_{XG}) y la admitancia del stub (ABCD_{YS1}). Cada sección tiene su impedancia característica Z_n , su constante de propagación β_n y su longitud $\ell_n = \lambda_{gn}/4$. Para calcular los parámetros ABCD de la red de entrada, hay que obtener los parámetros ABCD de cada sección del transformador. De acuerdo a la Tabla 2.2 los parámetros ABCD de una línea de transmisión están dados por:

$Z_n \beta_n$

ℓ_n

$$A = \cos(\beta_n \ell_n) \quad B = jZ_n \sin(\beta_n \ell_n)$$

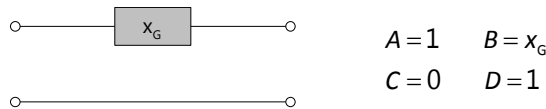
$$C = jY_n \sin(\beta_n \ell_n) \quad D = \cos(\beta_n \ell_n)$$

De la Tabla 4.6 se obtiene la λ_{gn} de cada sección del transformador, y con su separación s_n y la tabla del Anexo A se obtienen su Z_n y su β_n para 12 GHz.

n	Z_n [Ω]	β_n [1/m]	λ_{gn} [mm]
0	55.9	244.7	20.47
1	232.1	223.8	27.18
2	319.5	213.3	28.80
3	419.7	200.8	29.57

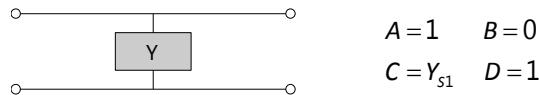
Tabla 4.7: Datos (Z_n , β_n y λ_{gn}) de cada sección del transformador de la red de entrada para calcular sus matrices ABCD equivalentes.

También de la Tabla 2.2 se obtienen los parámetros ABCD de una impedancia conectada en serie y de una admitancia conectada en paralelo, en donde $x_G = 10.1j \Omega$ para 12 GHz:



La admitancia del stub se calcula a partir de la impedancia característica de la línea y de la longitud del stub. De la Tabla 4.6 y del Anexo A se tiene que $Z_0 = 55.9 \Omega$, $\beta_s = 244.7$ 1/m y $\ell_s = 28/4$ mm, sustituyendo estos valores en la ecuación (4.17) se tiene que $Y_{s1} = 2.6j$ m Ω .

$$Y_{s1} = 1 / jZ_0 \tan(\beta_s \ell_s). \tag{4.17}$$



Para calcular los parámetros ABCD de la red de entrada se multiplican las matrices ABCD de cada sección en el orden en el cual están conectadas, esto es:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{in} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{3} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{2} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{1} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{0} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Y_{s1}} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{x_G} \\
 &= \begin{bmatrix} 5.3 & -53.648j \\ -0.003j & 0.161 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Los parámetros ABCD del transistor estable se obtienen por el procedimiento descrito en la sección 4.1.1:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{ATF} = \begin{bmatrix} 0.111+0.022j & -0.257-2.443j \\ 0.006 & 0.196-0.092j \end{bmatrix}.$$

El procedimiento para obtener la matriz ABCD de la salida es igual al procedimiento para la matriz de entrada, salvo que el orden de la multiplicación de las secciones es el inverso, como se ve en la Figura 4.29, y la reactancia del conector del drenaje del transistor (x_D) es la misma que la del conector de la compuerta (x_G), ya que la separación de la primera sección del transformador es la misma en ambos casos:

n	Z_n [Ω]	β_n [1/m]	λ_{gn} [mm]
0	55.9	244.7	29.22
1	164.2	231.9	27.10
2	250.8	221.6	28.40
3	395.3	203.9	30.80

Tabla 4.8: Datos (Z_n , β_n y λ_{gn}) de cada sección del transformador de la red de salida para calcular sus matrices ABCD equivalentes.

La matriz ABCD de la admitancia del stub de la red de salida se calcula de igual manera que la del stub de la entrada, con su longitud $\ell_s = 25.9/4$ mm, siendo $Y_{s2} = 244j \mu\Omega$ en 12 GHz.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{out}} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{x_D} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Y_{s2}} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_0 \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_3 \\ &= \begin{bmatrix} 0.2 & 101.47j \\ 0.0 & 4.5 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

La matriz ABCD equivalente del amplificador de bajo ruido se obtiene multiplicando las tres matrices anteriores en el orden de conexión:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{LNA}} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{in}} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{ATF}} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{out}} \\ &= \begin{bmatrix} 0.143 - 0.089j & 13.393 - 44.31j \\ 0 & 0.138 + 0.02j \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

La ganancia del amplificador, así como el VSWR en la entrada y salida se obtienen transformando la $[\text{ABCD}]_{\text{LNA}}$ resultante a su equivalente en [S] con las ecuaciones (2.102) a la (2.105), teniendo en cuenta que los parámetros S toman en cuenta que los puertos estén acoplados. Los puertos del LNA son las terminales de la guía de onda WR-75, la cual tiene una impedancia característica $Z_{TE} = 499.6 \Omega$ en 12 GHz, como se determinó en la sección 4.2.1

$$[S]_{\text{LNA}} = \begin{bmatrix} 0.444 \angle -84.0^\circ & 0.094 \angle 20.1^\circ \\ 4.624 \angle 23.4^\circ & 0.174 \angle 177.1^\circ \end{bmatrix}$$

