



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA
LA BANDA MILIMETRICA

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA ELECTRICA ELECTRONICA
P R E S E N T A
EDUARDO HERRERA DEVEZE

DIRECTOR DE TESIS:

ING. JUAN MANUEL TELLEZ JIMENEZ



MEXICO, D. F.

2004



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

*No hay nada más gratificante para los padres que ver
que sus hijos han alcanzado el éxito personal y profesional,
y que siguen luchando por seguir adelante.*

Eduardo Herrera Devèze

A mis padres:

*Ofelia Deveze Torres
Ernesto Antonio Herrera Medina*

*Con todo cariño y eterna gratitud por sus valiosas enseñanzas y consejos que me han
guiado para ser una persona de bien, y por todo el apoyo que me brindaron durante mi
formación escolar.*

A mis hermanos:

*Ana Elsa, Rosa Elia, Luis Ernesto, Carlos Javier, Martha Alicia, Raúl y Héctor, y a mi
sobrina Karla*

*Por su comprensión y apoyo, y por todos aquellos momentos que hemos tenido y que han
significado mucho para mí en mi formación como persona.*

AGRADECIMIENTOS

A Juan Manuel Téllez Jiménez

Por su apoyo y por la confianza que tuvo en mí para la realización de este trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por haberme recibido en sus aulas.

A todos mis profesores por la formación que me brindaron en toda mi vida como estudiante.

A todos mis amigos por su comprensión y valiosos consejos.

*“Nunca consideres el estudio como una obligación,
sino como una oportunidad para penetrar en
el bello y maravilloso mundo del saber”.*

Albert Einstein

*“El hombre razonable se adapta al mundo; el irrazonable
persiste en intentar adaptar al mundo a él.
Así pues, el progreso se debe al hombre irrazonable.”*

George Bernard Shaw

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	i
CAPÍTULO 1	
RADIOPROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN LA BANDA MILIMÉTRICA	1
1.1 La Banda Milimétrica	2
1.2 Propagación en el Espacio Libre	3
1.2.1 Tipos de Propagación	5
1.3 Efectos del Medio de Propagación	7
1.3.1 Refracción	7
1.3.2 Zona de Fresnel (Difracción)	10
1.3.3 Reflexión Terrestre	12
1.4 Efectos Atmosféricos en la Radiopropagación	13
1.4.1 Atenuación por Absorción Atmosférica	14
1.4.2 Atenuación por Lluvia	16
1.5 Causas Generales del Debilitamiento de la Señal Electromagnética	22
CAPÍTULO 2	
CONCEPTOS BÁSICOS DE LA TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA	23
2.1 Ecuaciones de Maxwell	24
2.2 Ondas Electromagnéticas	25
2.2.1 Polarización	26
2.2.2 Modos de Propagación	28
2.3 Energía y Potencia	28
2.4 Incidencia de las Ondas en Distintos Medios	29
2.4.1 Homogeneidad, Linealidad e Isotropía de los Medios	30
CAPÍTULO 3	
LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	32
3.1 Modelo de la Línea de Transmisión	33
3.1.1 Propagación de la Onda sobre una Línea de Transmisión	33
3.1.2 Línea de Transmisión sin Pérdidas	35
3.1.3 Línea de Transmisión sin Pérdidas y con Carga	36
3.2 La Carta Smith	38
3.3 Acoplamiento de Impedancias	41
3.3.1 Acoplamiento con Stubs	42
3.3.2 El Transformador Cuarto de Onda	43
3.4 Microcintas como Elementos Acopladores	44

CAPÍTULO 4	
ANÁLISIS DE LA RED DE MICROONDAS	48
4.1 Teoría de Bipuertos para Redes de Microondas	49
4.2 Matriz de Impedancias y Admitancias	49
4.3 Matriz de Transmisión ABCD	51
4.4 Matriz de Dispersión	52
4.5 Conversión de Parámetros de Redes de Dos Puertos	54
4.6 Transistores para Microondas	55
4.6.1 Caracterización del Transistor para Microondas	55
4.7 Generación de Ruido en Redes de Microondas	56
4.7.1 Potencia de Ruido y Temperatura de Ruido Equivalente	58
4.7.2 Figura de Ruido	61
CAPÍTULO 5	
DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO ACOPLANDO CON MICROCINTAS	65
5.1 El Amplificador de Bajo Ruido	66
5.2 Estructura del Amplificador de Bajo Ruido	66
5.3 Estabilidad del Amplificador	68
5.3.1 Conceptos Teóricos sobre Estabilidad	68
5.3.2 Resultados de la Estabilización	71
5.4 Diseño a Ruidos Mínimos Acoplado con Microcintas	73
5.4.1 Figura de Ruido	74
5.4.2 Diseño del Amplificador Acoplado con Microcintas	75
5.4.3 Resultados del Diseño del Amplificador Acoplado con Microcintas	80
5.5 Pérdidas en el Dieléctrico y por Conducción en la Microcinta	83
5.6 Red de Polarización para el Transistor	87
5.7 Construcción del Amplificador de Bajo Ruido	90
CAPÍTULO 6	
LOS SISTEMAS SATELITALES Y LA BANDA <i>Ka</i>	93
6.1 Sistemas Satelitales	94
6.1.1 Satélites de Órbita Geoestacionaria	96
6.1.2 Satélites de Órbitas Baja e Intermedia	97
6.2 Bandas de Frecuencias en los Sistemas Satelitales	98
6.2.1 Comunicaciones en la Banda <i>L</i>	98
6.2.2 Comunicaciones en las Bandas <i>C</i> y <i>Ku</i>	99
6.2.3 Comunicaciones en la Banda <i>Ka</i>	100
6.3 El Sistema Satelital Mexicano	102
CONCLUSIONES	104
APÉNDICES	107
BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS	119

INTRODUCCIÓN

Desde que el hombre se pudo comunicar por primera vez a través de las ondas de radio, la búsqueda por desarrollar nuevas y mejores tecnologías que ofrecieran una mejor calidad de la señal transmitida no ha cesado. Muchas personas se empezaban a comunicar desde lugares muy lejanos sólo por el placer de comunicarse; sin embargo, fue el ímpetu y la perseverancia de algunas de estas personas por desarrollar nuevos y mejores sistemas que les permitieran comunicarse con mucho mejor claridad, y cada vez más a grandes distancias, lo que impulsó a lo que hoy se conoce como la era de las telecomunicaciones. Desde entonces, la radiocomunicación empezó a adquirir una gran importancia por sus grandes avances tecnológicos; se desarrollaron nuevos sistemas de comunicación que permitieron a la humanidad comunicarse desde muy diversos puntos del mundo.

Con el advenimiento del desarrollo de las nuevas tecnologías en el campo de la electrónica, transistores y circuitos integrados, se pudieron desarrollar sistemas más complejos que operaran con mucho más potencia y mejor calidad en la señal. Hoy en día, la humanidad se ha vuelto inmersa en un mundo de sistemas de comunicaciones que nos ofrece desde los más variados servicios como la radio, la televisión y el teléfono entre algunos, hasta sistemas de tipo personal como la telefonía celular, los radiolocalizadores, los mensajeros electrónicos, etc. Los sistemas de comunicaciones no sólo nos ofrecen los servicios antes mencionados, sino que también han impactado en el mundo de la ciencia de una manera muy importante para el desarrollo de la humanidad. A través de los sistemas satelitales se ha podido conocer mejor al mundo con el cual interaccionamos y convivimos, aprendemos a conocerlo, a respetarlo y a entender todos los fenómenos físicos y climáticos que se dan en él. De igual manera, el campo de la exploración espacial ha tenido grandes avances gracias al desarrollo de la tecnología de comunicaciones; constantemente monitoreamos y escudriñamos sus más recónditos secretos.

El desarrollo tecnológico en las comunicaciones evolucionó de una manera impresionante a partir de la segunda mitad del siglo XX; la región de microondas empezó a tener un gran interés para los investigadores. El campo de la ingeniería de microondas es a menudo considerado como una disciplina madura debido principalmente al radar, siendo la primera gran aplicación de la tecnología de microondas y desarrollado intensamente desde la segunda guerra mundial. Pero aún cuando la ingeniería de microondas tiene sus comienzos en el siglo XIX, desarrollos significantes en dispositivos de estado sólido de alta frecuencia, circuitos integrados de microondas y las amplias aplicaciones de los microsistemas modernos han procurado mantener el campo activo y vibrante.

Actualmente, la mayoría de las aplicaciones de microondas son relacionadas a los sistemas de radar y de comunicaciones. Los sistemas de radar son usados para la detección y localización de blancos en el aire, en la tierra o en la navegación y para sistemas de control de tráfico aéreo, radares de búsqueda de misiles, sistemas que evitan la colisión de

automóviles, predicción del tiempo, detectores de movimiento y una amplia variedad de sistemas de sensores remotos. Los sistemas de comunicación de microondas manejan una gran parte de la telefonía internacional y otras largas distancias, transmisiones de datos y de televisión del mundo. Muchos de los desarrollos recientes en sistemas de telecomunicaciones inalámbricas tales como la difusión directa de televisión por satélite (DBS), los sistemas de comunicación personal (PCS), redes de computadora de área local inalámbrica (WLANS), sistemas de vídeo celular (CV) y sistemas satelitales de posicionamiento global (GPS), operan en el rango de frecuencias de 1.5 a 94 GHz y cuentan ampliamente con tecnología de microondas. Otras aplicaciones de las microondas se dan en intervenciones quirúrgicas, laboratorios de física, hornos de uso industrial y doméstico, combaten plagas y muchos otros usos más.

La industria armamentista ha sido una de las principales áreas en desarrollar la tecnología de microondas. Gracias a la aportación que esta área ha dado en sus investigaciones, contamos en la actualidad con muchos servicios de uso civil, por ejemplo las comunicaciones satelitales y la radiotelefonía móvil celular, que a su vez han evolucionado hacia las redes de comunicación personal, así como los sistemas de búsqueda y rastreo.

Con todo esto, el diseño de un sistema de comunicación vía microondas no es infalible, está sujeto a una serie de condicionantes para que su funcionamiento sea óptimo y garantice una buena transmisión de la señal que procesa. Su principal adversario es el ruido, ruido que se encuentra en todas partes y que puede llegar a ser tan grande que suprima u opaque la señal de microondas, debido a que la señal de microondas es muy pequeña. Es por eso que los sistemas de microondas deben contar con etapas que supriman o rechacen al ruido, deben ser diseñados de tal manera que los niveles de ruido sean los más bajos posibles o que sean los mínimos ruidos; lo ideal sería no tener ruidos, pero eso no es posible, todavía.

El presente trabajo pretende mostrar la teoría básica del diseño de un amplificador de bajo ruido que opere en la banda Ka de la región de microondas para sistemas avanzados de comunicación satelital y terrestre. En él se dan los elementos teóricos para llevar a cabo el diseño del amplificador y poder llevarlo a la práctica.

Este trabajo consta de 6 capítulos en donde se exponen, de una manera sencilla, los elementos necesarios para llevar a cabo el diseño de amplificadores de bajo ruido que operen en la banda Ka . En el capítulo 1 se dan los fundamentos básicos de una manera sencilla y concisa del porqué se deben utilizar amplificadores de bajo ruido en los sistemas de comunicaciones a altas frecuencias. En este capítulo se exponen los principales problemas a que se debe enfrentar un sistema de comunicación, tales como la atenuación que sufre la señal electromagnética o de radiofrecuencia al propagarse en diferentes medios, así como el ruido, principal enemigo de los sistemas de comunicaciones, causado por las perturbaciones atmosféricas y espaciales.

Los capítulos 2, 3 y 4 se dedican principalmente a los antecedentes teóricos en que se basan los amplificadores de bajo ruido. En el capítulo 2 se da una revisión a los principales conceptos de la teoría electromagnética basados en las ecuaciones de Maxwell. El capítulo

3 expone un breve panorama de la teoría de las líneas de transmisión para señales electromagnéticas, así como las principales técnicas de acoplamiento que se llevan a cabo entre los diferentes componentes del sistema de comunicación. El capítulo 4 se dedica al análisis de la red de microondas, en el cual se exponen las principales herramientas teóricas para analizar los componentes que conforman la red de microondas, en especial al dispositivo que procesa la señal, el transistor. Se ofrece también un análisis sobre el tipo de ruido que más afecta al dispositivo. El ruido es uno de los problemas más delicados, puesto que no sólo es recogido durante toda la trayectoria que recorre la señal cuando es transmitida sino que además es generado por el propio dispositivo y es el que dicta las limitantes del sistema en cuanto a figura de ruido se refiere.

El capítulo 5 está dedicado al diseño y a los resultados obtenidos de una red de microondas, es decir, al diseño de un amplificador de bajo ruido acoplado con microcintas que opere a 35 GHz de frecuencia central. Este diseño está sujeto a varios requerimientos, entre ellos y el más importante de todos, es la estabilidad que debe presentar el transistor a la señal que procese, porque de lo contrario, si el transistor o el sistema no es estable, éste oscilará y no servirá como amplificador. Diseñar a ruidos mínimos no es sencillo puesto que cada elemento que se agregue a la red de microondas genera ruido o aporta ruido al sistema. El diseño se lleva a la construcción física para proceder a realizarle las pruebas necesarias de tal manera que cumpla con las expectativas planteadas.

En el último capítulo, capítulo 6, se da un breve panorama del uso y explotación de los sistemas satelitales en lo que a bandas de frecuencias superiores a los 30 GHz se refiere; también se hace mención de la situación en que se encuentran las comunicaciones satelitales así como una breve descripción de los avances tecnológicos que en materia satelital se tienen a grado tal que ya son una realidad en algunos sistemas. En este capítulo se menciona en forma generalizada la situación en que se encuentra México respecto a su flota satelital, siendo una de las más modernas y que ofrecen una cobertura total del continente Americano para proporcionar una gran variedad de servicios, tanto tradicionales como aquellos que requieren de un gran ancho de banda.

Sólo resta mencionar que el análisis matemático de los cálculos para el desarrollo del amplificador de bajo ruido se hicieron mediante la ayuda de programas de cómputo; se utilizaron programas como Origin, Matlab y Micro Smith así como PsPline y Autocad para los esquemas y diagramas electrónicos.

RADIOPROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN LA BANDA MILIMÉTRICA

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la ingeniería en telecomunicaciones ha hecho posible que el mundo entero esté comunicado de una manera como nunca antes se vio en la historia de la humanidad. Actualmente, las telecomunicaciones no tendrían el impacto que han causado en la sociedad si no se hubiera incursionado en una región del espectro electromagnético [B]* conocida como *región de microondas o banda milimétrica*.

Para llevar a cabo la comunicación entre dos sitios vía microondas, el diseño de los sistemas de comunicaciones debe considerar algunos requerimientos de la radiopropagación. Considerando que el mecanismo de propagación es a través de la onda espacial, son tres los aspectos de la radiopropagación que deben ser considerados para todo radioenlace; tales aspectos se refieren a las pérdidas en el espacio libre, a los efectos de los obstáculos sobre la propagación y a algunos efectos atmosféricos que son los causantes de que la señal electromagnética transmitida se debilite.

Efectos atmosféricos tales como la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otras causas deben ser considerados muy seriamente, ya que representan un factor muy importante en la atenuación de la señal electromagnética transmitida. Estos efectos provocan que las microondas tengan pérdidas de su señal, principalmente a frecuencias mayores a los 10 GHz.

* Refiérase al Apéndice

1.1 LA BANDA MILIMÉTRICA

El término *microondas* se refiere a señales de corriente alterna con frecuencias entre 300 MHz (3×10^8 Hz) y 300 GHz (3×10^{11} Hz), con una correspondiente longitud de onda entre $\lambda = c/f = 1$ m y $\lambda = 1$ mm. Señales con longitudes de onda del orden de milímetros son llamadas también *ondas milimétricas*.

Las frecuencias de microondas abarcan tres bandas mayores y el extremo más alto del espectro de radiofrecuencia (RF). Ellas son la banda de ultra alta frecuencia (UHF) de 0.3 a 3.0 GHz, la banda de superalta frecuencia (SHF) de 3.0 a 30.0 GHz, y la banda de extra alta frecuencia (EHF) de 30 a 300 GHz. La banda SHF se divide en bandas que son designadas por letras. En la tabla 1.1.1 se listan la designación de letras viejas y la designación de las nuevas letras propuestas por el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). La vieja designación fue establecida a mediados de la década de los años cuarenta y aún permanece en uso común. En la tabla 1.1.2 se establece el rango de frecuencias para cada una de las bandas designadas.

vieja	P	L	S		C		X	Ku	K	Ka
nueva	C	D	E	F	G	H	I	J	K	

Tabla 1.1.1 Designación de Bandas para las Frecuencias Milimétricas o de Microondas.

En suma, la banda de microondas cubre una región de 1000:1 ya sea en frecuencia o en longitud de onda (λ): 0.3 a 300 GHz y de 1 m a 1 mm respectivamente.