La ganancia del LNA está dada por (4.15), y el VSWR en la entrada y en la salida por (2.37), teniendo en cuenta que $\Gamma_s = S_{11}$ y $\Gamma_L = S_{22}$. Por lo tanto, para 12 GHz se tiene:

$$G_{\text{LNA}} = 13.3 \text{ dB},$$

$$\text{SWR}_{\text{in}} = 2.60,$$

$$\text{SWR}_{\text{out}} = 1.42.$$

Repitiendo el análisis anterior para la banda de trabajo se obtiene:

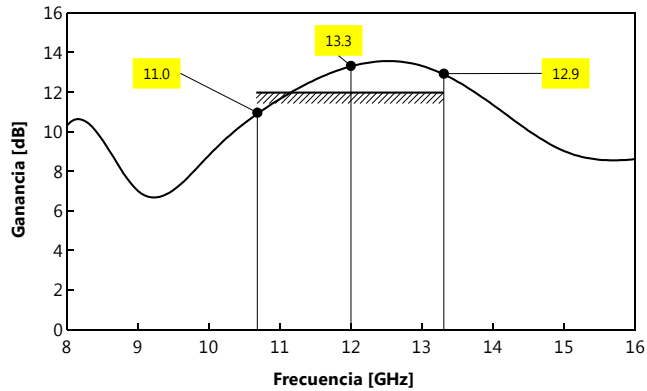


Figura 4.30: Ganancia del amplificador de bajo ruido.

La ganancia del sistema es mayor a 12 dB para el 85% de la banda de trabajo. La relación de onda estacionaria en la entrada es mayor a 1.5 en toda la banda, y en la salida está cercana a la especificación.

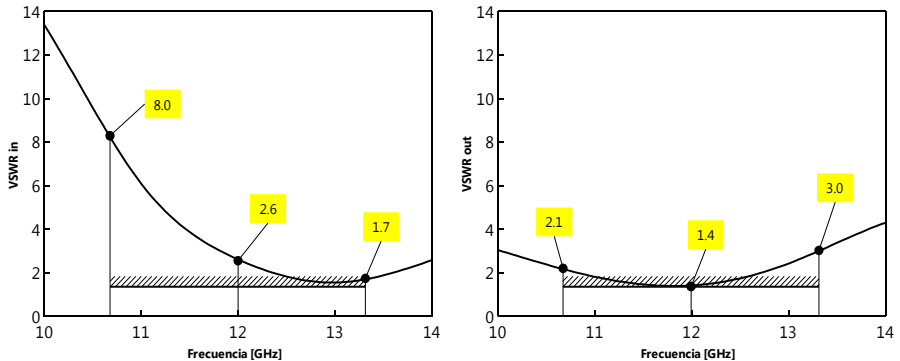


Figura 4.31: Relación de onda estacionaria del amplificador de bajo ruido, VSWR_{in} (izq.) VSWR_{out} (der.)

Después de varios procesos de optimización no se logró disminuir la VSWR sin comprometer la figura de ruido o la ganancia del sistema, que son los parámetros más importantes del amplificador, por lo que se optó por dejarlos así.

La figura de ruido del amplificador es menor a 0.65 dB para el 92% de la banda y tan sólo se pasa por 0.1 dB en el extremo superior:

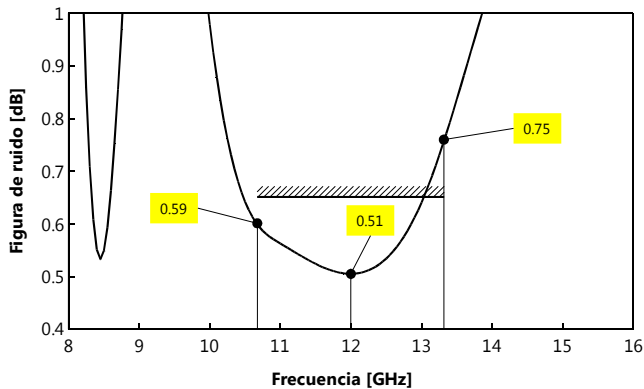


Figura 4.32: Figura de ruido del amplificador de bajo ruido.

4.7 Conclusiones

1. En un amplificador se deben evitar las oscilaciones estabilizando incondicionalmente al transistor. La estabilización se logra agregando elementos inductivos en las terminales del transistor, los cuales no consumen potencia real y no agregan pérdidas en la banda de trabajo ni aumentan la figura de ruido. Se consiguió estabilizar al transistor en la banda de trabajo con un inductor de 0.03 nH conectado en la fuente, y agregando un circuito antioscilaciones se estabilizó para todas las frecuencias.
2. La guía de onda “H” permite sintetizar fácilmente las impedancias necesarias por el transistor para obtener las especificaciones de ruido y ganancias deseadas. Además se puede acoplar en su entrada o salida a una guía de onda rectangular estándar (WR-75) utilizada comúnmente en la misma banda de trabajo para aplicaciones de radiodifusión satelital y no contribuye de manera considerable añadiendo ruido o atenuando la señal, por lo que el desempeño del amplificador de bajo ruido no se verá afectado.

3. Las impedancias en la entrada y salida del transistor definen la figura de ruido y la ganancia del amplificador respectivamente. Si éstas impedancias no son las óptimas, el ruido aumenta y la ganancia disminuye. Los transformadores diseñados sólo alcanzaron las impedancias óptimas para la frecuencia central ($17.7 + 0.5j \Omega$ en la entrada y $20.2 + 22.3j \Omega$ en la salida), por lo que en los extremos el ruido aumentó (0.75 dB máximo) y la ganancia disminuyó (11 dB mínimo).
4. De los transformadores de impedancias vistos, existe un intercambio entre ancho de banda por longitud del transformador. Entre más secciones tenga el transformador, la banda de frecuencias para las cuales el sistema está acoplado será mayor. Para el transformador de Chebyshev se obtuvieron casi 2.6 GHz de ancho de banda con un coeficiente de reflexión máximo $\Gamma = 0.1$, y con el transformador de una sección de un cuarto de onda tan sólo 1 GHz con la misma reflexión.
5. Para los circuitos de polarización y estabilización del transistor se utilizará una tecnología híbrida reciente que aprovecha la ventaja de poder diseñar una estructura compleja por medio de fotolitografía, además de formar los postes metálicos necesarios para construir la guía de onda "H". Esto sin añadir pérdidas por inserción, sin disminuir el ancho de banda y permitiendo una adecuada disipación del calor, lo que permitirá alcanzar el mejor desempeño de los parámetros del transistor.
6. Como existe una estrecha relación entre ruido, ganancia, impedancias de entrada/salida y VSWR, no se puede modificar uno de estos parámetros sin afectar a los otros. Por ésta razón no se logró disminuir el $VSWR_{in} = 8.0$ (máximo) sin comprometer el ruido del sistema (0.51 dB mínimo) y siendo éste último el parámetro más importante del amplificador se optó por dejar el VSWR así. En la salida el VSWR fue mejor, con un máximo de 3.0 y un mínimo de 1.4, el cual se puede mejorar añadiendo una segunda etapa de amplificación.

5. Conclusiones Generales

En la ingeniería, la solución de un problema involucra un estudio previo del mismo, un análisis matemático, un conocimiento físico de las condiciones a las que está sujeto y saber hacer un buen intercambio entre los resultados esperados, es decir, saber que característica de la solución comprometer en favor de otra más importante.

1. En los MESFETs y MOSFETs se compromete la frecuencia de operación (< 6 GHz) a cambio de una alta potencia de salida (> 50 kW) y un nivel muy grande de integración (VLSI), lo que permite fabricar circuitos integrados con ellos para ser utilizados en aplicaciones digitales.
2. Los HEMTs comprometen la potencia (< 1 W) a cambio de una figura de ruido baja (< 1 dB) en frecuencias altas, y los HBTs cambian el bajo ruido (> 1 dB) en altas frecuencias por una potencia mayor (> 10 W) que la de los HEMTs.
3. La matriz de parámetros S permite conocer la respuesta de un bipuerto en altas frecuencias, ya que directamente proporciona los coeficientes de reflexión en la entrada (S_{11}) así como en la salida (S_{22}), la ganancia ($|S_{21}|^2$) y el aislamiento entre los puertos del dispositivo (S_{12}).
4. Los parámetros ABCD facilitan el cálculo de redes en cascada, además de que se pueden obtener a partir de los parámetros S, y de igual manera, la conversión entre distintos tipos de parámetros también es directa, a través de unas sencillas ecuaciones.
5. Una guía de onda "H" presenta bajas pérdidas (0.3 dB/m), una impedancia característica baja (hasta 10Ω), soporta potencias altas (hasta 1 MW) y se puede utilizar para acoplar impedancias fácilmente, por lo que es ideal

para un amplificador de bajo ruido, ya que prácticamente no contribuirá aumentando el ruido del sistema ni atenuando la señal amplificada.

6. La tecnología híbrida para circuitos integrados, la cual tiene como principal elemento un placa de metal como sustrato y una película delgada de metal-dieléctrico, permite la realización de circuitos complejos por medio de fotolitografía, en el caso de éste trabajo: los circuitos de polarización y de estabilización del transistor. Al no añadir pérdidas al sistema y no disminuir el ancho de banda, permite trabajar con los altos parámetros de un dispositivo de estado sólido, a diferencia de la tecnología basada en un sustrato dieléctrico, la cual merma ésta posibilidad.
7. A mayor número de secciones de un transformador de impedancias, el ancho de banda es mayor, la transición de la impedancia característica de la línea de transmisión a la impedancia deseada es más suave y la capacitancia parásita disminuye. Con los transformadores de 3 secciones se consiguió un ancho de banda cercano a 2.6 GHz con una parte imaginaria baja, lo que ayudó a que ésta capacitancia fuera casi despreciable en la entrada ($17.7 + 0.5j \Omega$) al añadir el transformador de una sección, aunque el ancho de banda se redujo a 1 GHz.
8. Ya que con el transformador de impedancia no se logran sintetizar todas las impedancias óptimas necesarias por el transistor, en los extremos de la banda en los cuales el sistema no está acoplado (se tienen $24.6 + 17.8j \Omega$ en lugar de los $27.5 + 28.9j \Omega$ óptimos necesarios en la salida), la figura de ruido aumenta (0.75 dB máximo, 0.1 dB por arriba de la especificación) y la ganancia disminuye (11 dB, 1 dB por debajo de lo especificado) y esto a su vez cambia el VSWR en la entrada y salida del amplificador (8.0 y 3.0 máximo respectivamente, siendo 1.5 la especificación).