Designación de las bandas de Microondas		
Frecuencia	vieja	nueva
500 - 1000 MHz	UHF	C
1 - 2 GHz	L	D
2 - 3 GHz	S	E
3 - 4 GHz	S	F
4 - 6 GHz	C	G
6 - 8 GHz	C	H
8 - 10 GHz	X	I
10 - 12.4 GHz	X	J
12.4 - 18 GHz	Ku	J
18 - 20 GHz	K	J
20 - 26.5 GHz	K	K
26.5 - 40 GHz	Ka	K
40 - 60 GHz	U	L
60 - 100 GHz	---	M

Tabla 1.1.2 Rango de Frecuencias para la Banda Milimétrica o de Microondas.

La mayor parte de las frecuencias en el espectro de radio están en la región de microondas. Esto significa que el potencial de aplicaciones para las microondas es muy grande debido al enorme ancho de banda disponible; así, por ejemplo, el dos por ciento de ancho de banda de una frecuencia de transmisión de 6 GHz es igual a 120 MHz. Este gran ancho de banda hace a las frecuencias de microondas ideal para un proceso conocido como *multiplexión de información*. Una transmisión multiplexada significa la transmisión simultánea de dos o más señales dentro de un mismo canal. Mediante el uso de sistemas de multiplexión, los sistemas de comunicación de microondas pueden ser, y generalmente son, hechos para transportar muchas conversaciones telefónicas al mismo tiempo.

Los símbolos literales en la tabla 1.1.1 se usan comúnmente para partes específicas de la banda de microondas. No tienen ningún estatuto oficial internacional, pero son convenientes para especificar las aplicaciones de microondas. La mayor parte del equipo comercial de microondas está diseñado para bandas específicas de 1 a 40 GHz. Nótese que las nuevas designaciones de letras de la *C* a la *K* están en orden ascendente de frecuencias.

1.2 PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

En el espacio libre las ondas electromagnéticas se propagan en líneas rectas sin atenuación u otros efectos adversos. El concepto de “espacio libre” es una idealización que sólo se aproxima si la energía de la onda electromagnética se propaga a través de la atmósfera. Sin embargo, en un sistema de comunicación se deben estimar las pérdidas entre el emisor y el receptor debidas a objetos que pueden absorber o reflejar la energía; dichos objetos contenidos en la atmósfera dispersan la onda electromagnética que viaja por el espacio causándole una atenuación inevitable.

Para determinar las pérdidas en el espacio libre consideremos un sistema de comunicación básico cuyo medio de propagación es el vacío, como el que se muestra en la siguiente figura.

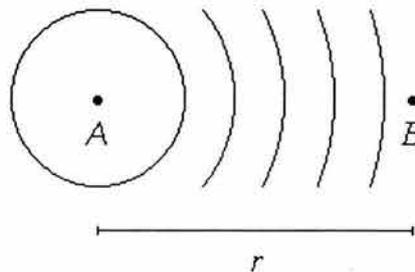


Figura 1.2.1 Esquema de Radiación de una Antena Isotrópica.

Si una antena transmisora *A* radia una potencia total P_{rad} con un patrón isotrópico (igual densidad de potencia en todas direcciones), entonces la densidad de potencia a una distancia r de la antena está dada por la siguiente ecuación:

$$S = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \quad \text{W/m}^2. \quad (1.2.1)$$

La expresión anterior nos indica que la envolvente descrita por una esfera de radio r contiene la misma cantidad de energía en cualquiera de sus puntos superficiales.

Si una antena receptora B con un patrón isotrópico (absorbe igual densidad de potencia en todas direcciones) se encuentra bajo la acción del campo electromagnético radiado, la cantidad de potencia que la antena absorbe con relación a la densidad de potencia de campo electromagnético es determinada por su área específica; entonces la potencia de recepción se obtiene de la siguiente manera:

$$P_R = S A_e \quad \text{W}, \quad (1.2.2)$$

donde A_e es el área específica, la cual se define como el área del frente de onda que tiene un flujo de potencia igual a la potencia disipada en la carga de la antena. Para una antena isotrópica el área efectiva es la siguiente:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad \text{m}^2, \quad (1.2.3)$$

donde λ es la longitud de onda de la señal electromagnética radiada.

Combinando las ecuaciones (1.2.1) a (1.2.3), se deriva que una antena isotrópica situada en los alcances del campo electromagnético radiado por A con una densidad de potencia S , entregará a la carga que se encuentra conectada entre sus terminales de salida una potencia P_R dada por la expresión:

$$P_R = P_{\text{rad}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad \text{W}. \quad (1.2.4)$$

Por definición [D] la siguiente expresión nos permite calcular las pérdidas en el espacio libre entre A y B :

$$L = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{rad}}}{P_R} \right) \quad \text{dB}. \quad (1.2.5)$$

Combinando las ecuaciones (1.2.4) y (1.2.5), las pérdidas en el espacio libre entre el emisor y el receptor pueden expresarse de la siguiente forma:

$$L = 21.98 + 20 \log_{10} \left(\frac{r}{\lambda} \right) \quad \text{dB}. \quad (1.2.6)$$

Existe otro modelo matemático para expresar las pérdidas en el espacio libre, el cual resulta más práctico y fue obtenido considerando que las antenas transmisora y receptora son isotrópicas:

$$L_S = 32.4 + 20 \log_{10} D_{\text{km}} + 20 \log_{10} F_{\text{MHz}} \quad \text{dB.} \quad (1.2.7)$$

De esta forma, el cálculo de las pérdidas en el espacio libre se vuelve relativamente simple, debido a que dichas pérdidas están sólo en función de la distancia D (en kilómetros), existente entre el emisor y el receptor, y de la frecuencia F (en MHz) de la señal electromagnética emitida.

Dado que las antenas isotrópicas no son físicamente realizables, en el cálculo de la potencia de recepción se deben de incluir las ganancias de las antenas de recepción y de transmisión, por lo cual, la potencia de recepción en decibeles se expresa como sigue:

$$P_R = P_T + G_T + G_R - L \quad \text{dBW,} \quad (1.2.8)$$

donde: P_R es la potencia total recibida en el receptor,

P_T es la potencia total transmitida en el transmisor expresada en dBW,

G_R es la ganancia de la antena receptora expresada en dBi,

G_T es la ganancia de la antena transmisora expresada en dBi,

L es la atenuación o pérdidas en el espacio libre expresadas en dB.

Si la expresión anterior la expresamos en términos de potencia, la potencia de recepción queda de la siguiente manera:

$$P_R = P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad \text{W,} \quad (1.2.9)$$

la cual se conoce como la *ecuación de transmisión de potencia de Friis*. Esta ecuación no incluye los efectos de acoplamiento de impedancia de la antena, la desviación por polarización de la onda o las pérdidas debidas a los efectos de propagación.

1.2.1 Tipos de Propagación

El camino que recorre una onda electromagnética o radioeléctrica desde que es radiada por la antena de emisión y es recibida en la de recepción no siempre es el mismo; depende de varios factores, principalmente de su frecuencia o longitud de onda.

Según sea el medio de propagación las ondas radioeléctricas se clasifican en ondas terrestres, ondas troposféricas y ondas ionosféricas. La figura 1.2.1.1 muestra estos tres tipos de propagación.

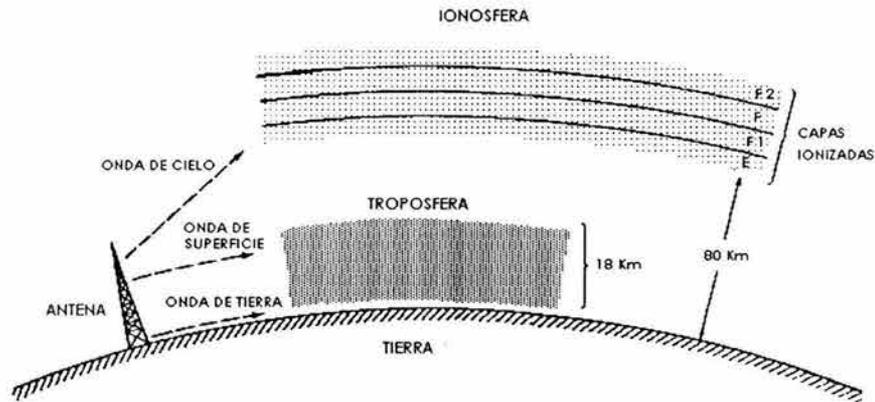


Figura 1.2.1.1 Tipos de Propagación de las Ondas Radioeléctricas.

Las ondas terrestres son afectadas directamente por la superficie de la Tierra. Éstas tienen dos componentes, una onda espacial que se transmite cercana a la superficie de la Tierra, y una onda que se transmite en ella. Las ondas troposféricas o de superficie se transmiten precisamente arriba de la superficie de la Tierra, principalmente en una línea directa a la antena receptora. Las ondas ionosféricas o de cielo se transmiten hacia el cielo. Parte de la energía se pierde, pero parte de la onda de cielo regresa a la Tierra desde la ionosfera por reflexión y refracción.

En general, las altas frecuencias arriba de 30 MHz se propagan principalmente por ondas de superficie para transmisión directa a la antena receptora. Las distancias típicas de transmisión son hasta 120 km.

La mayor distancia de transmisión se obtiene por las ondas de cielo. Cuando hay suficiente potencia para la señal de radio, la reflexión en la ionosfera puede permitir la recepción a más de 1600 km de distancia.

La figura 1.2.1.2 muestra las diferentes regiones en que se considera dividida la atmósfera terrestre; la que está en contacto con la corteza terrestre y llega a alcanzar 18 km de espesor sobre el ecuador es la troposfera. Le sigue la estratosfera que se extiende hasta 80 km de altura, estando a continuación la ionosfera (también se le conoce como la capa *Kennelly-Heaviside*), la cual se extingue a los 450 km aproximadamente. Estas regiones se subdividen en capas relativamente limitadas y delgadas que pueden ionizarse y producir la reflexión o refracción de las ondas radioeléctricas que lleguen a ellas con una serie de condicionantes.

La primera de estas capas está en la estratosfera, se denomina capa D_1 estando situada a una altura de unos 50 km, le sigue la región D_2 en el límite inferior de la ionosfera; a continuación se encuentra la E , en ella, por encima de 80 km, se produce esporádicamente la E_s , a 105 km la E_1 y a 160 km la E_2 . A continuación se localizan las capas F : la F_1 a una altura de 250 km, la $F_{1.5}$ sobre los 250 km y la F_2 entre 380 y 390 km.

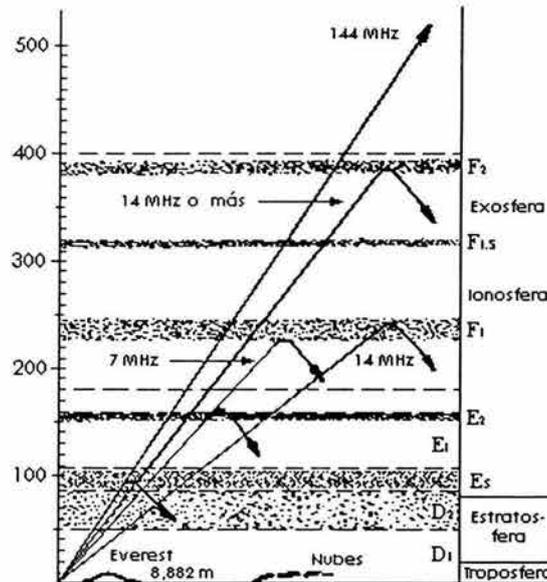


Figura 1.2.1.2 Regiones y Capas Ionizadas de la Atmósfera Terrestre.

Todas estas capas varían de intensidad de ionización así como de altura y espesor en el transcurso del día, llegando a desaparecer algunas de ellas, inclusive, durante la noche; pero, en promedio, permanecen entre sus límites establecidos. El uso de estas capas ionizadas es de gran importancia en la radiocomunicación, ya que de ellas depende el alcance que un enlace radioeléctrico pueda tener.

1.3 EFECTOS DEL MEDIO DE PROPAGACIÓN

Un gran problema en la radiopropagación es el causado por la refracción atmosférica, la cual no sólo afectará en la curvatura de la señal, sino que también debilitará la señal. Otro gran problema lo representan los gases atmosféricos, éstos absorben y dispersan la energía de la señal. Esta cantidad de absorción y dispersión depende de varios factores, pero principalmente depende de la frecuencia de la señal, de la altitud sobre el nivel del mar a la que se realiza el radioenlace y de las características propias del terreno. La absorción y la dispersión representan un serio problema en la transmisión de señales con frecuencia mayor a 10 GHz.

1.3.1 Refracción

Si una señal electromagnética es propagada en el espacio libre (el cual por definición no es la atmósfera) o en un medio uniforme, la señal viajará en línea recta; sin embargo, una señal electromagnética propagada sobre la atmósfera de la tierra encontrará variaciones en

el índice de refracción atmosférico y su desplazamiento no será lineal sino curvo, se dice, entonces, que la señal sufre una refracción. La refracción es la alteración que sufre la señal electromagnética al pasar de un medio a otro, o al pasar de determinadas condiciones atmosféricas a otras. Esto hace que las ondas de frecuencia muy elevadas se propaguen más lejos del horizonte óptico y que la dirección de propagación se incurve, siguiendo la forma de la Tierra, figura 1.3.1.1.

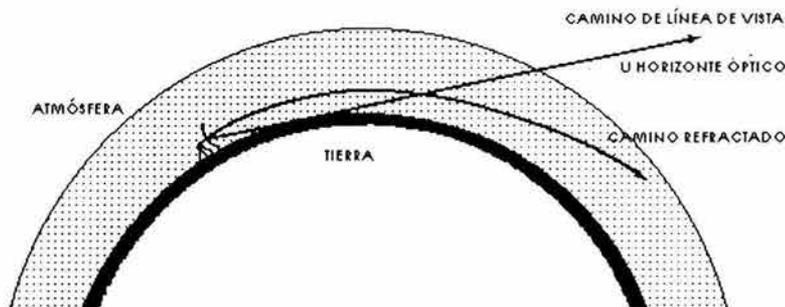


Figura 1.3.1.1 Refracción de las Ondas de Radio Debido a la Atmósfera.

La atmósfera terrestre siempre está en movimiento, por lo que las condiciones atmosféricas cambian constantemente de una región a otra y de un momento a otro. Estos cambios se manifiestan principalmente en las variaciones de presión, humedad y temperatura, entre otros. Tanto los cambios atmosféricos como la ionización de la atmósfera provocan que la constante dieléctrica del medio cambie de valor, de tal manera que se produce una conductividad diferente en las distintas capas de la atmósfera. Como consecuencia, el índice de refracción atmosférico, expresado como la relación existente entre la velocidad de propagación en el vacío y la velocidad de propagación dentro la atmósfera ionizada, cambia, provocando que la señal cambie de dirección y de velocidad cada vez que ésta cruce una región diferente de la atmósfera.

Actualmente, para una trayectoria particular, se hace uso de un factor de escala llamado factor K que ayuda a cuantificar la curvatura de una señal emitida sobre la atmósfera. Los radioenlaces en línea de vista, a los cuales se le da un factor $K=1$, indican que las comunicaciones efectivas son limitadas sólo por el horizonte óptico; en muchos casos los radioenlaces no se restringen a una comunicación con línea de vista, de hecho es posible llevar a cabo radioenlaces más allá del horizonte óptico utilizando para ello un factor $K = 4/3 = 1.333$, como se muestra en la figura 1.3.1.1.

En la siguiente tabla se muestra el valor correspondiente del factor equivalente al radio terrestre o factor K para diferentes condiciones de propagación.

	Perfecto	Ideal	Promedio	Difícil	Malo
Clima	Atmósfera estándar	Sin niebla y sin capas atmosféricas	Clima sub-estándar, niebla ligera	Formación de capas atmosféricas y niebla	Niebla y alta humedad
Ejemplo típico	Temperatura constante, sin niebla, sin ductos. Condiciones atmosféricas constantes en el día y en la noche	Zonas secas y zonas montañosas	Regiones planas (valles)	Zonas costeras	Zonas costeras tropicales y zonas tropicales
Factor K	1.33	1.33	0.66 - 1.0	0.5 - 0.66	0.4 - 0.5

Tabla 1.3.1.1 Factor K Equivalente al Radio Terrestre para Diferentes Condiciones de Propagación.

En la siguiente figura se muestran los efectos de diferentes valores del factor K sobre la curvatura de la señal de radiofrecuencia. Esta curvatura se debe a la refracción angular ocasionada por efectos atmosféricos y a la altitud sobre el nivel del mar a la que se realiza el radioenlace.

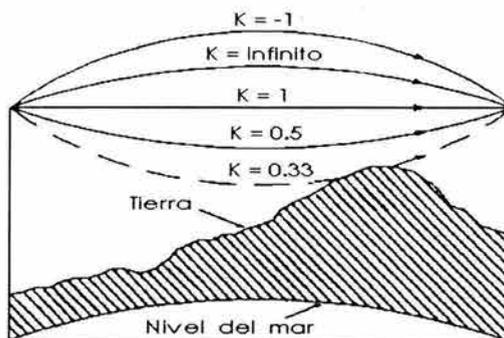


Figura 1.3.1.2 Curvatura de la Señal y Factor K Correspondiente.

La refracción angular a través de la atmósfera ionizada (medio de propagación), ocurre porque las ondas de radio viajan con diferente velocidad en diferentes medios donde varía la constante dieléctrica. En el espacio libre la velocidad es máxima, pero en la atmósfera ionizada donde la constante dieléctrica es un poco más grande debido a la presencia de gas y de moléculas de agua, las ondas de radio viajan más lentamente.

Los radiometeorólogos tienen definido un estándar atmosférico en el cual se especifica que la presión, la temperatura y el vapor de agua (humedad) decrecen con incrementos de altitud. La constante dieléctrica es un simple parámetro que combina el resultado de los efectos de estas tres propiedades meteorológicas, por lo que la constante dieléctrica también decrece con incrementos de altitud. Como las ondas electromagnéticas viajan rápidamente en un medio donde la constante dieléctrica es baja, la parte superior del frente de onda radiado tiende a viajar con una mayor velocidad que la parte inferior, causando que la señal sufra una deflexión hacia la tierra. En una atmósfera homogénea horizontal donde el cambio vertical de la constante dieléctrica es gradual, la curvatura o refracción es continua. Finalmente, en una atmósfera donde la constante dieléctrica es alta, el factor de curvatura se

incrementará por lo que la señal sufrirá una deflexión hacia arriba, figura 1.3.1.2.

1.3.2 Zona de Fresnel (Difracción)

La zona de *Fresnel* está relacionada con el fenómeno de difracción que sufre una señal electromagnética. La difracción de una señal de radiofrecuencia ocurre cuando ésta encuentra un obstáculo a su paso, el cual tiene una longitud mayor a la longitud de onda de la señal. Por lo tanto, para frecuencias altas el obstáculo no tendrá que ser lo suficientemente grande para obstruir el paso a la señal, ya que la longitud de onda de estas señales es muy pequeña. La difracción ocasionada a la señal al paso por un determinado obstáculo puede causar que la ruta planeada no sea funcional y que se tenga que replantear una nueva ruta para el radioenlace en línea de vista. La cantidad de pérdidas por obstrucción depende del área de la señal obstruida (área frontal total de la energía propagada) y de las propiedades de difracción del material obstructor.

En caso de que la señal de radiofrecuencia encuentre un obstáculo a su paso, se debe tomar en cuenta la altura h debida a la curvatura de la tierra, que tiene que sumarse a la máxima altura del obstáculo para lograr una línea de vista funcional (sin pérdidas por obstáculos). Dicha altura se calcula con la siguiente expresión:

$$h = \frac{(d_1)(d_2)}{12.75K} \text{ m,} \quad (1.3.2.1)$$

donde: d_1 es la distancia en km desde el extremo más cercano al obstáculo,
 d_2 es la distancia en km desde el extremo más lejano al obstáculo,
 h es la altura adicional del obstáculo debida a la curvatura de la tierra,
 K es el factor de radio equivalente de radio terrestre.

En la siguiente figura se puede apreciar el efecto de la curvatura de la tierra sobre un radioenlace punto a punto. En la medida que las torres se alejen entre sí, la altura h aumenta por efecto de la curvatura de la tierra; si se acercan las torres esta altura disminuye.



Figura 1.3.2.1 Altura h del Obstáculo Debida a la Curvatura de la Tierra.

Aunque se tenga una línea de vista funcional, el área frontal de la señal de RF puede encontrarse obstáculos que debiliten la señal por el efecto de difracción. La zona de *Fresnel* es el área que debe sumarse a la altura h sobre la máxima altura del obstáculo para asegurar que la trayectoria de la señal de RF esté, ahora sí, totalmente libre de obstáculos.

Lo ideal sería no contar con obstáculos que difracten la señal y tener una transmisión normal. El objetivo, como diseñadores de un radioenlace en línea de vista, es proveer la suficiente área libre de obstáculos. Para calcular la Zona de *Fresnel* y de acuerdo a la figura 1.3.2.2, considérese un obstáculo que se encuentra a una distancia d_1 del transmisor T y a una distancia d_2 del receptor R y un radio R_n que se extiende por arriba y por abajo del horizonte óptico, cuya región del espacio formada por una superficie de revolución elíptica corresponde a los campos que forman el campo electromagnético total en el receptor. Debido a que cada uno de los campos contiene la misma fase, es posible determinar el campo electromagnético total en el receptor como la suma vectorial de dichos campos.

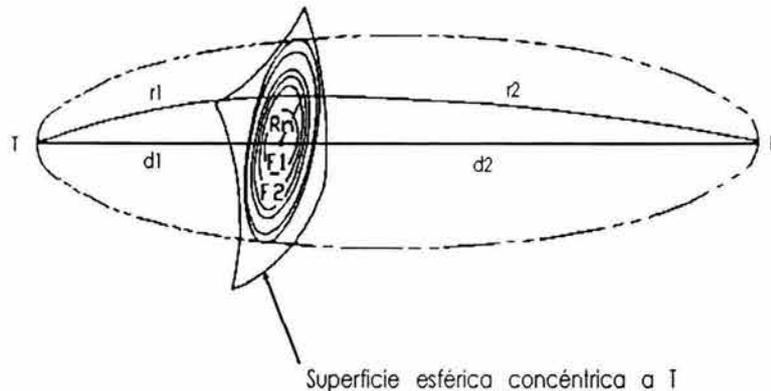


Figura 1.3.2.2 Zonas Geométricas de *Fresnel*.

Las fases de los distintos campos se mantienen constantes debido a que se consideraron antenas isotrópicas tanto en el transmisor como en el receptor, esto significa que la cantidad de energía radiada por el transmisor sigue un patrón esférico, en donde las ondas electromagnéticas viajan con la misma velocidad dispersándose hacia todas direcciones a través del espacio libre.

La propagación de las ondas electromagnéticas sigue un patrón esférico que se dispersa más y más al aumentar la distancia de recorrido de la señal de radiofrecuencia, de modo que para una distancia lo suficientemente grande el patrón seguirá siendo esférico pero con un radio R_n mayor, esto quiere decir que a mayor distancia se presentará mayor dispersión del frente de onda radiado, por lo que el debilitamiento de la señal se incrementará.

Según lo establecido por la teoría de *Huygens-Fresnel*, cada campo es considerado como un punto de radiación electromagnética hacia el extremo receptor, de manera que el n campo electromagnético se encuentra formado por la n zona de *Fresnel* sobre una superficie

cercana al punto donde se interceptan d_1 y d_2 , que es centro del haz electromagnético radiado.

Sobre la superficie de revolución elíptica correspondiente al frente de onda radiado, la primera zona de *Fresnel* (F_1) generada se define como la intersección de los radios $r_1 + r_2$ igual a la suma de la distancia d ($d_1 + d_2$) más media longitud de onda ($\lambda/2$). De esta forma la segunda zona de *Fresnel* (F_2) generada se define como la región donde $r_1 + r_2$ es mayor que $d + (\lambda/2)$, pero menor que $d + 2(\lambda/2)$. En general la n zona de *Fresnel* (F_n) se define como la región donde $r_1 + r_2$ es mayor que $d + (n - 1)(\lambda/2)$, pero menor que $d + n(\lambda/2)$.

Las componentes de campo de las n zonas de *Fresnel* tienden a cancelarse desde la segunda componente, por lo que en la práctica sólo será necesario realizar el cálculo de la primera zona F_1 .

Para calcular el radio de la n zona de *Fresnel* (R_n) sobre una superficie perpendicular a la ruta de propagación del frente de onda, la siguiente ecuación representa una buena aproximación:

$$R_n \cong 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{\text{GHz}}} \left(\frac{(d_1)(d_2)}{d_1 + d_2} \right)} \quad \text{m.} \quad (1.3.2.2)$$

Convencionalmente sólo se requiere el 60% de la zona de *Fresnel* para garantizar que la trayectoria de la señal estará totalmente libre de obstáculos; es decir, $0.6F_1$ será suficiente para garantizar que la atenuación debida a un obstáculo cercano al haz electromagnético es despreciable. En la ecuación anterior las distancias d_1 y d_2 están en km.

1.3.3 Reflexión Terrestre

Uno de los fenómenos que puede ocasionar interferencia en el receptor es la reflexión terrestre, la pérdida de energía podría ser muy grande debido a este fenómeno. La reflexión es el cambio repentino de la dirección del haz en el punto de interface entre dos medios diferentes.

Cuando una onda es reflejada por la superficie de la tierra generalmente es alterada en fase. Frentes de onda con polarización horizontal son los que presentan mayor desviación de fase a causa de la reflexión, llegando hasta cerca de 180° de desviación. Para la polarización vertical dicha desviación varía desde 0° hasta 180° dependiendo del ángulo de incidencia y del coeficiente de reflexión terrestre.

Para el caso de la polarización horizontal, si la superficie es lo suficientemente grande para reflejar gran parte de la señal, esto es, para reflejar campos pertenecientes a varias de las zonas de *Fresnel*, las ondas reflejadas estarán fuera de fase de acuerdo a las ondas propagadas sobre la ruta óptica (señal no desfasada) y éstas llegarán al receptor causando interferencia y debilitamiento de la señal electromagnética recibida.

Para eliminar dicho fenómeno de interferencia, se requiere de torres más altas para mover el punto de reflexión hacia una zona que no refleje mucho la energía electromagnética radiada (por ejemplo: zonas boscosas). Si la superficie reflectante es buena conductora, reflejará casi toda la energía que llegue a ella, disminuyendo su poder reflectante a medida que sea más aislante; es decir, el poder de reflexión de una superficie es proporcional a su conductividad.

La figura siguiente muestra los efectos de la radiopropagación de las ondas electromagnéticas sobre la superficie de la tierra y en presencia de una atmósfera ionizada, las causa son la difracción, la refracción y la reflexión de las ondas electromagnéticas en dicho medio de propagación.

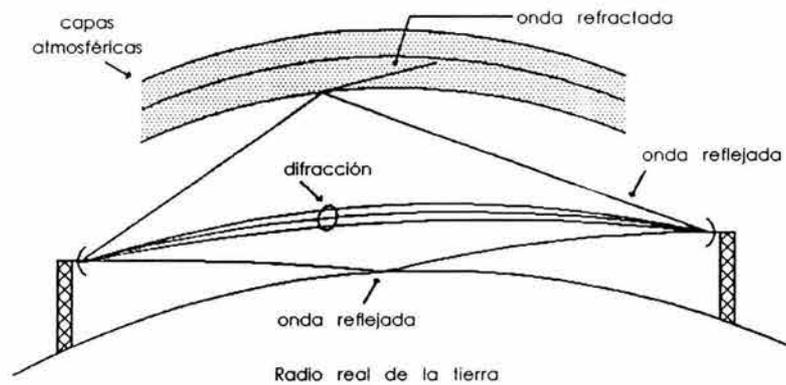


Figura 1.3.3.1 Radiopropagación de las Ondas Electromagnéticas.

1.4 EFECTOS ATMOSFÉRICOS EN LA RADIOPROPAGACIÓN

La región de microondas es una región que es especialmente susceptible a los fenómenos meteorológicos tales como la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otros efectos. Estos fenómenos repercuten muy seriamente en sistemas cuya frecuencia de operación es mayor de 10 GHz, por lo que deben ser considerados, ya que representan un factor importante en el cálculo de las pérdidas en el espacio libre. Actualmente la banda *Ka* está tomando una gran importancia en las telecomunicaciones, y de ahí la necesidad de desarrollar sistemas con un alto grado de confiabilidad.

De la ecuación (1.2.7) se puede deducir la siguiente expresión que ayuda al cálculo de las pérdidas totales en el espacio libre para un radioenlace terrestre o satelital en la banda milimétrica:

$$L = 92.45 + 20 \log_{10} D_{\text{km}} + 20 \log_{10} F_{\text{GHz}} + a + b + c + d + e \quad \text{dB}, \quad (1.4.1)$$

donde: F es la frecuencia de operación en GHz,
 D es la distancia entre el receptor y el emisor en km,
 a son las pérdidas (dB) debidas al vapor de agua,
 b son las pérdidas (dB) debidas a neblina y niebla,
 c son las pérdidas (dB) debidas al oxígeno,
 d son las pérdidas (dB) por absorción debidas a otros gases,
 e son las pérdidas (dB) debidas a la lluvia.

Las pérdidas debidas al vapor de agua dependen de la humedad relativa, de la temperatura, de la presión atmosférica y de la altitud. Las pérdidas debidas a la presencia de partículas de oxígeno en la atmósfera dependen de la densidad atmosférica. La suma de ambas pérdidas se hacen llamar pérdidas por absorción atmosférica, y algunos especialistas sugieren considerar una atenuación de 0.13 dB/km como la atenuación equivalente por absorción atmosférica para frecuencias de operación entre 28 y 42 GHz.

Las pérdidas debidas a la lluvia son uno de los factores que causa mayor atenuación a la señal de radiofrecuencia transmitida en un radioenlace punto a punto con frecuencias de operación mayor de 10 GHz. La atenuación por lluvia es un factor que depende del porcentaje de precipitación en mm/h de la región donde se realiza el radioenlace.

Las pérdidas debidas a niebla son de 0.1 dB/km a 35 GHz incrementándose a 0.6 dB/km a 75 GHz. Se debe considerar sólo la distancia estimada de presencia de niebla y no la distancia total entre el transmisor y el receptor. Las pérdidas debidas a otros gases no se conocen, pero éstas generalmente son despreciables.

1.4.1 Atenuación por Absorción Atmosférica

Cuando las frecuencias de transmisión son lo suficientemente altas, las ondas electromagnéticas interactúan con las moléculas de los gases en la atmósfera. Estas interacciones reducen la potencia de las señales conforme atraviesan la atmósfera, y se intensifican en las frecuencias de resonancia del vapor de agua (H_2O), oxígeno (O_2) y bióxido de carbono (CO_2). Si consideramos exclusivamente el rango de frecuencias empleado por los satélites de comunicaciones, las únicas resonancias de interés son la del vapor de agua, que está centrada en 22.2 GHz, y la del oxígeno, que está en los 60 GHz. Las bandas de frecuencia que la Unión Internacional de Telecomunicaciones, UIT, ha asignado para los satélites de comunicaciones (1 – 30 GHz) fueron cuidadosamente elegidas para evitar las zonas de mayor atenuación. En la figura 1.4.1.1 se observa que las bandas C , Ku y Ka se hallan en las zonas de baja absorción atmosférica, denominadas “ventanas”. Con esto, la atenuación acumulada durante el paso de las señales de microondas se reduce al mínimo y se abaratan los costos de transmisión, para una calidad determinada.

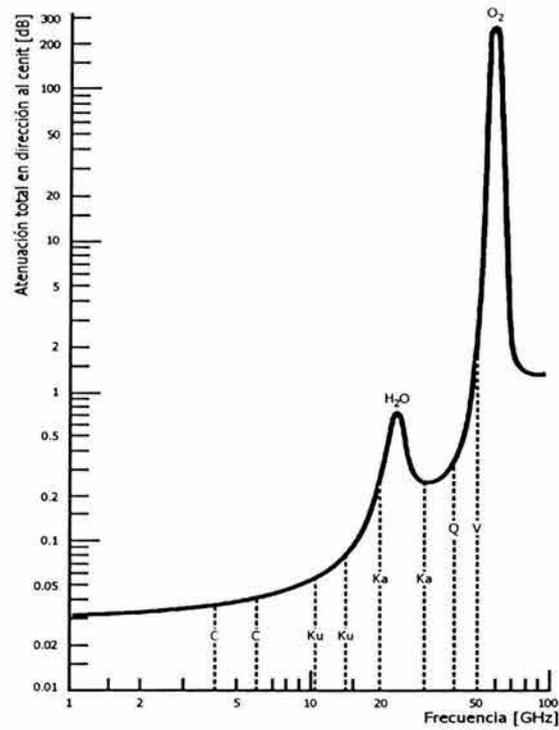


Figura 1.4.1.1 Atenuación por Absorción Atmosférica a una Temperatura de 20°C y Densidad de Vapor de Agua de 7.5 g/m³.

En dirección al cenit o para ángulos de elevación altos, y en las bandas C y Ku, estas pérdidas atmosféricas son muy pequeñas y pueden ser despreciadas, ya que no afectan la incertidumbre de cualquier balance de potencias en un enlace satelital. En la banda Ka son un poco mayores, pero cuando mucho de unos 0.4 dB. Sin embargo, si el ángulo de elevación de una estación terrena es muy bajo, dichas pérdidas sí son más significativas y pueden ser del orden de 1.0 dB en las bandas más altas.