En el presente trabajo se ha presentado el procedimiento para diseñar un amplificador de bajo ruido basado en una guía de onda "H". Se han analizado los diferentes dispositivos de microondas que componen al amplificador para aprovechar las ventajas de cada uno, y por último, se ha hecho un intercambio entre el VSWR y la figura de ruido con el propósito de mantener a ésta última lo más baja posible (0.51 dB mínimo, a cambio de un $VSWR_{in} = 2.6$ para la misma frecuencia), la cual es el parámetro más importante del amplificador. El $VSWR_{out}$ y la ganancia (13.3 dB máximo, 11 dB mínimo) se pueden mejorar en etapas posteriores a ésta, ya que en la salida ésta relación es mejor (3.2 máximo y 1.4 mínimo). En la primer etapa el principal objetivo era mantener el ruido lo más bajo posible, ya que ésta primera etapa define la mayor parte del ruido total de un sistema en cascada, el cual se logró alcanzar (0.51 dB mínimo, 0.75 dB máximo).

Anexo A. Tablas de Impedancias

Impedancias de la guía de onda "H".

$a = 19.05$ mm, $b = 9.525$ mm, $w = 1$ mm, @ 12 GHz.

s [mm]	Z_{op} [Ohm]	f_{cut} [GHz]	β [1/m]	Z_{∞} [Ohm]	λ_g [mm]
9.525	498.6	7.87	190.4	376.5	33.1
9.5	497.8	7.84	190.5	377.0	33.0
9.4	497.1	7.83	190.6	376.6	33.0
9.3	496.3	7.83	190.7	376.2	33.0
9.2	495.3	7.82	190.8	375.8	33.0
9.1	494.2	7.81	191.0	375.2	32.9
9.0	493.0	7.80	191.1	374.6	32.9
8.9	491.6	7.79	191.3	374.0	32.9
8.8	490.2	7.78	191.5	373.3	32.8
8.7	488.6	7.77	191.7	372.5	32.8
8.6	486.9	7.75	192.0	371.7	32.8
8.5	485.1	7.74	192.2	370.8	32.7
8.4	483.2	7.72	192.5	369.9	32.7
8.3	481.2	7.71	192.8	368.9	32.6
8.2	479.1	7.69	193.1	367.8	32.6
8.1	475.7	7.67	193.4	365.9	32.5
8.0	474.5	7.65	193.7	365.5	32.5
7.9	470.8	7.63	194.1	363.4	32.4
7.8	469.5	7.62	194.4	362.9	32.3
7.7	465.4	7.59	194.8	360.5	32.3
7.6	463.7	7.57	195.2	359.8	32.2
7.5	459.3	7.54	195.6	357.3	32.1
7.4	457.8	7.52	195.9	356.7	32.1
7.3	453.2	7.49	196.5	354.1	32.0
7.2	451.5	7.47	196.8	353.3	32.0
7.1	446.6	7.44	197.3	350.4	31.9
7.0	444.8	7.42	197.7	349.6	31.8
6.9	439.6	7.38	198.2	346.6	31.7
6.8	437.6	7.36	198.6	345.6	31.7

(continuación...)

s [mm]	Z_{op} [Ohm]	f_{cut} [GHz]	β [1/m]	Z_∞ [Ohm]	λ_g [mm]
6.7	432.3	7.33	199.2	342.3	31.6
6.6	430.1	7.30	199.6	341.3	31.5
6.5	424.6	7.26	200.2	338.1	31.4
6.4	422.1	7.24	200.6	336.8	31.3
6.3	419.7	7.23	200.8	335.1	31.3
6.2	415.9	7.19	201.3	332.8	31.2
6.1	411.9	7.16	201.8	330.5	31.2
6.0	407.9	7.13	202.3	328.1	31.1
5.9	403.8	7.10	202.8	325.7	31.0
5.8	400.9	7.08	203.1	323.8	31.0
5.7	395.3	7.02	203.9	320.5	30.8
5.6	391.0	6.99	204.5	317.9	30.8
5.5	386.5	6.95	205.0	315.1	30.7
5.4	382.0	6.91	205.6	312.3	30.6
5.3	377.4	6.87	206.2	309.4	30.5
5.2	372.8	6.83	206.7	306.5	30.4
5.1	368.2	6.79	207.3	303.5	30.3
5.0	363.5	6.75	207.9	300.5	30.2
4.9	358.7	6.71	208.5	297.4	30.2
4.8	353.9	6.67	209.1	294.3	30.1
4.7	349.0	6.62	209.7	291.0	30.0
4.6	344.1	6.58	210.3	287.7	29.9
4.5	339.3	6.54	210.9	284.5	29.8
4.4	334.4	6.49	211.5	281.3	29.7
4.3	329.5	6.45	212.7	277.9	29.6
4.2	324.5	6.40	212.7	274.4	29.6
4.1	319.5	6.36	213.3	271.0	29.5
4.0	314.5	6.31	213.9	267.6	29.4
3.9	309.4	6.26	214.6	264.0	29.3
3.8	304.3	6.21	215.2	260.4	29.2
3.7	299.1	6.16	215.8	256.6	29.1
3.6	293.8	6.11	216.5	252.9	29.0
3.5	288.4	6.06	217.1	249.0	29.0