Estrictamente, la atenuación total acumulada depende de la longitud exacta del trayecto de la señal a través de las capas atmosféricas responsables de la absorción. Es decir, depende del ángulo de elevación de la estación terrena, de la altitud a la que ésta se encuentra sobre el nivel del mar, la temperatura y la densidad del vapor de agua. La figura 1.4.1.1 corresponde a una trayectoria en dirección del cenit; de modo que si el ángulo de elevación de la estación terrena es otro, se debe corregir la estimación de la absorción atmosférica por medio de la siguiente fórmula para θ entre 10° y 90°:

$$[L_{a.a.}]_{dB} = [L_{cenit}] \operatorname{cosec} \theta, \quad (1.4.1.1)$$

en donde θ es el ángulo de elevación de la antena terrestre, L_{cenit} es la lectura obtenida de la figura 1.4.1.1 y $L_{a.a.}$ es la atenuación por absorción atmosférica para ese ángulo de elevación θ . Dado que la atenuación es acumulativa por cada kilómetro que la señal se adentra en las capas de absorción, existen otras versiones de la misma figura 1.4.1.1, donde

el eje de las ordenadas está graduado en dB/km, y para calcular la atenuación total basta con multiplicar por el número de kilómetros de la trayectoria de absorción, aunque es más difícil estimarla con precisión.

La siguiente tabla nos muestra, como ejemplo, la atenuación por absorción atmosférica que se produce a diferentes frecuencias cuando la estación terrena se encuentra a 90° (cenit), 60° y 20° de elevación:

	$\theta = 90^\circ$	$\theta = 60^\circ$	$\theta = 20^\circ$
Frecuencia (GHz)	L_{cenit} [dB]	$L_{\theta, \theta}$ [dB]	$L_{\theta, \theta}$ [dB]
4	0.0371	0.0428	0.1085
6	0.0408	0.0471	0.1193
12	0.0636	0.0734	0.1860
14	0.0791	0.0913	0.2313
20	0.2694	0.3111	0.7877
30	0.2498	0.2885	0.7304

Tabla 1.4.1.1 Atenuación por Absorción Atmosférica a Diferentes Frecuencias y Ángulos de Elevación.

Como puede verse, en todos los casos la atenuación por absorción atmosférica queda muy por debajo de 1 dB, en los días con cielo despejado. Sin embargo, la presencia de precipitación pluvial puede causar una atenuación mucho mayor en el nivel de potencia de las señales.

1.4.2 Atenuación por Lluvia

Es sabido que la atenuación de las señales electromagnéticas aumenta en función del cuadrado de la frecuencia, en condiciones de cielo despejado. Si llueve, la situación empeora aún más y la calidad de las señales puede ser muy pobre o, inclusive, bajo condiciones de fuerte lluvia, el servicio puede ser interrumpido. Estos niveles de atenuación por lluvia en la banda *Ka* son mayores que los que sufren las ondas en las bandas *C* y *Ku*. Por lo tanto, es necesario conocerlos para diseñar correctamente los parámetros de operación de un satélite y sus estaciones terrenas asociadas. La potencia de los transmisores, los diámetros de las antenas, la velocidad de transmisión y la calidad dependerán siempre de la confiabilidad requerida y de la intensidad de lluvia, por zonas geográficas.

Durante los últimos cuarenta años, los efectos de la lluvia sobre la propagación de las ondas electromagnéticas han sido estudiados y ahora ya se sabe con bastante precisión que tanto se atenúa una señal, en función de su frecuencia y de la intensidad con que esté lloviendo, medida en milímetros por hora (mm/h). Durante estas décadas varios han sido los modelos propuestos para tipificar a las gotas de lluvia y sus efectos; entre ellos está el de *Laws & Parsons*, el de *Crane* [1, 2]*, y más recientemente el *DAH* [3, 4] para la banda *Ka*. Las gotas de lluvia absorben energía al ser calentadas por las señales de microondas, y conforme la longitud de onda se hace comparable al tamaño de las gotas, el efecto es más severo, causando mayor atenuación en la banda *Ka* que en la banda *Ku* o en la *C*.

* Referencia

Asimismo, una parte de la energía de la señal se dispersa al chocar ésta con las gotas de lluvia.

Para resolver este problema de atenuación que surge de la presencia de la lluvia, hay que recurrir a datos estadísticos sobre la probabilidad acumulativa de las tasas de lluvia según la zona geográfica de interés. En la figura 1.4.2.1 se muestra el mapa de América subdividido en regiones climáticas o hidrometeorológicas; en unas llueve más fuerte o más frecuentemente que en otras y, por lo tanto, cada región tiene su propia tasa de lluvia que es excedida cierto porcentaje del tiempo en un año. Estas regiones fueron designadas con letras por el Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones, CCIR (*Comité Consultatif International de Radio*). Los valores estadísticos publicados por el CCIR para las regiones y letras del mapa de la figura 1.4.2.1 se proporcionan en la tabla 1.4.2.1.

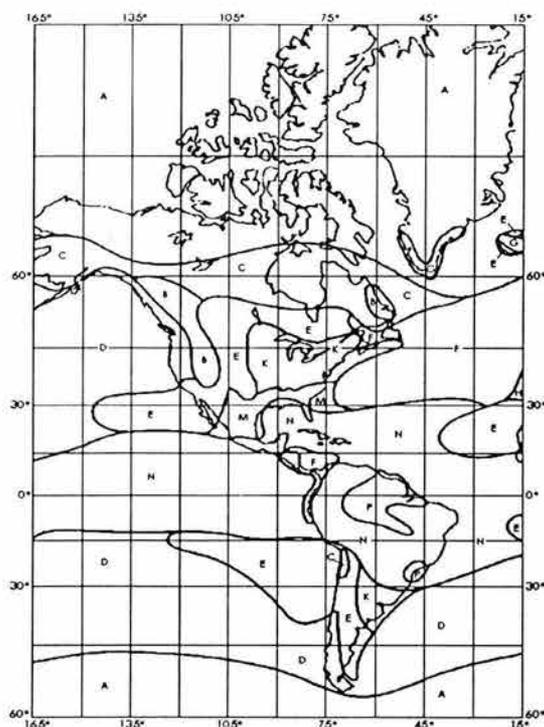


Figura 1.4.2.1 Regiones de Lluvia para el Continente Americano Designadas con Letras por el CCIR.

% de tiempo	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1.0	-	1	-	3	1	2	-	-	-	2	-	4	55	12
0.3	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15	34
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

Tabla 1.4.2.1 Intensidad de la Lluvia Excedida en mm/h para las Regiones del Globo Terrestre.

Cabe señalar que todos los continentes han sido subdivididos en regiones climáticas con su respectiva tasa de lluvia. Recientemente, la UIT mejoró esta subdivisión con datos estadísticos acumulados durante más de 15 años, los cuales reducen el error rms en las predicciones de precipitación anual de 35% a sólo 25%.

Diversos estudios muestran que una señal no es afectada por la lluvia de la misma forma en toda su trayectoria, ni durante todo el tiempo que llueve [2], por lo que hay que considerar que ésta únicamente afecta a la señal durante un periodo de tiempo finito y a lo largo de un segmento de su trayectoria. Asimismo, la intensidad y distribución de la lluvia no son uniformes dentro de una misma región; si la variable es el tiempo, la intensidad se incrementa por momentos, para después disminuir. El mismo fenómeno es observado si se toma como variable la altura.

Cuando llega a llover en la zona donde está instalada una estación terrena, ya sea transmisora o receptora, las señales portadoras son atenuadas conforme se propagan a través de la región del aire en donde esté lloviendo; la distancia total d , que las señales viajan a través del fenómeno meteorológico depende de la altura h de las nubes con relación al piso y del ángulo de elevación θ de la antena de la estación, figura 1.4.2.2.

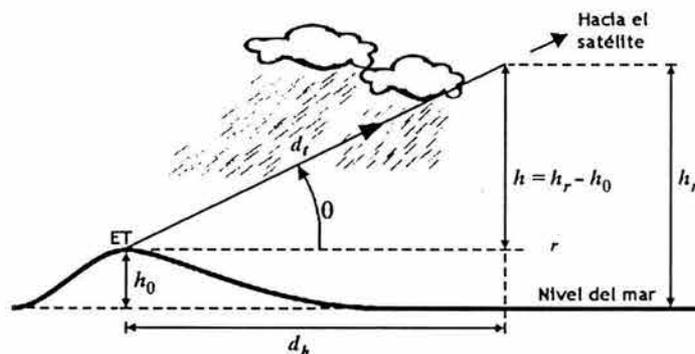


Figura 1.4.2.2 Cuando Lluvia, una Señal Portadora Recorre una Distancia d a través de la Lluvia y se Atenúa Progresivamente.

Uno de los principales modelos para el cálculo de la atenuación por lluvia es el propuesto por *R. K. Crane* [1], el cual está basado en mediciones y observaciones meteorológicas y en el clima específico de cada región. Los datos estadísticos para su aplicación son: intensidad de lluvia, altura de la estación terrena, altura de la isoterma 0°C , presión atmosférica y temperatura. El modelo *DAH* es particularmente útil en la banda *Ka*, ya que está basado en datos recolectados durante años con el satélite ACTS en la década de los 90 [véase 6.2.3]; este modelo ha sido adoptado por la UIT a partir de fines de 1999. En el futuro, otras bandas de frecuencias aún mayores, específicamente las *Q*, *V* (40-60 GHz, banda *U*) y *W* (75-100 GHz) serán empleadas para enlaces de superalta capacidad.

Sin embargo, existen métodos sencillos que permiten calcular con cierta precisión los niveles de atenuación en función de la frecuencia y del tipo de polarización de la señal [5];

se ha comprobado que el método de la CCIR actualmente es el mejor en cuanto precisión [6]. También es aconsejable solicitar al operador o dueño de un sistema satelital la información que se debe tomar en cuenta sobre márgenes de lluvia, por zonas, de acuerdo con ciertos objetivos o porcentajes de disponibilidad de tiempo en un año medio. Con esto, se puede ahorrar el cálculo de la atenuación y sólo integrarlo en la planificación de sus redes.

A través de los años se han propuesto diferentes modelos matemáticos para estimar la longitud d_t del trayecto oblicuo en el que una señal satelital es afectada en forma efectiva por la lluvia. En su reporte 564-4, publicado en 1990, la CCIR recomienda el método cuyos pasos se indican a continuación:

1. Calcular la altura h_r de la figura 1.4.2.2 como:

$$h_r = 3 + 0.028 l \quad \text{km} \quad 0^\circ \leq l < 36^\circ \quad (1.4.2.1)$$

o

$$h_r = 4 - 0.075 (l - 36) \quad \text{km} \quad l \geq 36^\circ \quad (1.4.2.2)$$

en donde l es la latitud de la estación terrena en grados, ya sea norte o sur.

Se observa que h_r tiene valores entre 3 y 4 km, con un punto máximo de 4 km para $l = 36^\circ$. Estas expresiones ya toman en cuenta, aproximadamente, la altura de la isoterma de cero grados en función de la latitud, que normalmente es el punto de arranque en los cálculos por otros métodos.

2. Conocida h_r , la longitud física del trayecto oblicuo d_t por el cual la señal pasa bajo lluvia se obtiene por simple trigonometría, de la misma figura 1.4.2.2, como:

$$d_t = \frac{h_r - h_0}{\text{sen}\theta}, \quad \text{km} \quad \theta \geq 10^\circ \quad (1.4.2.3)$$

en donde h_0 es la altitud de la estación terrena sobre el nivel del mar, en kilómetros. Para $\theta < 10^\circ$, se recomienda usar, para considerar la curvatura de la Tierra, la siguiente expresión:

$$d_t = \frac{2(h_r - h_0)}{\sqrt{\text{sen}^2\theta + \frac{2(h_r - h_0)}{R_e} + \text{sen}\theta}}, \quad \text{km} \quad \theta < 10^\circ \quad (1.4.2.4)$$

en donde R_e es el radio equivalente de la Tierra ($\approx 8,500$ km).

3. Calcular un factor reductor $r_{0.01}$, que es aplicable a una disponibilidad de 99.99% y que sirve para ajustar d_t y obtener la longitud efectiva de la trayectoria oblicua. Dicho factor toma en cuenta la no-uniformidad de la distribución de la lluvia a diferentes alturas, y se obtiene como:

$$r_{0.01} = \frac{1}{1 + \left(\frac{d_r}{35e^{-0.015R_{0.01}}} \right) \cos\theta} \approx 1 \quad (1.4.2.5)$$

en donde $R_{0.01}$ es la intensidad de la lluvia en mm/h excedida 0.01% en un año, de acuerdo a la tabla 1.4.2.1.

4. Obtener el coeficiente de atenuación específica γ , dado en dB/km. El valor de este coeficiente depende de la intensidad con la que llueve y de otros coeficientes a y b , según la relación siguiente:

$$\gamma = aR_{0.01}^b \quad \text{dB/km} \quad (1.4.2.6)$$

Los valores de los coeficientes a y b se calculan teóricamente a partir de consideraciones sobre la propagación electromagnética a través de las gotas de lluvia, y dependen de la polarización de la señal y de su frecuencia. En la tabla 1.4.2.2 se proporcionan los valores de algunos de estos coeficientes de atenuación específica publicados por la CCIR [7] y obtenidos usando el modelo de distribución del tamaño de las gotas establecido por *Laws & Parsons*. Si la polarización de la señal es circular, se hace un promedio usando los coeficientes de la tabla 1.4.2.2, con las fórmulas siguientes:

$$a_c = \frac{a_h + a_v}{2} \quad \text{y} \quad b_c = \frac{a_h b_h + a_v b_v}{2 a_c}$$

Frecuencia (GHz)	a_h	a_v	b_h	b_v
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929
45	0.442	0.393	0.903	0.897
50	0.536	0.479	0.873	0.868

Tabla 1.4.2.2 Coeficientes de Regresión para Estimar una Atenuación Específica para Polarización Horizontal (subíndice h) y Polarización Vertical (subíndice v).

(Cabe mencionar que las ondas con polarización horizontal tienen más atenuación que las ondas con polarización vertical, por lo tanto, el uso de polarización vertical reducirá considerablemente las pérdidas por lluvia).

5. Por último, la atenuación L buscada se calcula como:

$$L_{\text{lluvia } 0.01} = (\gamma)(d)(r_{0.01}) \quad \text{dB}, \quad (1.4.2.7)$$

Nótese que la atenuación obtenida con la ecuación (1.4.2.7) sería excedida durante 0.01% de un año, dando una disponibilidad de 99.99%. Si se desea estimar la atenuación excedida durante otros porcentajes del año, se puede usar la fórmula del paso siguiente.

6. Para una disponibilidad de $(100\% - p)$, la atenuación obtenida en el paso 5 se multiplica por un factor, de acuerdo con la siguiente relación:

$$L_{\text{lluvia } p} = [0.12 p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}] L_{\text{lluvia } 0.01} \quad \text{dB}, \quad (1.4.2.8)$$

donde p es el porcentaje de tiempo excedido en un año (%).

La tabla 1.4.2.3 muestra, para diferentes localidades, la atenuación por lluvia que se produce cuando se tiene un radioenlace con el satélite Satmex 5 (116.8° O), para una disponibilidad de 99.99%, a las frecuencias de 6, 14 y 30 GHz (banda C, Ku, Ka, resp.), para polarización horizontal.

Ciudad	Latitud	Longitud	Altitud	Elevación	L [dB]	L [dB]	L [dB]
			h_0 [m]	θ	6 GHz	14 GHz	30 GHz
México, D.F.	19.43° N	99.13° O	2,240	59.575°	0.76	7.46	23.13
Guadalajara	20.67° N	103.38° O	1,567	61.359°	0.79	8.03	26.02
Monterrey	25.67° N	100.30° O	538	54.790°	1.25	12.69	41.12
Mérida	20.96° N	89.62° O	10	50.669°	2.43	23.14	69.26
Pto. Veracruz	19.20° N	96.13° O	14	57.410°	2.11	20.37	61.97
Hermosillo	29.07° N	110.96° O	210	55.482°	0.35	4.15	15.90
Acapulco	16.85° N	99.89° O	10	62.267°	1.80	17.65	54.70
Tapachula	14.54° N	92.17° O	60	56.891°	2.56	21.49	64.33

Tabla 1.4.2.3. Atenuación por Lluvia, L , que se Produce a las Frecuencias de 6, 14 y 30 GHz cuando se tiene un Radioenlace con el Satélite Satmex 5.

En la tabla anterior se puede apreciar que los valores de atenuación por lluvia en la banda C son muy pequeños y no hay mucho problema. Sin embargo, en las bandas Ku y Ka la atenuación es muy grande. La atenuación por lluvia en la banda Ka (20 – 40 GHz) es verdaderamente alarmante, por lo que este resultado debe ser considerado muy seriamente para el diseño del sistema de comunicación, ya que de él depende la confiabilidad del sistema. La atenuación por lluvia no solamente influye en la intensidad de potencia de una señal portadora de información, sino que también introduce mucho ruido en el enlace, degradando aún más la calidad de la señal que finalmente es recibida.

Una vez determinadas las pérdidas debidas al vapor de agua, a la neblina y niebla, al oxígeno y a la lluvia, se pueden determinar las pérdidas totales en el espacio libre que sufrirá la señal electromagnética transmitida mediante la ecuación (1.4.1).

1.5 CAUSAS GENERALES DEL DEBILITAMIENTO DE LA SEÑAL ELECTROMAGNÉTICA

En forma general, se puede establecer que el debilitamiento de las señales electromagnéticas es la variación de fase, de polarización y de los niveles de energía de la señal emitida. El debilitamiento está directamente ligado al mecanismo de propagación; la refracción, la reflexión, la difracción y la atenuación son causas que afectan los parámetros de las ondas electromagnéticas. Este debilitamiento se debe a las condiciones geométricas, meteorológicas y atmosféricas del terreno.

El tipo más común de debilitamiento encontrado en radioenlaces punto a punto es el producido por la multitrayectoria, originada por la variación del índice de refracción, por la difracción y por la reflexión terrestre.

En la troposfera se produce atenuación por absorción atmosférica; atenuación por lluvia; atenuación adicional por las nubes, la niebla, el granizo y la nieve; y despolarización por la lluvia y por cristales de hielo en la atmósfera. En general, la atenuación a través del granizo, nubes, niebla y nieve son despreciables a frecuencias bajas (bandas *L*, *C* y *Ku*), pero contribuyen más significativamente en las bandas *Ka* y EHF. Las señales también pueden debilitarse a causa del centelleo troposférico, producido por los cambios que hay en el índice de refracción a pequeña escala en la troposfera, y que consiste en fluctuaciones rápidas de la amplitud, la fase y el ángulo de llegada de las microondas. Aún en la ausencia de lluvia, se ha comprobado que la suma de las atenuaciones producidas por absorción atmosférica, nubes y centelleo puede alcanzar hasta unos 5 dB en la banda *Ka* en ciertas circunstancias.

En lo que se refiere a la ionosfera, los principales fenómenos que produce sobre las ondas satelitales son la rotación de Faraday y centelleo. Sin embargo, el centelleo ionosférico disminuye con el cuadrado de la frecuencia (a diferencia del aumento con la frecuencia en la troposfera); sólo puede ser importante a frecuencias menores a las de la banda *C*. La rotación de Faraday se refiere a la desviación indeseable de la dirección del campo eléctrico de una señal de microondas cuya polarización es lineal; el giro del vector del campo eléctrico ocurre cuando la señal atraviesa las capas de la ionosfera, que están cargadas eléctricamente debido a la radiación solar.

Otra causa por la cual una señal electromagnética sea perturbada se debe a la actividad solar (erupciones, manchas, tormentas magnéticas y auroras), cuyos efectos se ven reflejados directamente en la ionosfera. Algunas comunicaciones pueden llegar a afectarse a tal grado que se interrumpan por completo durante todo el tiempo que dure el fenómeno solar; otras, sin embargo, pueden sufrir desvanecimiento (fading) o disminución de la intensidad de la señal. En cualquier caso, la actividad solar es uno de los principales generadores de ruido, el cual puede provocar que una señal de comunicación no sea fácilmente recibida.

CONCEPTOS BÁSICOS DE LA TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA

INTRODUCCIÓN

El estudio del comportamiento de las ondas electromagnéticas nos ayuda a comprender de una manera más científica el fenómeno de la radiopropagación electromagnética, ya sea en el espacio libre o en algún medio de transmisión artificial.

Gracias a los estudios realizados por el físico británico James Clerk Maxwell (1831 - 1879) que, en el último cuarto del siglo XIX, desarrolló una teoría que unificó a la electricidad y al magnetismo, a la que se conoce como teoría electromagnética, fue posible la transmisión de energía rápida y eficiente, resolviendo con ello el problema de enviar información de un lugar a otro a través de un medio que no fuera físico.

Las teorías de circuitos que actualmente se usan, no nos permiten conocer realmente que es lo que sucede con las señales electromagnéticas de alta frecuencia que se transmiten en líneas de transmisión, tales como las líneas bifilares planas, las líneas coaxiales, las guías de ondas y, más aún, sobre líneas ópticas. Mucho menos, no nos permiten conocer también que es lo que sucede cuando las señales se transmiten en el espacio libre.

El estudio de la teoría electromagnética es básico para poder comprender y diseñar sistemas de comunicaciones que nos permitan comunicarnos a todo lo largo y ancho de la Tierra, inclusive fuera de ella.

2.1 ECUACIONES DE MAXWELL

Los fenómenos eléctrico y magnético son descritos por las ecuaciones de Maxwell, publicadas por Maxwell en 1873. Este trabajo resume el estado de la ciencia electromagnética en ese tiempo e hipotiza de las consideraciones teóricas la existencia de la corriente de desplazamiento eléctrica, las cuales condujeron a Hertz y Marconi al descubrimiento de la propagación de las ondas electromagnéticas. El trabajo de Maxwell fue basado en los conocimientos teóricos y empíricos desarrollados por Gauss, Ampere, Faraday y otros.

Las ecuaciones de Maxwell son ecuaciones diferenciales que describen los campos eléctricos y magnéticos producidos por fuentes de carga y corriente. La forma general de estas ecuaciones es la siguiente:

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J}, \quad (2.1.1)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} - \bar{M}, \quad (2.1.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho, \quad (2.1.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0. \quad (2.1.4)$$

Estas cantidades representan campos vectoriales de tiempo variante y son funciones reales de coordenadas espaciales x, y, z y de la coordenada de tiempo t . Estas cantidades son definidas de la siguiente manera:

\bar{E} es la intensidad de campo eléctrico en V/m,
 \bar{H} es la intensidad de campo magnético en A/m,
 \bar{D} es la densidad de flujo eléctrico en C/m²,
 \bar{B} es la densidad de flujo magnético en Wb/m²,
 \bar{M} es la densidad de corriente magnética (ficticia) en V/m²,
 \bar{J} es la densidad de corriente eléctrica en A/m²,
 ρ es la densidad de carga eléctrica en C/m³.

Cada una de las ecuaciones representa una generalización de ciertas observaciones experimentales: la ecuación (2.1.1) representa a la ley de Ampere y describe el efecto magnético de una corriente o de un campo eléctrico que cambia; la ecuación (2.1.2) representa la forma diferencial de la ley de inducción de Faraday y describe el efecto eléctrico de un campo magnético cambiante; la ecuación (2.1.3) describe el campo eléctrico y a la carga de la ley de Gauss para la electricidad; y, finalmente, la ecuación (2.1.4) describe el campo magnético de la ley de Gauss para el magnetismo, con la cual se

establece que no se pueden crear monopolos magnéticos aislados.

Las fuentes del campo electromagnético son las corrientes \overline{M} y \overline{J} y la carga eléctrica ρ . La corriente magnética es una fuente ficticia en el sentido de que ésta es sólo una conveniencia matemática: la fuente real de una corriente magnética es siempre un lazo de corriente eléctrica o algún tipo similar de dipolo, como opuesto al flujo de una carga magnética actual (las cargas de monopolos magnéticos no se conocen que existan). Puesto que la corriente eléctrica es realmente el flujo de carga, se puede decir que la densidad de carga ρ es la última fuente del campo electromagnético.

En el espacio libre, las siguientes relaciones se relacionan entre sí mediante las intensidades de campo eléctrico y magnético y las densidades de flujo:

$$\begin{aligned}\overline{B} &= \mu_0 \overline{H} & \text{Wb/m}^2, \\ \overline{D} &= \epsilon_0 \overline{E} & \text{C/m}^2,\end{aligned}$$

donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m es la permeabilidad del espacio libre y $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m es la permitividad del espacio libre [A].

2.2 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

Se ha podido observar que las variaciones en los campos eléctrico y magnético están relacionadas con las variaciones en el tiempo de las componentes de estos campos a través de las ecuaciones de Maxwell. Esta interdependencia produce el fenómeno de propagación de las ondas electromagnéticas.

Un tipo de onda que es muy útil en el estudio de las ondas electromagnéticas, es aquel que considera que el \overline{E} y el \overline{H} son perpendiculares entre sí. Este tipo de ondas se conocen como ondas planas. Las ondas planas no existen porque no pueden ser creadas o producidas por antenas de tamaño finito. Sin embargo, a grandes distancias de las antenas y de la tierra las ondas se pueden aproximar a ondas planas. Además, los principios de transmisión de las ondas electromagnéticas a lo largo de las líneas de transmisión y guías de ondas pueden ser estudiados básicamente en el estudio de las ondas planas.

Las ondas electromagnéticas no necesitan de un medio material para desplazarse; atraviesan los materiales aislantes, el aire, el espacio libre, así como el espacio exterior a nuestra atmósfera llamado el vacío. La velocidad a la que viajan estas ondas es la misma que la de la luz (299,792.5 km/s en el vacío), en otros medios esta velocidad está afectada por la constante dieléctrica del material o medio que atraviese.

Maxwell explicó que la energía de una onda electromagnética se reparte de igual manera entre campos eléctricos y magnéticos mutuamente perpendiculares. Ambos campos oscilan perpendicularmente a la dirección de propagación de la onda, como se muestra en la figura 2.2.1.

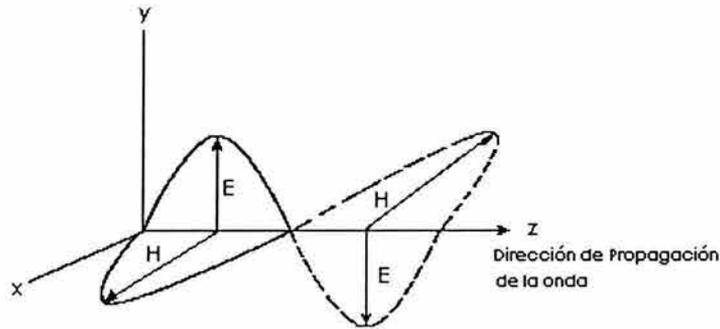


Figura 2.2.1 Propagación de la Onda Electromagnética.

En una onda electromagnética, un campo eléctrico variante en el tiempo genera un campo magnético variante en el tiempo y viceversa.

En el espacio libre a medida que una onda electromagnética se aleja de su fuente de radiación (antena) sufre una progresiva disminución en su intensidad, siendo ésta inversamente proporcional a la distancia.

2.2.1 Polarización

Una característica de las ondas electromagnéticas es su polarización, que está determinada por las líneas de campo eléctrico \vec{E} . La polarización es aquella propiedad de una onda electromagnética que describe como varía en el tiempo la dirección del vector de intensidad de campo eléctrico. Se dice que una onda está polarizada verticalmente cuando el campo eléctrico se encuentra orientado en la dirección vertical, figura 2.2.1.1.a; si el campo eléctrico se encuentra orientado en la dirección horizontal, se dice entonces que la onda está polarizada horizontalmente, figura 2.2.1.1.b.

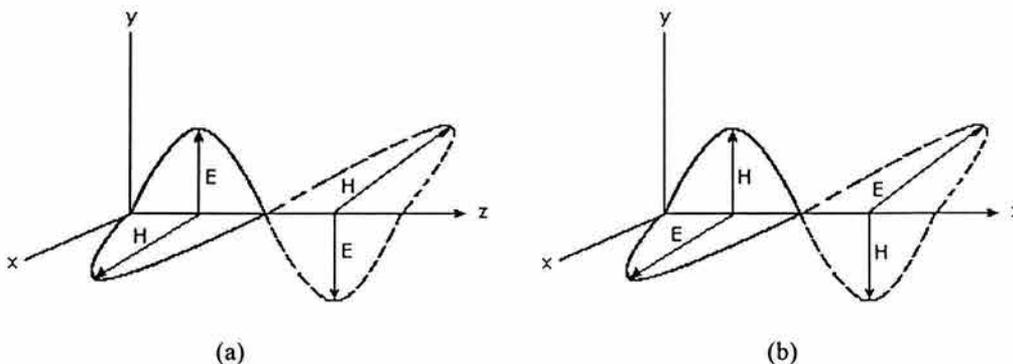


Figura 2.2.1.1 Polarización de la Onda Electromagnética a) Vertical y b) Horizontal.

Otro tipo de polarización de la onda es la polarización circular, en la cual el campo eléctrico varía la orientación de su dirección con respecto al tiempo. Existen dos tipos de

polarización circular, la polarización circular derecha y la polarización circular izquierda, figura 2.2.1.2.

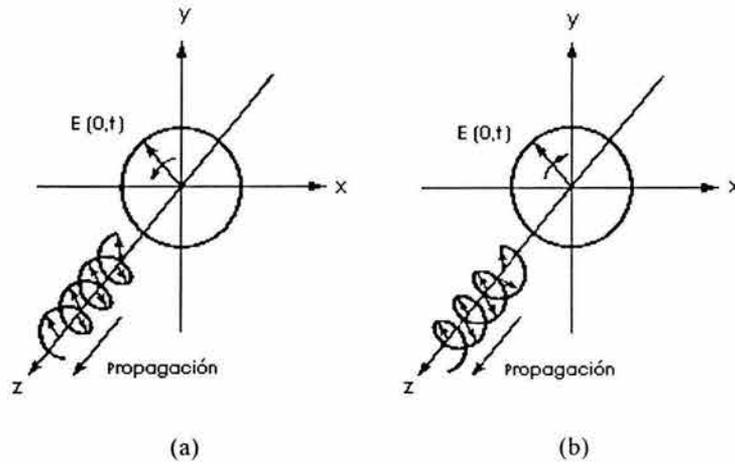


Figura 2.2.1.2 Polarización Circular a) Derecha e b) Izquierda.

Para el caso de antenas transmisoras y receptoras, es necesario que ambas antenas tengan la misma polarización para que la señal transmitida sea recibida, figura 2.2.1.3. Si la antena receptora se girara 90° con respecto a la polarización de la antena transmisora, el campo eléctrico no hará resonar a la antena receptora y no se recibirá la señal. Por otro lado, si la antena se girara sólo 45° , la antena receptora recibirá sólo la mitad de la intensidad del campo eléctrico \bar{E} .

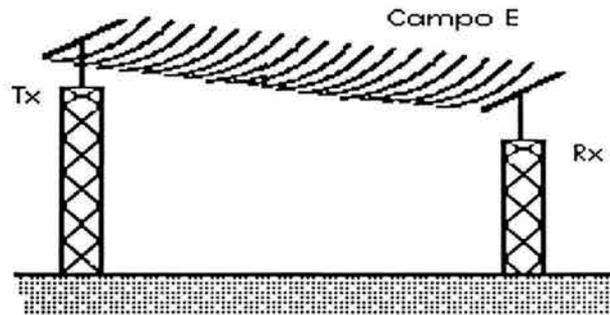


Figura 2.2.1.3 Polarización de las Antenas de Recepción y Transmisión.

La polarización horizontal generalmente se usa para frecuencias de la banda de VHF, debido a que la mayor parte de la interferencia de ruido en esa banda está polarizada verticalmente. La polarización circular se usa para señales transmitidas en la banda de radiodifusión de FM y en algunos casos para la radiodifusión de TV. La polarización vertical se emplea en la radiodifusión de AM.

2.2.2 Modos de Propagación

Los modos de propagación están relacionados con las líneas de transmisión y las guías de onda. Las líneas de transmisión que consisten de dos o más conductores puede soportar ondas electromagnéticas transversales (TEM), caracterizadas por la falta de componentes de campo longitudinales. Las ondas TEM tiene únicamente un voltaje, corriente e impedancia característica definidos. Las guías de onda, a menudo consisten de un simple conductor, soportan ondas eléctricas transversales (TE) u ondas magnéticas transversales (TM), caracterizadas por la presencia de componentes longitudinales de campo magnético o eléctrico, respectivamente. La figura siguiente muestra estos tres modos de propagación.

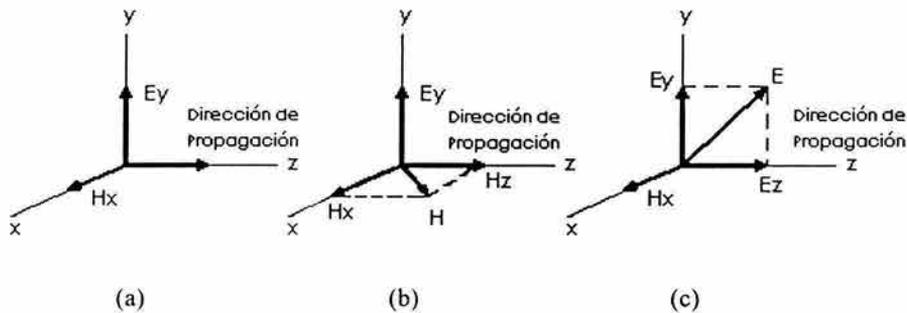


Figura 2.2.2.1 Modos de Propagación: a) Onda TEM, b) Onda TE y c) Onda TM.