(continuación...)

s [mm]	Z_{op} [Ohm]	f_{cut} [GHz]	β [1/m]	Z_{∞} [Ohm]	λ_g [mm]
3.4	283.0	6.00	217.8	245.0	28.9
3.3	277.5	5.95	218.4	241.0	28.8
3.2	271.9	5.89	219.1	236.9	28.7
3.1	266.3	5.84	219.8	232.7	28.6
3.0	260.8	5.78	220.4	228.6	28.5
2.9	255.3	5.72	221.1	224.4	28.4
2.8	250.8	5.67	221.6	221.0	28.4
2.7	243.9	5.60	222.4	215.7	28.3
2.6	239.5	5.55	222.9	212.4	28.2
2.5	232.1	5.47	223.8	206.6	28.1
2.4	228.0	5.43	224.3	203.4	28.0
2.3	220.4	5.34	225.2	197.4	27.9
2.2	216.0	5.29	225.7	193.9	27.9
2.1	208.4	5.20	226.7	187.8	27.7
2.0	203.6	5.14	227.2	184.0	27.7
1.9	196.4	5.06	228.1	178.2	27.6
1.8	190.6	4.99	228.8	173.4	27.5
1.7	184.0	4.90	229.6	167.9	27.4
1.6	177.9	4.83	230.3	162.9	27.3
1.5	170.9	4.73	231.1	157	27.2
1.4	164.2	4.65	231.9	151.4	27.1
1.3	157.1	4.55	232.7	145.4	27
1.2	150.2	4.45	233.5	139.5	26.9
1.1	142.3	4.34	234.5	132.7	26.8
1.0	135.2	4.23	235.3	126.5	26.7
0.9	126.4	4.10	236.4	118.8	26.6
0.8	118.6	3.98	237.3	111.9	26.5
0.7	108.6	3.81	238.5	103	26.4
0.6	99.7	3.66	239.5	95	26.3
0.5	88.3	3.45	240.9	84.6	26.1
0.4	77.3	3.24	242.2	74.4	26
0.3	64.1	2.95	243.8	62.1	25.8
0.25	55.9	2.76	244.7	54.4	25.7

Anexo B. Hojas de Especificaciones del Transistor



2–18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

Technical Data

Features

- **PHEMT Technology**
- **Ultra-Low Noise Figure:**
0.5 dB Typical at 12 GHz
0.3 dB Typical at 4 GHz
- **High Associated Gain:**
12 dB Typical at 12 GHz
17 dB Typical at 4 GHz
- **Low Parasitic Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packing Option Available**

Applications

- **12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)**
- **4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)**
- **Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers**

Note: 1. See Noise Parameter Table.

Description

Agilent's ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades.

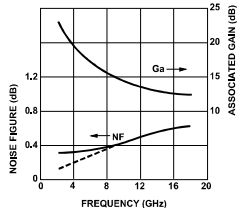
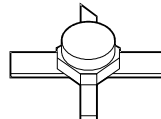


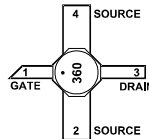
Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for $V_{GS} = 1.5$ V, $I_{DS} = 10$ mA.

ATF-36077

77 Package



Pin Configuration



The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2–18 GHz frequency range.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metalization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

ATF-36077 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V _{DS}	Drain – Source Voltage	V	+3
V _{GS}	Gate – Source Voltage	V	-3
V _{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-3,5
I _D	Drain Current	mA	I _{DSS}
P _T	Total Power Dissipation ^[3]	mW	180
P _{in max}	RF Input Power	dBm	+10
T _{ch}	Channel Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^[2,3]: θ _{ch-c} = 60°C/W

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Measured at P_T = 15 mW and T = 100°C.
3. Derate at 16.7 mW/°C for T > 139°C.

ATF-36077 Electrical Specifications,

T_C = 25°C, Z₀ = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF	Noise Figure ^[1] f = 12.0 GHz	dB		0.5	0.6
G _A	Gain at NF ^[1] f = 12.0 GHz	dB	11.0	12.0	
g _m	Transconductance V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mS	50	55	
I _{DSS}	Saturated Drain Current V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mA	15	25	45
V _{p 10 %}	Pinch-off Voltage V _{DS} = 1.5 V, I _{DS} = 10% of I _{DSS}	V	-1.0	-0.35	-0.15

Note:

1. Measured in a fixed tuned environment with Γ source = 0.54 at 156°; Γ load = 0.48 at 167°.

ATF-36077 Characterization Information,

T_C = 25°C, Z₀ = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Typ.
NF	Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB
		f = 12 GHz	dB
G _A	Gain at Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB
		f = 12 GHz	dB
S _{12 off}	Reverse Isolation f = 12 GHz, V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = -2 V	dB	14
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Gain Compression	f = 4 GHz	dBm
		f = 12 GHz	dBm
V _{GS 10 mA}	Gate to Source Voltage for I _{DS} = 10 mA	V	-0.2

Note:

2. See noise parameter table.

ATF-36077 Typical Scattering Parameters,

Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	-175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	-161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	-147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	-131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	-177
17.0	0.56	-114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	-164
18.0	0.57	-97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	-148

ATF-36077 Typical "Off" Scattering Parameters,

Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 0 \text{ mA}$, $V_{GS} = -2 \text{ V}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
11.0	0.96	-139	-14.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149



ATF-36077 Typical Noise Parameters,
Common Source. $Z_0 = 50 \Omega$. $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}^{(1)}$ dB	Mag. Γ_{opt}	Ang.	R_n/Z_0 -
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

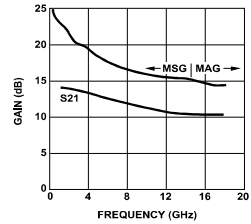
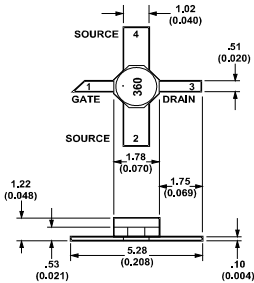


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency. $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$.