Las ondas TEM se caracterizan debido a que $E_z = H_z = 0$, los campos \vec{E} y \vec{H} están orientados transversalmente a la dirección de propagación. Las ondas TE (también referidas como ondas-H) se caracterizan debido a que $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$. de igual forma, las ondas TM (referidas también como ondas-E) se caracterizan porque $E_z \neq 0$ y $H_z = 0$.

2.3 ENERGÍA Y POTENCIA

En general, una fuente de energía electromagnética establece campos que almacenan energía eléctrica y magnética y transporta potencia que puede ser transmitida o disipada como pérdida.

La potencia que transporta la energía electromagnética se cuantifica mediante el vector de Poynting, el cual es una ecuación vectorial que está expresada de la siguiente manera:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad \text{W/m}^2. \quad (2.3.1)$$

El vector de Poynting representa el flujo de energía o de potencia por unidad de área en una onda electromagnética fuera de una superficie cerrada S . Las unidades de este vector nos sugieren una interpretación para \vec{S} como una densidad de flujo de potencia.

2.4 INCIDENCIA DE LAS ONDAS EN DISTINTOS MEDIOS

Para una onda electromagnética que viaja en el espacio libre y que en un momento dado de su viaje cruza hacia otro medio de propagación diferente se dice, entonces, que la onda viajera incide sobre un medio diferente de propagación.

Cuando una onda electromagnética incide sobre un medio material distinto (un conductor o un dieléctrico) al medio en el cual se desplazaba originalmente, la onda sufre alteraciones en sus campos eléctrico y magnético, tales como la reflexión y la refracción, así como una disminución en la intensidad del campo electromagnético.

Considérese una onda electromagnética que viaja hacia un medio diferente al medio en que se propaga, como se muestra en la figura 2.4.1. Si el medio 2 es un conductor se tendrá que toda la energía es reflejada en la superficie conductora, figura 2.4.1.a; por el contrario, si el medio 2 es un dieléctrico la energía será transmitida al medio, figura 2.4.1.b.

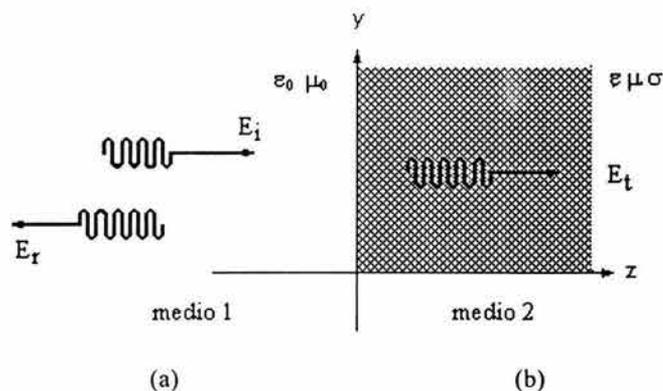


Figura 2.4.1 a) Onda Reflejada y b) Onda Transmitida para una Onda Incidente

Existen dos parámetros de suma importancia que relacionan a estas ondas: la relación de las amplitudes del campo eléctrico reflejado al campo eléctrico incidente es llamada el *coeficiente de reflexión* (Γ); la relación de las amplitudes del campo eléctrico transmitido al campo incidente es llamada el *coeficiente de transmisión* (T)

Para una onda electromagnética que viaja en dirección a una superficie conductora a la cual incide oblicuamente, la onda se reflejará conforme a las leyes de reflexión; es decir, el ángulo de reflexión con respecto a la normal del plano conductor en el punto de incidencia es igual al ángulo de incidencia con respecto a la misma normal, figura 2.4.2.

Existe también lo que se llama reflexión parcial y transmisión parcial de una onda, que es cuando la onda electromagnética viaja de un medio a otro donde la permitividad eléctrica difiere; como consecuencia, parte de la energía será reflejada al medio inicial y parte será transmitida al nuevo medio, figura 2.4.2.

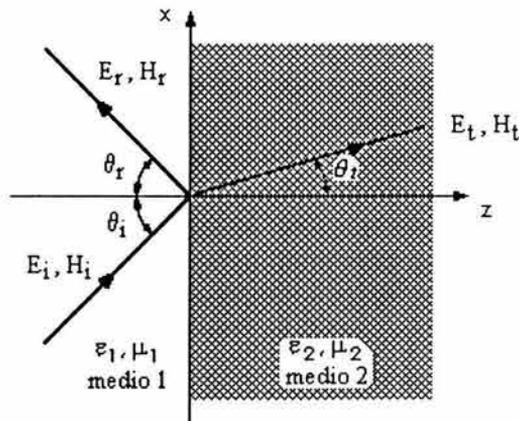


Figura 2.4.2 Onda Reflejada en una Superficie Conductora Lisa.

Una onda electromagnética se refractará cuando ésta incida sobre un medio y se transmita, pero como las características eléctricas del nuevo medio son distintas la onda sufrirá un cambio de dirección.

Otra alteración que sufre la onda electromagnética es debida a la difracción, la cual se produce cuando la onda pasa por una abertura o a través o alrededor de un obstáculo, de tal forma que la onda sufre un cambio de dirección. Este efecto provoca que la onda esparza energía en la vecindad de la línea de vista. Usualmente, este efecto es muy pequeño a frecuencias de microondas, pero dependiendo del obstáculo y de las propiedades difractantes de la superficie de incidencia, los efectos de difracción pueden ser muy fuertes.

2.4.1 Homogeneidad, Linealidad e Isotropía de los Medios

Los parámetros que describen las características eléctricas y magnéticas de un medio son la permitividad (ϵ), la permeabilidad (μ) y la conductividad (σ).

Para una frecuencia dada ϵ , μ y σ son cantidades escalares y constantes en un medio sólo si este medio es homogéneo, lineal e isotrópico.

Un medio es homogéneo si sus características físicas (densidad de masa, estructura molecular, etc.) no varían de punto a punto. Si un medio no es homogéneo, se puede describir como inhomogéneo o heterogéneo. En un medio homogéneo ϵ , μ y σ son cantidades independientes de la posición.

Un medio es lineal en relación con un campo electrostático si la densidad de flujo \bar{D} es proporcional a la intensidad de campo \bar{E} . Este es el caso en el espacio libre, en donde $\bar{D} = \epsilon_0 \bar{E}$. Aquí el factor ϵ_0 es una constante. En los medios materiales la permitividad puede no ser siempre una constante, Si no lo es, se dice que el material es no lineal. En un medio lineal ϵ , μ y σ no dependen de la magnitud de los campos aplicados.

Un material isotrópico es aquel cuyas propiedades son independientes de la dirección. Por lo general, los materiales cuya estructura molecular está orientada aleatoriamente, serán isotrópicos. Sin embargo, los medios cristalinos o ciertos plasmas pueden tener características direccionales. Tales materiales se dice que son anisotrópicos. En un medio isotrópico ϵ , μ y σ no dependen de la orientación de los campos aplicados.

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

INTRODUCCIÓN

Las líneas de transmisión, y la teoría que hay detrás de ellas, juegan un papel importante en muchas fases de la radiocomunicación. Esto es porque los principios básicos involucrados pueden ser aplicados a una amplia variedad de problemas. La línea de transmisión es el medio artificial por el cual se transporta la energía de radiofrecuencia de un punto a otro, entre el transmisor y la antena, la antena y el receptor o entre dos equipos. Además de emplearse en los ejemplos anteriores, tienen otras aplicaciones como: filtros de onda, inversores de fase, circuitos tanques resonantes, transformadores de impedancia y correctores de fase.

Existen varios tipos de líneas de transmisión: las líneas planares proporcionan una alternativa, en la forma de cinta (stripline), microcinta (microstrip), línea ranurada (slotline), guía de onda coplanar, y muchos otros tipos de geometrías parecidas. Estas líneas de transmisión son compactas, de bajo costo y son capaces de ser fácilmente integradas con dispositivos activos tales como diodos y transistores para formar circuitos integrados de microondas. La línea coaxial tiene un gran ancho de banda y es conveniente para aplicaciones de pruebas, pero es un medio difícil en el cual fabricar componentes de microondas complejos. La guía de onda tiene la ventaja de alta capacidad de manejo de potencia y bajo costo pero es voluminosa y cara.

Toda línea de transmisión tiene unas características especiales por las cuales las distinguimos de las otras, siendo su rendimiento mejor o peor según sea la aplicación que le demos o la onda de radiofrecuencia que transporte. Las líneas de transmisión no deben radiar energía, sino que la deben transportar con el máximo rendimiento posible.

3.1 MODELO DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión puede representarse mediante una red eléctrica de parámetros distribuidos, donde los voltajes y las corrientes pueden variar en magnitud y fase a lo largo de toda la línea. Como se muestra en la figura 3.1.1, una línea de transmisión es representada esquemáticamente como un par de líneas paralelas que pueden conducir ondas electromagnéticas transversales (modo de propagación TEM), modo de propagación donde es evidente la falta de componentes de campo longitudinales.

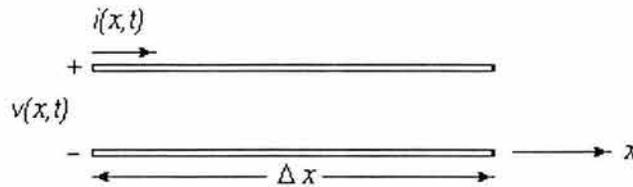


Figura 3.1.1. Representación Esquemática de un Elemento Diferencial de una Línea de Transmisión.

La diferencial de longitud, que se muestra en la figura 3.1.1, puede modelarse para su análisis mediante un circuito eléctrico, tal y como se aprecia en la figura 3.1.2; R , L , G y C están en cantidades por unidad de longitud y se definen de la siguiente forma:

R es la resistencia en serie por unidad de longitud para ambos conductores en Ω/m ,
 L es la inductancia en serie por unidad de longitud para ambos conductores en H/m ,
 G es la conductancia en paralelo por unidad de longitud en S/m , y
 C es la capacitancia en paralelo por unidad de longitud en F/m .

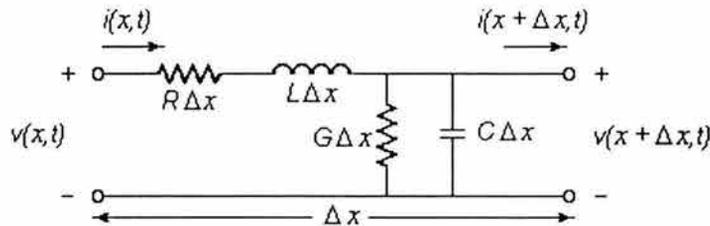


Figura 3.1.2. Circuito Eléctrico Equivalente de una Línea de Transmisión.

La inductancia en serie L representa la inductancia total de los dos conductores, mientras que la capacitancia en paralelo C se debe a la cercanía entre los dos conductores. La resistencia R en serie representa la resistencia debida a la conductividad finita de los conductores, y la conductancia en paralelo G es debida a las pérdidas en el dieléctrico.

3.1.1 Propagación de la Onda sobre una Línea de Transmisión

Aplicando las leyes de Kirchoff al circuito de la figura 3.1.2 obtenemos lo siguiente:

$$v(x,t) - R\Delta x i(x,t) - L\Delta x \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} - v(x + \Delta x, t) = 0, \quad (3.1.1.1)$$

$$i(x,t) - G\Delta x v(x + \Delta x, t) - C\Delta x \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t} - i(x + \Delta x, t) = 0. \quad (3.1.1.2)$$

Dividiendo ambas ecuaciones entre Δx , determinando el límite cuando $\Delta x \rightarrow 0$, y considerando el caso estacionario, las ecuaciones de Kirchhoff se simplifican en:

$$\frac{dV(x)}{dx} = -(R + j\omega L)I(x), \quad (3.1.1.3)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -(G + j\omega C)V(x). \quad (3.1.1.4)$$

Las cantidades complejas $V(x)$ e $I(x)$ son fasores y expresan las variaciones del voltaje y de la corriente como una función de la posición a lo largo de la línea de transmisión. Nótese la similitud entre este par de ecuaciones y las ecuaciones de Maxwell representadas, en forma fasorial, por la ley de Faraday y por la ley de Ampere, para un medio homogéneo, isotrópico y lineal.

$$\text{Ley de Faraday: } \nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}$$

$$\text{Ley de Ampere: } \nabla \times \bar{H} = j\omega\varepsilon\bar{E}$$

Resolviendo las ecuaciones (3.1.1.3) y (3.1.1.4) en forma simultánea se obtienen las ecuaciones de onda o ecuaciones de Helmholtz:

$$\frac{d^2V(x)}{d^2x} - \gamma^2V(x) = 0, \quad (3.1.1.5)$$

$$\frac{d^2I(x)}{d^2x} - \gamma^2I(x) = 0, \quad (3.1.1.6)$$

donde γ es la constante de propagación compleja y está dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (3.1.1.7)$$

la cual está en función de la frecuencia. La constante de atenuación α está dada en nepers por metro y la constante de propagación β en radianes por metro. Las soluciones de las ecuaciones de onda se pueden expresar como:

$$V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x}, \quad (3.1.1.8)$$

$$I(x) = I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{\gamma x}, \quad (3.1.1.9)$$

en donde el término $e^{-\gamma x}$ representa la propagación de la onda en dirección $+x$, y el término $e^{\gamma x}$ representa la propagación de la onda en dirección $-x$. Finalmente, se puede determinar la impedancia característica $[C]$ de la línea de transmisión Z_0 de la siguiente forma:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (3.1.1.10)$$

Se puede observar que para determinar la impedancia característica de la línea de transmisión, expresada en ohms (Ω), es necesario conocer las cantidades por unidad de longitud R , L , G y C así como la frecuencia de operación ω .

Sí la línea de transmisión es uniforme (misma forma del conductor en cualquier sección a lo largo de la línea), sólo dos parámetros son requeridos para expresar las propiedades de la línea completamente; éstos son la velocidad de fase, v_p , (o por la constante de propagación o de fase β), y la impedancia característica, Z_0 . Sí la línea es considerada sin pérdidas, Z_0 será una resistencia pura, R_0 . Por el contrario, sí la línea es con pérdidas, la atenuación también es de interés.

3.1.2 Líneas de Transmisión sin Pérdidas

De acuerdo al circuito de la figura 3.1.2 se puede observar que R y G son las únicas componentes eléctricas que representan pérdidas sobre la línea, siendo unas por conducción y otras por la presencia del dieléctrico. En muchos casos prácticos estas pérdidas son muy pequeñas y se pueden despreciar, por lo que, si $R = G = 0$, entonces la constante de propagación γ se definiría como:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = j\omega\sqrt{LC} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}, \quad (3.1.2.1)$$

$$\alpha = 0$$

donde $\mu = \mu_r\mu_0 = \mu_r \times 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m] es la permeabilidad de la línea de transmisión y $\epsilon = \epsilon_r\epsilon_0 = \epsilon_r \times 8.854 \times 10^{-12}$ [F/m] es la permitividad de la línea de transmisión. ϵ_0 μ_0 son la permitividad y la permeabilidad, respectivamente, del espacio libre [A].

por lo tanto:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\sqrt{\mu\epsilon}. \quad (3.1.2.2)$$

Bajo estas condiciones la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 queda definida como:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}. \quad (3.1.2.3)$$

Es decir, para una línea de transmisión sin pérdidas la impedancia característica Z_0 depende únicamente de la permeabilidad μ y de la permitividad ϵ de la línea de transmisión, parámetros producidos por el efecto inductivo y capacitivo presentes sobre la línea.

3.1.3 Líneas de Transmisión sin Pérdidas y con Carga

La siguiente figura muestra una línea de transmisión sin pérdidas con una carga conectada Z_L . Es muy importante estudiar este caso debido a la aparición de una onda reflejada sobre la línea bajo la presencia de Z_L . La onda reflejada es una propiedad muy importante de la línea como sistema eléctrico distribuido.

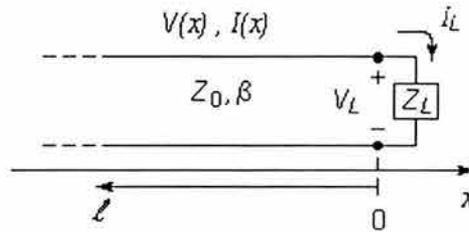


Figura 3.1.3.1. Representación de una Línea de Transmisión sin Pérdidas y con Carga.