Note:

1. The F_{min} values at 2.4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient (Γ_{opt}) at these frequencies. The theoretical F_{min} values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and the level measurements from 6 to 18 GHz.

77 Package Dimensions



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TR1 ⁽²⁾	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	10	strip

Note:

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.

www.semiconductor.agilent.com

Data subject to change.
Copyright © 1999 Agilent Technologies
Obsolescence 5962-0193E
5965-8726E (11/99)

Anexo C. Cuadro Nacional de Frecuencias

El *Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias de México* muestra la forma en que se utiliza el espectro radioeléctrico en México para proporcionar una gran variedad de servicios de radiocomunicaciones, todos ellos de gran importancia para el país.

El Cuadro está dividido en dos grandes columnas, que corresponden a la parte INTERNACIONAL y NACIONAL de la atribución de bandas de frecuencia desde los 9 kHz hasta los 275 GHz. La parte INTERNACIONAL refleja la atribución mundial, tal como lo señala el Reglamento de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), y tiene el propósito de indicar, banda por banda, la compatibilidad de servicios nacionales de radiocomunicaciones de nuestro país en el marco internacional.

Modalidades de Servicios de Radiocomunicaciones

Para una banda de frecuencias atribuida a un servicio de radiocomunicaciones en particular, puede existir una diversidad de aplicaciones específicas para fines de telecomunicación. Algunas de éstas aplicaciones o modalidades de servicio son factibles de explotarse comercialmente.

A continuación se presentan algunos ejemplos de modalidades de servicios de radiocomunicación que están en operación en nuestro país y que dependen de la banda de frecuencias utilizada:

- **FIJO** (Televisión restringida por microondas, radiotelefonía fija, radiotelegrafía, enlaces estudio-planta para los sistemas de radiodifusión en AM y FM, música continua, enlaces de microondas punto a punto y punto a multipunto, radiotransmisión de datos, etc.).
- **MÓVIL AERONÁUTICO** (Control de tránsito aéreo, telecomunicaciones aeronáuticas, etc.).
- **MÓVIL TERRESTRE** (Radiotelefonía celular, radiocomunicación móvil especializada de flotillas, radiolocalización móvil de personas, búsqueda de personal, radiotelefonía privada, banda civil, Servicios de Comunicación Personal (PCS), etc.).
- **RADIODIFUSIÓN** (Sonora en amplitud modulada AM, sonora en frecuencia modulada FM, de televisión en VHF y en UHF, etc.).
- **FIJO POR SATÉLITE** (Radiocomunicación bidireccional entre estaciones de satélite y estaciones terrenas, de redes de satélites Solidaridad, Intelsat, etc.).
- **MÓVIL MARÍTIMO** (Comunicaciones costera-costera, costera-barco, barco-barco, etc.). Se debe considerar que en una casilla de la parte Internacional, a menudo aparecen dos o más servicios primarios, por lo que la COFETEL, dependiendo de las necesidades e intereses nacionales, determina los servicios que deberán ser operados en el país. En los casos en que la COFETEL decida que técnicamente es factible operar dos o más servicios primarios en el país, establecerá los procedimientos y condiciones pertinentes que aseguren que no ocurrirán problemas de interferencia perjudicial entre tales servicios.

Referencias

- [1] Skachko V. I. y Chenakin A. V., "Measurement of parameters of caseless field effect transistors", *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika*, Vol. 38, Issue 11, pp. 65-68, Kievskij Politekhnikeskij Inst., Kiev, Ukraine, Noviembre 1995
- [2] Chenakin A.V., Martynyuk A.E. y Skachko V.I., "A new hybrid technology for millimeter-wave integrated circuits", *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*, Vol. 2, pp. 921-924, Mexico National University, Kiev Polytechnic Institute, Junio 1997
- [3] W. Shockley, "A Unipolar "Field Effect" Transistor", *Proc. IRE*, No. 40, pp. 1365-1376, 1952
- [4] C. A. Mead, "Schottky Barrier Gate Field Effect Transistor", *Proc. IEEE*, No. 54, pp. 307-308, 1966
- [5] J. Browne, "SiC MESFETs Deliver 10-W Power at 2 GHz", *Microwaves & RF*, No. 38, pp. 138-139, Octubre 1999
- [6] Y. Nakayama, K. Suyama, H. Shimizu, N. Yokoyama, H. Ohnishi, A. Shibatomi y H. Ishikawa, "A 16 × 16 bit parallel multiplier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, No. SC-18, pp. 599-603, 1983
- [7] Golio, Mike, *The RF and Microwave Handbook*, CRC Press LLC, Capítulos 5 y 7, 2001
- [8] I. A. Glover, S. R. Pennock y P. R. Shepherd, *Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulos 2 y 3, 2005
- [9] M. S. Shur y L. F. Eastman, "Ballistic transport in semiconductors at low-temperatures for lowpower high speed logic", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 26, No. 11, pp. 1677-1683, Noviembre 1979
- [10] J. Browne, "Chip Contains Full Bluetooth Solution", *Microwaves & RF*, No. 40, p. 139, Abril 2001
- [11] K. H. G. Duh, S. M. J. Liu, L. F. Lester, P. C. Chao, P. M. Smith, M. B. Das, et al., "Ultra-low-noise characteristics of millimeter-wave electron mobility transistors", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. EDL-9, pp. 521-523, 1988

- [12] M. W. Pospieszalski, S. Weinreb, R. D. Narrod y R. Harris, "FETs and HEMTs at cryogenic temperatures: their properties and use in low noise amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-36, pp. 552-560, 1988
- [13] R. Dingle, H. L. Stormer, A.C. Gossard y W. Wiemann, "Electron mobility in modulation-doped semiconductor superlattices", *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 33, No. 33, pp. 665-667, 1978
- [14] T. Henderson, M. Aksun, C. Peng, H. Morkoç, P. C. Chao, P. M. Smith, K. H. G. Duh and L. F. Lester, "Microwave performance of a quarter-micrometer gate low noise pseudomorphic InGaAs/AlGaAs MODFET", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. EDL-7, p. 645, 1986
- [15] A. W. Swanson, "The pseudomorphic HEMT", *Microwave & RF*, p. 139, 1987
- [16] P.C. Chao, P. M. Smith, K. H. G. Duh y J. M. Ballingall, "V- and W-band power and low-noise HEMTs", *Extended Abstracts 21st Conf. Solid State Devices and Materials, Tokio*, p. 277, 1989
- [17] J. K. Abrokwa y J. M. Stephens, "High performance self-aligned (Al,Ga)As/(In,Ga)As pseudomorphic HIGFETs", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. EDL-10, p. 225, 1989
- [18] R. People, K. W. Wecht, K. Alavi y A. Y. Cho, "Appl. Phys. Lett.", *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 43, pp. 118-120, 1983
- [19] L. D. Nguyen, *Ph. D. Thesis*, Cornell University, 1989
- [20] M. Mizuta, M. Tachikawa y H. Kukimoto, *Brochure*, Japan J. Appl. Phys, Vol. 24, 1985
- [21] S. M. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulo 8, 1985
- [22] Kai Chang, *Handbook of RF/Microwave components and engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulo 23, 2003
- [23] Fazal Ali, "Applications of microwave and millimeter-wave heterostructure transistors", *1989 European Microwave Conference Workshop Proceedings*, pp. 22-26, September 1989
- [24] Fazal Ali, *"Circuit Applications of HEMTs"*, *Lecture Notes*, University of California, Berkeley Extension, Spring 1990
- [25] D. Pavlidis, *"Microwave/millimeter-wave monolithic integrated circuits"*, *Electro-1989 Conference*, New York, April 1989

-
- [26] P. Gamand, R. Pyndiah y D. Nugent, "HEMT wideband monolithic amplifiers and oscillators", *19th European Microwave Conference Workshop Digest*, Septiembre 1989
- [27] G. M. Metzger et al., "60-GHz monolithic pseudomorphic modulation doped field effect transistor low noise amplifiers", *IEEE 1989 MM-WMCS, Vol. 59*, p. 111, 1989
- [28] R. Majidi-ahy, M. Riazat, C. Nishimoto, M. Gleen, S. Silverman, S. L. Weng, Y. C. Pao, G. Zdasiuk, S. Bandy y Z. Tan, "5-100 GHz InP MMIC distributed amplifier", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-38, , Diciembre 1990
- [29] P. Smith, P. C. Chao, J. Ballingall y A. Swanson, "Microwave and millimeter-wave power amplification using pseudomorphic HEMTs", *Microwave Journal*, Vol. 33, No. 5, pp. 71-86, Mayo 1990
- [30] A. Gupta, "Applications of HEMTs to power amplification", *19th European Microwave Conference Workshop Digest*, Septiembre 1989
- [31] P. Smith, P. C. Chao, L. F. Lester, R. P. Smith, B. R. Lee, D. W. Ferguson, J. M. Ballingall y K. H. G. Duh, "*InGaAs pseudomorphic HEMTs for millimeter-wave power applications*", IEEE MTT-S Digest, Mayo 1988
- [32] D. W. Ferguson, P. M. Smith, P. C. CHao, L. F. Lester, R. P. Smith, P. Ho, A. Jabra y J. M. Ballingall, "44-GHz Hrbid HEMT power amplifiers", *1989 IEEE MTT-S Digest*, pp. 987-990, Junio 1989
- [33] J. Lester, K. Nakano y Y. Ngan, "Q-band monolithic phase and amplitude weights", *1990 IEEE MTT-S Symposium Digest*, Junio 1990
- [34] S. Maas, "Design and performance of a 45-GHz HEMT mixer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, No. 7, pp. 799-803, Julio 1986
- [35] M. Sholley et al., "*HEMT millimeter-wave amplifiers, mixers and oscillators*", Military Microwave Conference Proceedings, Julio 1986
- [36] P. D. Chow, D. Garske, J. Velebir, E. Hsieh, Y. C. Ngan y H. C. Yen, "Design and performance of a 94-GHz HEMT mixer", *1989 IEEE MTT-S Symp. Digest*, Junio 1989
- [37] T. Ohata et al., "Very small and light Ku-band low noise converter with low noise FET mixer", *18th European Microwave Conference Workshop Digest*, pp. 451-456, Septiembre 1988
- [38] J. K. Abrokwah y J. M. Stephens, "80 GHz MMIC HEMT VCO", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Vol. 11, No.8, , Agosto 2001