Si una onda incidente de la forma $V_0^+ e^{-j\beta x}$ es generada por una fuente en $x < 0$, la relación entre el voltaje y la corriente de esa onda incidente será la impedancia característica Z_0 . Pero cuando se conecta una carga $Z_L \neq Z_0$ al final de la línea, la relación entre el voltaje y la corriente en la carga ($x = 0$) será Z_L , dando lugar a una onda reflejada de la forma $V_0^- e^{j\beta x}$. Por lo tanto, la componente total de voltaje sobre la línea de transmisión debe expresarse como la suma de una onda incidente más una onda reflejada, como se muestra a continuación:

$$V(x) = V_0^+ e^{-j\beta x} + V_0^- e^{j\beta x}. \quad (3.1.3.1)$$

Similarmente, la corriente total en la línea se describe como:

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta x}. \quad (3.1.3.2)$$

El voltaje y la corriente en la carga están relacionados por la impedancia de carga, por lo que en $x = 0$ se debe tener:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0, \quad (3.1.3.3)$$

donde:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+. \quad (3.1.3.4)$$

La relación entre la amplitud del voltaje de la onda reflejada y la amplitud del voltaje de la onda incidente es conocida como coeficiente de reflexión Γ , y se define de la siguiente forma:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (3.1.3.5)$$

En función del coeficiente de reflexión, los componentes totales de voltaje y de corriente sobre la línea de transmisión pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$V(x) = V_0^+ [e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}], \quad (3.1.3.6)$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta x} - \Gamma e^{j\beta x}]. \quad (3.1.3.7)$$

De estas dos últimas ecuaciones se observa que el voltaje y la corriente sobre la línea de transmisión consisten de una superposición de una onda incidente más una onda reflejada; tales ondas son llamadas *ondas estacionarias*. Si el coeficiente de reflexión es igual a cero, entonces no existe una onda reflejada sobre la línea de transmisión; para obtener $\Gamma = 0$ la impedancia de carga Z_L debe ser igual a la impedancia de la línea de transmisión Z_0 . Es entonces cuando se dice que la carga está acoplada a la línea debido a que no existe reflexión alguna y toda la potencia está siendo transferida hacia la carga.

Una vez definido el coeficiente de reflexión Γ , se puede definir un nuevo parámetro que nos indica el grado de acoplamiento entre Z_L y Z_0 . La relación de onda estacionaria (*SWR*) puede determinar este grado de acoplamiento y su definición es la siguiente:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (3.1.3.8)$$

Se observa que la *SWR* es un número real que toma valores entre el intervalo $1 \leq SWR \leq \infty$; cuando $SWR = 1$ implica una carga completamente acoplada.

Puesto que la impedancia vista hacia la carga varía en función de su posición sobre la línea, es necesario definir un coeficiente de reflexión de voltajes para cualquier punto ℓ sobre la línea de transmisión, por lo que cuando $x = -\ell$ y de (3.1.3.1) se tiene lo siguiente:

$$\Gamma = \frac{V_0^- e^{-j\beta \ell}}{V_0^+ e^{j\beta \ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta \ell}, \quad (3.1.3.9)$$

donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión en $x = 0$, y la impedancia vista hacia la carga es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell}. \quad (31.3.10)$$

Cabe mencionar que esta ecuación es muy importante, ya que determina la impedancia vista hacia la carga sobre cualquier punto sobre la línea de transmisión para cualquier impedancia de carga Z_L . Esta expresión es llamada comúnmente ecuación de la impedancia de la línea de transmisión y representa un punto de vista claro del concepto de acoplamiento de impedancias.

3.2 LA CARTA SMITH

La carta Smith probablemente es una de las herramientas gráficas más importantes para el diseño de circuitos para microondas utilizando líneas de transmisión. La carta Smith, desarrollada en 1939 por P. Smith en los laboratorios Bell, es una gráfica polar del coeficiente de reflexión de voltajes Γ , el cual puede ser representado en forma polar como: $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$, donde $|\Gamma| \leq 1$ desde el centro de la carta con un ángulo θ que va de $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$. Por lo que cualquier $|\Gamma| \leq 1$ puede ser graficado como un único punto sobre la carta Smith (figura 3.2.1).

La utilidad real de la carta Smith es para convertir coeficientes de reflexión a impedancias o admitancias normalizadas y viceversa, usando para ello los círculos de impedancia o admitancia normalizadas impresos sobre la carta.

Sí una línea de transmisión sin pérdidas con impedancia característica Z_0 tiene conectada una carga Z_L , el coeficiente de reflexión en la carga puede ser expresado como:

$$\Gamma = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = |\Gamma| e^{j\theta}, \quad (3.2.1)$$

o bien:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (3.2.2)$$

donde z_L es la impedancia normalizada de la carga y se expresa de la siguiente manera:

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + |\Gamma| e^{j\theta}}{1 - |\Gamma| e^{j\theta}}. \quad (3.2.3)$$

COORDENADAS DE IMPEDANCIA O ADMITANCIA

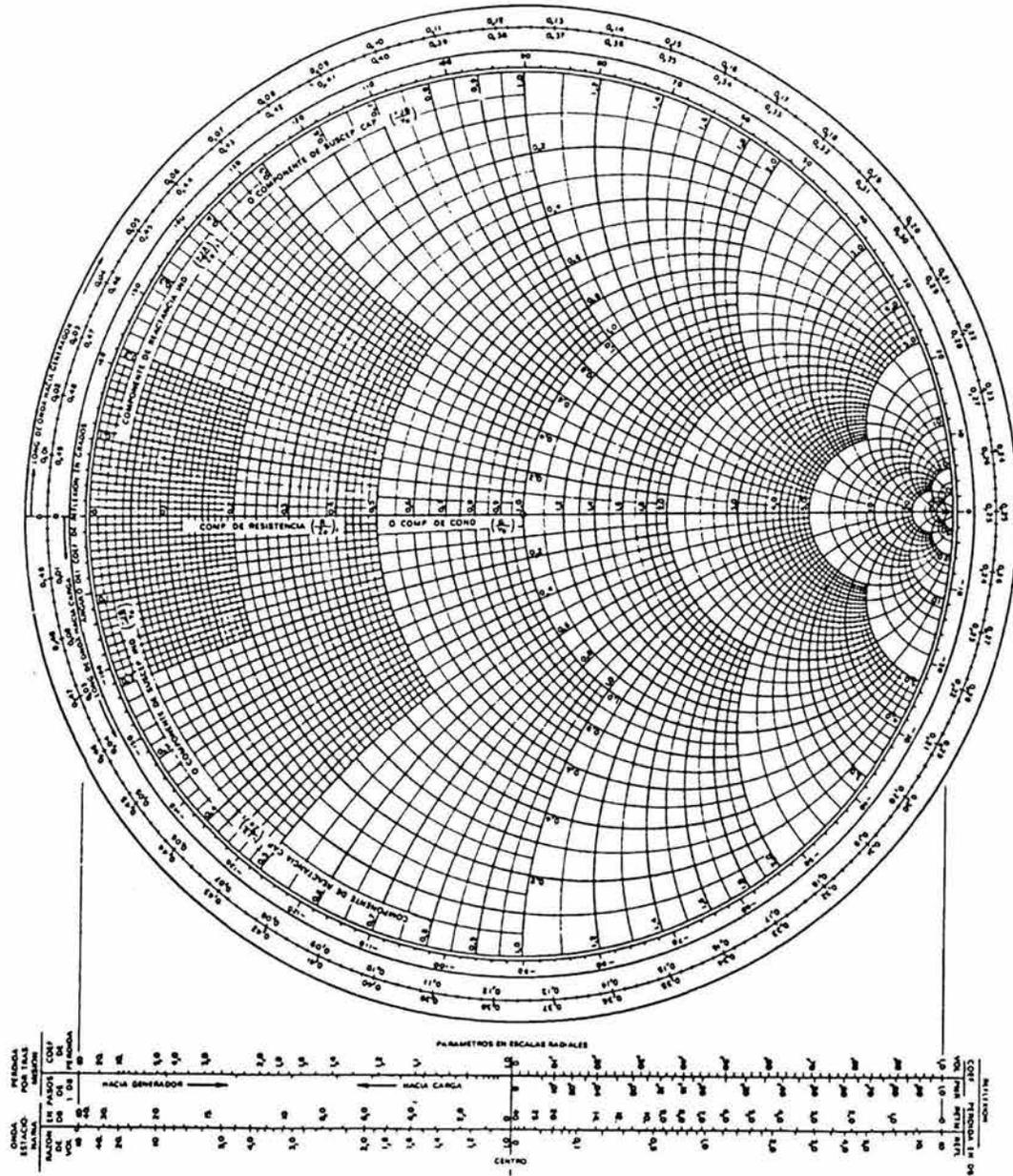


Figura 3.2.1. La Carta Smith.

Esta ecuación compleja puede expresarse mediante dos ecuaciones; representando a Γ y a z_L en términos de su parte real y su parte imaginaria se tiene que:

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i, \quad (3.2.4)$$

$$z_L = r_L + jx_L. \quad (3.2.5)$$

Por lo tanto:

$$r_L + jx_L = \frac{(1 + \Gamma r) + j\Gamma i}{(1 - \Gamma r) - j\Gamma i}, \quad (3.2.6)$$

parte real:

$$r_L = \frac{1 - \Gamma r^2 - \Gamma i^2}{(1 - \Gamma r)^2 + \Gamma i^2}, \quad (3.2.7)$$

parte imaginaria:

$$x_L = \frac{2\Gamma i^2}{(1 - \Gamma r)^2 + \Gamma i^2}. \quad (3.2.8)$$

La carta Smith se obtiene graficando estas dos familias de círculos en el plano $\Gamma r - \Gamma i$, que representan círculos de resistencia constante y círculos de reactancia constante. Los círculos de resistencia constante y los de reactancia constante son ortogonales.

Círculos de resistencia constante:

$$\left(\Gamma r - \frac{r_L}{1 + r_L} \right) + \Gamma i^2 = \left(\frac{1}{1 + r_L} \right)^2. \quad (3.2.9)$$

Círculos de reactancia constante:

$$(\Gamma r - 1)^2 + \left(\Gamma i - \frac{1}{x_L} \right)^2 = \left(\frac{1}{x_L} \right)^2. \quad (3.2.10)$$

El coeficiente de reflexión también puede ser expresado en términos de la relación de onda estacionaria (*SWR*), como se muestra a continuación:

$$|\Gamma| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}. \quad (3.2.11)$$

La relación de onda estacionaria representa el grado de acoplamiento entre Z_0 y Z_L . Por lo tanto:

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (3.2.12)$$

si la relación de onda estacionaria es 1, entonces $|\Gamma| = 0$.

En conclusión, la carta Smith es una herramienta gráfica que sirve para determinar todos aquellos parámetros de importancia sobre una línea de transmisión. Sin embargo, el principal uso de la carta Smith es el potencial práctico que ésta tiene para el diseño de circuitos acopladores de impedancias.

3.3 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Uno de los problemas más serios que se presenta en el diseño de circuitos para microondas es el de la transferencia de energía. Este problema, ligado directamente al acoplamiento de impedancias, puede ser minimizado e inclusive eliminado casi en su totalidad si se diseñan correctamente los circuitos de acoplamiento para cada caso particular. La idea básica del acoplamiento de impedancias es ilustrada en la figura 3.3.1, la cual muestra una red de acoplamiento de impedancia colocada entre una impedancia de carga y una línea de transmisión. Idealmente se considera a la red de acoplamiento sin pérdidas, para prevenir pérdidas innecesarias de potencia, y es usualmente diseñada de tal manera que la impedancia, Z_{in} , vista hacia la red de acoplamiento sea Z_0 . Entonces las reflexiones son eliminadas sobre la línea de transmisión a la izquierda de la red de acoplamiento. Este procedimiento es referido también como una sintonía.

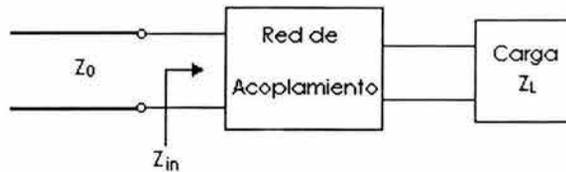


Figura 3.3.1 Red de Acoplamiento de Impedancia.

La impedancia Z_{in} se puede calcular de la siguiente manera:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}}, \quad (3.3.1)$$

y está en términos del coeficiente de reflexión Γ en la carga, de una longitud ℓ positiva sobre la línea de transmisión y de la constante de fase β igual a:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (3.3.2)$$

Para obtener la máxima transferencia de potencia, es decir, para obtener un perfecto acoplamiento es necesario que:

$$Z_{in} = Z_0$$

El acoplamiento de impedancia o sintonía es importante por las siguientes razones:

- Máxima potencia es suministrada cuando la carga es acoplada a la línea (asumiendo que el generador es acoplado), y la pérdida de potencia en la línea de alimentación es minimizada.

-
- Los componentes del receptor sensibles al acoplamiento de impedancia mejoran la razón señal a ruido del sistema.
 - El acoplamiento de impedancia en una red de distribución de potencia (tal como una red de alimentación a la antena) reduce los errores de amplitud y de fase.

Mientras la impedancia de carga, Z_L , tenga alguna parte real distinta de cero, una red de acoplamiento puede ser encontrada. Existen factores que pueden ser importantes en la selección de una red de acoplamiento incluyendo los siguientes:

- Complejidad. El diseño más simple que satisface las especificaciones requeridas es generalmente el más preferible. Una simple red de acoplamiento es usualmente barata, más realizable y con menos pérdidas que un diseño más complejo.
- Ancho de Banda. Cualquier tipo de red de acoplamiento puede dar idealmente un acople perfecto (cero reflexión) a una simple frecuencia. En muchas aplicaciones, sin embargo, es deseable acoplar una carga sobre una banda de frecuencias. Hay varias formas para hacer esto con, por supuesto, un correspondiente incremento en la complejidad.
- Implementación. Dependiendo del tipo de línea de transmisión o guía de onda que esté siendo usado, un tipo de red de acoplamiento puede ser preferible comparado con otro. Por ejemplo, “stubs” sintonizados son mucho más fáciles de implementar en guía de onda que son transformadores de cuarto de onda multiseccionales.
- Ajustabilidad. En algunas aplicaciones la red de acoplamiento puede requerir ajustes para acoplar una impedancia de carga variable. Algunas redes de acoplamiento están más obligadas que otras al respecto.

3.3.1 Acoplamiento con “Stubs”

Un “stub” es una longitud de línea de transmisión que se usa como un circuito en corto o como un circuito abierto, que puede estar conectado en paralelo o en serie con la línea de alimentación a una cierta distancia de la carga, como se muestra en la figura 3.3.1.1.

En un stub sintonizado, los dos parámetros a ajustar son la distancia ℓ , de la carga a la posición del stub, y el valor de la susceptancia o reactancia provista por el stub en paralelo o por el stub en serie. Para el caso del stub en paralelo, la idea básica es seleccionar ℓ de tal manera que la admitancia, Y , vista en la línea a una distancia ℓ desde la carga sea de la forma $Y_0 + jB$. Entonces la susceptancia del stub es elegida como $-jB$, resultando en una condición acoplada. Para el caso del stub en serie, la distancia ℓ es seleccionada de tal manera que la impedancia, Z , vista en la línea a una distancia ℓ desde la carga sea de la forma $Z_0 + jX$, entonces la reactancia del stub es elegida como $-jX$, resultando en una condición acoplada.

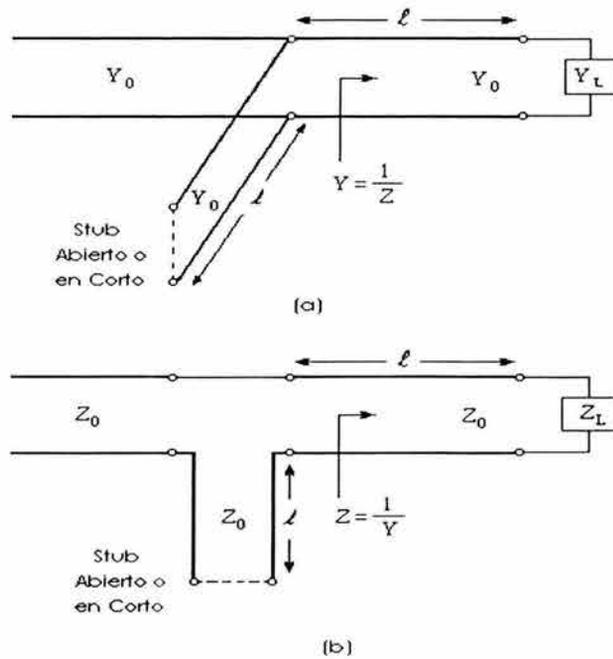


Figura 3.3.1.1 Circuitos Sintonizados “Stubs”, (a) “Stub” en Paralelo y (b) “Stub” en Serie.