- [39] Y. Campos-Roca, L. Verweyen, M. Fernandez-Barciela, W. Bischof, M. C. Curras-Francos y E. Sanchez, "38/76 GHz PHEMT MMIC balanced frequency doublers in coplanar technology", *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, Vol. 10, No. 11, pp. 484-486, Noviembre 2000
- [40] H. Kroemer, "Theory of a wide-gap emitter for transistors", *Proc. IRE*, Vol. 45, No. 11, pp. 1535-1537, 1957
- [41] M. E. Kim, A. K. Oki, G. M. Gorman, D. K. Umemoto y J. B. Camou, "GaAs Heterojunction bipolar transistor device and IC technology for high performance analog and microwave applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-37, pp. 1286-1303, Septiembre 1989
- [42] G. M. Gorman, et al., "A GaAs HBT monolithic logarithmic IF (0.5 to 1.5 GHz) amplifier with 60 dB dynamic range and 400 mW power consumption", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (Long Beach)*, pp. 537-540, Junio 1989
- [43] M. E. Kim, A. K. Oki, J. B. Camou, P. D. Chow, B. L. Nelson, D. M. Smith, J. C. Canyon, C. C. Yang, R. Dixit y B. R. Allen, "12-40 GHz low harmonic distortion and phase noise performance of GaAs heterojunction bipolar transistors", *IEEE GaAs IC Symp. Digest (Nashville)*, pp. 117-120, Noviembre 1988
- [44] B. L. Nelson et al., "High-linearity, low dc power GaAs HBT broadband amplifiers to 11 GHz", *IEEE GaAs IC Symp. Digest (San Diego)*, pp. 79-82, Octubre 1989
- [45] K. W. Kobayashi, "GaAs heterojunction bipolar transistor MMIC dc to 10 GHz direct-coupled feedback amplifier", *IEEE GaAs IC Symp. Digest (San Diego)*, pp. 87-90, Octubre 1989
- [46] B. Bayraktaroglu, N. Camilleri, H. D. Shih y H. Q. Tserng, "AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors with 4 W/mm power density at X-band", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (Las Vegas)*, pp. 969-973, Mayo 1987
- [47] E. W. Siu et al., "A GaAs HBT ultra-lineal video amplifier gain cell", *IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting Digest (Minneapolis)*, pp. 128-130, Septiembre 1989
- [48] Bao-Xin Gao y Ying Wang, "High efficiency power amplifier using Ge/Si HBT", *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, pp. 161-164, Dept. of Electron. Eng., Tsinghua Univ., Beijing, 2000

-
- [49] G. Ferrell, L. Dickens, J. Gipprich, B. Hayes y F. Sacks, "A high efficiency 10 watt HBT power amplifier assembly using combining techniques", *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International, Vol. 2*, pp. 327-330, Mayo 1995
- [50] G. M. Gorman, A. K. Oki, E. M. Mrozek, J. B. Camou, D. K. Umemoto y M. E. Kim, "A GaAs HBT monolithic logarithmic IF (0.5 to 1.5 GHz) amplifier with 60 dB dynamic range and 400 mW power consumption", *IEEE MTT-S Microwave Symp. Digest (Long Beach)*, pp. 537-540, Junio 1989
- [51] K. Uchida, H. Matsuura, T. Yakihara, S. Kobayashi, S. Oka, T. Fujita y A. Miura, "A power combined W-band HBT oscillator", *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International (Boston), Vol. 1*, pp. 51-54, Noviembre 2000
- [52] Kinayman, Noyan, *Modern microwave circuits*, Artech House Inc., Capítulo 1, 2005
- [53] Pozar David M., *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulos 1, 2, 4, 10 y 11, 1998
- [54] Scott Allan W., *Understanding Microwaves*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulo 1, 4 y 6, 1993
- [55] I. J. Bahl y D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", *Microwaves*, Mayo, 1977
- [56] Naval Air Systems Command, Naval Air Warfare Center, *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*, United States Navy, Approved for public release, Capítulo 6, 1999
- [57] Kai Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulo 2, 2000
- [58] Rajeev Bansal, *Handbook of Engineering Electromagnetics*, Marcel Dekker, Capítulo 6, 2004
- [59] Collin, Robert E., *High Frequency and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulos 3, 5 y 10, 2001
- [60] Schwierz Frank y Juin J. Liou, *Modern microwave transistors: theory, design and performance*, John Wiley & Sons, Inc., Capítulos 1, 2, 4, 6 y 7, 2003
- [61] Fazal Ali y Aditya Gupta, *HEMTs and HBTs: devices, fabrication, and circuits.*, Artech House, Inc., Capítulos 1, 2, 3, 4 y 5, 1991