Para una susceptancia o una reactancia, la diferencia en longitud de un stub abierto o en corto es $\lambda/4$. Para una línea de transmisión tal como una microcinta, un stub en circuito abierto es más fácil fabricar puesto que no requiere ser conectado a través del sustrato para alcanzar el plano de tierra. Sin embargo, para líneas tales como cable coaxial o guía de onda, stubs en circuito en corto son usualmente preferidos, debido a que el área transversal de una línea en circuito abierto puede ser demasiado grande (eléctricamente) para radiar.

3.3.2 El Transformador Cuarto de Onda

El transformador cuarto de onda es un circuito útil y práctico para el acoplamiento de impedancia y ofrece también un sencillo circuito de línea de transmisión que ilustra las propiedades de la onda estacionaria sobre una línea desacoplada.

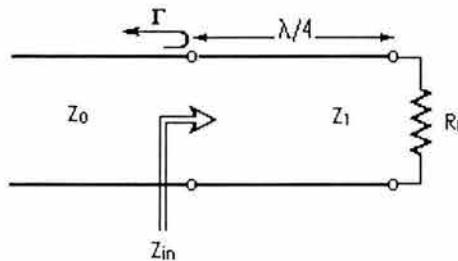


Figura 3.3.2.1 Acoplamiento con el Transformador Cuarto de Onda

Desde el punto de vista de la impedancia, la figura 3.3.2.1 muestra un circuito empleando un transformador de cuarto de onda. La resistencia de carga R_L y la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 se asume que son ambas reales. Estas dos componentes son conectadas con un segmento de línea de transmisión sin pérdidas, de impedancia característica (desconocida) Z_1 y longitud $\lambda/4$. Se desea acoplar la carga a la línea Z_0 usando el segmento de línea y así hacer que $\Gamma = 0$ hacia la sección de acoplamiento de $\lambda/4$. De la ecuación (3.1.3.10) la impedancia de entrada Z_{in} puede ser encontrada como:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta \ell}{Z_1 + jR_L \tan \beta \ell} \quad (3.3.2.1)$$

Evaluando la ecuación para $\beta \ell = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$, podemos dividir el numerador y el denominador por $\tan \beta \ell$ y tomando el límite cuando $\beta \ell \rightarrow \pi/2$ nos da la siguiente ecuación:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (3.3.2.2)$$

Para que $\Gamma = 0$, la Z_{in} debe ser igual a la Z_0 , lo cual produce la impedancia característica Z_1 como:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (3.3.2.3)$$

la media geométrica de las impedancias de carga y fuente. Con esto se garantiza que no habrá ondas estacionarias en la línea de alimentación ($SWR = 1$), aunque habrá ondas estacionarias en la sección de acoplamiento de $\lambda/4$. Por supuesto, la condición anterior se aplica solamente cuando la longitud de la sección de acoplamiento es $\lambda/4$, o en múltiplo impar $(2n + 1)$ de longitud $\lambda/4$, así que un perfecto acoplamiento puede ser llevado a cabo para una determinada frecuencia, pero esto no ocurre a otras frecuencias.

Este método de acoplamiento de impedancia es limitado a impedancias de carga real, aunque una impedancia de carga compleja puede ser fácilmente convertida a real, a una frecuencia sencilla, haciendo la transformación a través de una apropiada longitud de línea.

3.4 MICROCINTAS COMO ELEMENTOS ACOPLADORES

Una microcinta es una línea de transmisión que puede representarse mediante una red eléctrica de parámetros distribuidos como la mostrada en la figura 3.1.1. Ésta es una de las líneas de transmisión planas más popular, principalmente porque puede ser fabricada por el proceso de fotolitografía y por su fácil integración con dispositivos activos y pasivos para microondas. La microcinta consiste de una tira conductora de ancho W impresa sobre un delgado substrato dieléctrico de espesor d y permitividad relativa ϵ_r . La figura 3.4.1 ilustra la geometría de la microcinta.

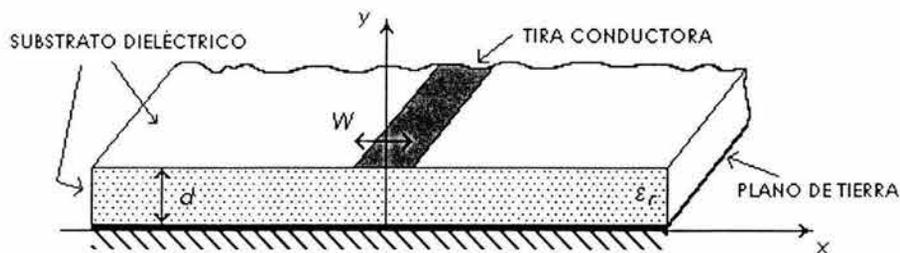


Figura 3.4.1. Geometría de la Microcinta.

El material dieléctrico que sirve como substrato es colocado entre la tira conductora y el plano de tierra. Algunos típicos substratos dieléctricos se presentan en el apéndice G. A continuación se presenta un esquema de la distribución de los campos eléctricos y magnéticos sobre la microcinta.

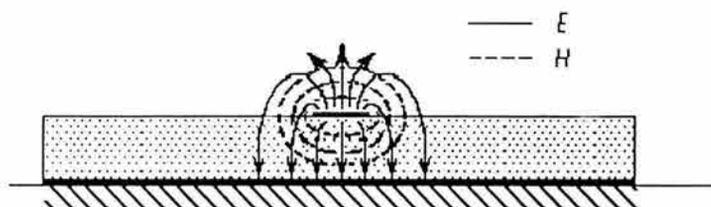


Figura 3.4.2. Distribución de los Campos Eléctrico y Magnético sobre la Microcinta.

Si el dieléctrico no estuviese presente ($\epsilon_r = 1$), se podría decir que la microcinta es un par de conductores de ancho W separados por una distancia $2d$. En este caso tendríamos un modo de propagación TEM, con velocidad de fase igual a la velocidad de la luz en el espacio libre ($v_p = c$) y una constante de fase $\beta = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = k_0$. Sin embargo, la presencia del dieléctrico complica el comportamiento y el análisis de la microcinta, ésta presenta algunas líneas de campo eléctrico y magnético dentro del dieléctrico, concentradas entre el conductor y el plano de tierra, y una fracción de campo eléctrico y magnético en el aire por arriba del substrato, tal y como se muestra en la figura 3.4.2. Por esta razón la microcinta no puede soportar un medio de transmisión TEM puro, puesto que la velocidad de fase sobre el dieléctrico sería $c/\sqrt{\epsilon_r}$ y la velocidad de fase sobre el aire sería c .

En la actualidad, el modo de propagación en una microcinta está constituido como un modo híbrido, compuesto por ondas eléctricas transversales (TE) y por ondas magnéticas transversales (TM). Sin embargo, en muchas aplicaciones prácticas el substrato es considerado eléctricamente muy delgado ($d \ll \lambda$), por lo que los campos presentes son cuasi-TEM; así, el análisis de las características de la microcinta se hace más fácil si se tratan a estos campos de manera semejante al caso estático o estacionario. Entonces, la velocidad de fase y la constante de propagación pueden ser obtenidas de las soluciones estáticas o cuasi-estáticas, las cuales se expresan como:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.4.1)$$

y

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (3.4.2)$$

siendo ϵ_e la constante dieléctrica efectiva de la microcinta y $c = 2.998 \times 10^8$ m/s la velocidad de la luz en el espacio libre.

La longitud de onda en la microcinta se determina con la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_e}}. \quad (3.4.3)$$

donde: $\lambda_0 = c/f$ es la longitud de onda en el espacio libre
 f es la frecuencia de operación,
 $\mu_r = 1$.

Debido a que algunas de las líneas de campo están en la región del dieléctrico y algunas otras están en la región del aire, la constante dieléctrica efectiva debe satisfacer la relación,

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r, \quad (3.4.4)$$

la cual depende del espesor d del substrato y del ancho W del conductor. Se puede determinar utilizando para ello la siguiente aproximación:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}. \quad (3.4.5)$$

La constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza las regiones del aire y del dieléctrico de la microcinta.

Si se conocen la impedancia característica de la microcinta y la permitividad relativa del substrato, la relación W/d puede determinarse de la siguiente igualdad:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}, \quad (3.4.6)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.4.7)$$

y

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} . \quad (3.4.8)$$

Tanto los substratos como las tiras conductoras en las microcintas son, generalmente, de un espesor muy delgado. Para el substrato se tienen espesores de alrededor de 0.05 mm (0.002 in), mientras que para la tira conductora el espesor se puede obtener por medio de:

$$t/d < 0.005 , \quad (3.4.9)$$

siendo t el espesor de la tira conductora o microcinta y d el espesor del substrato.

ANÁLISIS DE LA RED DE MICROONDAS

INTRODUCCIÓN

El análisis para los circuitos de baja frecuencia se puede realizar mediante las técnicas tradicionales de análisis de redes o circuitos. Sin embargo, estas técnicas no pueden ser directamente aplicadas al análisis de alta frecuencia o de microondas debido a que existen cambios significativos de un punto del circuito a otro, lo que no sucede con los circuitos a baja frecuencia. Esta diferencia se aprecia principalmente en un cambio de fase que no se puede despreciar, ya que las longitudes de onda que se manejan se ven afectadas por las dimensiones físicas del circuito de microondas.

Las técnicas empleadas para el análisis de circuitos a baja frecuencia no se pueden aplicar, pero los conceptos de redes y circuitos en que estas técnicas se basan pueden ser extendidos al manejo del análisis de microondas y el diseño de problemas.

La principal razón para hacer esto es que usualmente es mucho más fácil aplicar las simples e intuitivas ideas del análisis de circuitos a un problema de microonda que resolver éste por las ecuaciones de Maxwell. De alguna manera, el análisis de campo da mucho más información acerca del problema en particular bajo las condiciones que realmente se requieren o se necesitan. Esto es porque la solución a las ecuaciones de Maxwell para un problema dado es completa, ésta da los campos magnéticos y eléctricos para todos los puntos en el espacio. Pero usualmente sólo nos interesamos en los valores de voltajes y corrientes en las terminales, el flujo de potencia a través del dispositivo o en algún otro tipo de cantidad global, como opuesto a una minuciosa descripción de la respuesta a todos los puntos en el espacio. Otra razón para usar el análisis de circuitos o redes es que es mucho más fácil modificar el problema original, o combinar varios elementos y encontrar la respuesta, sin haber tenido que analizar el comportamiento de cada elemento en combinación con sus elementos adyacentes. Sin embargo, existen situaciones en donde tales técnicas de análisis de circuitos son una sobresimplificación, conduciendo a resultados erróneos. En tales casos uno deberá recurrir al análisis de campo, usando las ecuaciones de Maxwell. En esta parte se aplicaran técnicas basadas en los conceptos de circuitos y redes para la solución y diseño de redes de microondas.

4.1 TEORÍA DE BIPUERTOS PARA REDES DE MICROONDAS

La caracterización de una red de dos puertos (bipuerto) se realiza mediante un sistema de ecuaciones que tiene como variables a las corrientes y voltajes de los puertos. Definidas las corrientes y los voltajes en los puertos, estos se pueden relacionar entre sí en el sistema por medio de los parámetros de impedancias (Z), de admitancias (Y), híbridos (H) o de transmisión ($ABCD$).

Las redes para microondas (en particular los transistores) pueden ser representadas por redes de dos puertos. A bajas frecuencias una red de dos puertos se representa por los parámetros Z , Y , H , G o $ABCD$; sin embargo, estos parámetros no pueden ser medidos en forma precisa a frecuencias altas debido a que las pruebas de corto circuito y de circuito abierto requeridas para su obtención son difíciles de efectuar en un amplio intervalo de frecuencias. La siguiente figura representa una red de microondas mediante la teoría de bipuertos.



Figura 4.1.1. Red de Dos Puertos.

Para caracterizar completamente el comportamiento de los bipuertos en la región de microondas se utiliza la matriz de dispersión o los parámetros de dispersión S . Estos parámetros son definidos en términos de las ondas incidente y reflejada en ambos puertos y caracterizan completamente el comportamiento de una red de dos puertos para microondas.

Los parámetros de dispersión S se miden con facilidad con un analizador de redes, el cual es sin duda uno de los instrumentos más importantes en la tecnología de microondas para la medición de redes vectoriales.

4.2 MATRIZ DE IMPEDANCIAS Y ADMITANCIAS

La representación más común de una red de dos puertos a baja frecuencia es la matriz de impedancias o parámetros Z , estos parámetros se determinan, de acuerdo a la figura 4.1.1, de la siguiente forma:

Parámetros Z :

$$v_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 ,$$

$$v_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 ,$$

en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (4.2.1)$$

Esta representación es muy usada a bajas frecuencias debido a que la medición de los parámetros Z se realiza fácilmente mediante las pruebas de circuito corto y de circuito abierto en las terminales del bipuerto. Las impedancias respectivas en un puerto pueden ser encontradas poniendo en circuito abierto al otro puerto y tomando los valores de voltaje y corriente respectivos:

$$Z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0}, \quad \text{impedancia de entrada con circuito abierto en el puerto 2}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0}, \quad \text{impedancia de transferencia inversa con circuito abierto en el puerto 1}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0}, \quad \text{impedancia de transferencia directa con circuito abierto en el puerto 2}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0}, \quad \text{impedancia de salida con circuito abierto en el puerto 1.}$$

Los parámetros Z también son usados cuando se encuentran redes de dos puertos conectados en serie, como se observa en la siguiente figura:

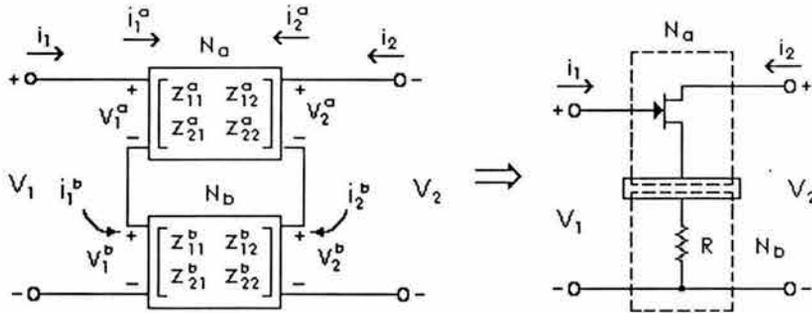


Figura 4.2.1. Bipuertos Conectados en Serie Usando Parámetros Z .

Se puede determinar una matriz de impedancias total sumando uno a uno los parámetros Z de cada uno de los bipuertos y de esta forma caracterizar el arreglo como un solo bipuerto.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a + v_1^b \\ v_2^a + v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}^a + z_{11}^b & z_{12}^a + z_{12}^b \\ z_{21}^a + z_{21}^b & z_{22}^a + z_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (4.2.2)$$

La representación de los parámetros Y y de la matriz de admitancias se desarrollan de una manera similar a los parámetros Z , obteniéndose las siguientes relaciones:

Parámetros Y :

$$i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2 ,$$

$$i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2 ,$$

en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} . \quad (4.2.3)$$

Esta representación también es muy usada a bajas frecuencias y las admitancias se encuentran en forma similar a las encontradas para las impedancias. Su uso recae principalmente en redes que se encuentran conectadas en paralelo.

4.3 MATRIZ DE TRANSMISIÓN ABCD

Muchas redes de microondas consisten de conexiones en cascada de dos o más redes de dos puertos, y su caracterización en parámetros Z o Y se vuelve algo complicada. En este caso es conveniente hacer uso de la matriz de transmisión $ABCD$, la cual es una herramienta matemática que nos permite caracterizar los parámetros eléctricos de una red de microondas en una matriz $ABCD$ equivalente, la cual es igual al producto de las matrices individuales $ABCD$ de cada una de las redes. Estos parámetros se determinan de la siguiente forma:

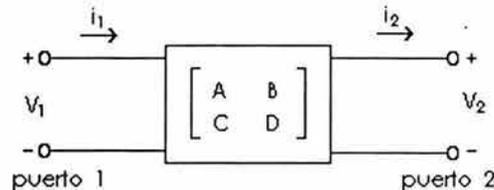


Figura 4.3.1. Red de Dos Puertos Caracterizada por Parámetros $ABCD$.

Parámetros $ABCD$:

$$v_1 = A v_2 + B i_2 ,$$

$$i_1 = C v_2 + D (-i_2) ,$$

en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} . \quad (4.3.1)$$

Los coeficientes de la matriz $ABCD$ se pueden determinar de la relación de voltajes y corrientes a la entrada de sus puertos:

$$A = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{-i_2=0}, \text{ ganancia de voltaje a circuito abierto}$$

$$B = \left. \frac{v_1}{-i_2} \right|_{v_2=0}, \text{ impedancia de transferencia a circuito corto}$$

$$C = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{-i_2=0}, \text{ admitancia de transferencia a circuito abierto}$$

$$D = \left. \frac{i_1}{-i_2} \right|_{v_2=0}, \text{ ganancia de corriente a circuito corto.}$$

El signo de la corriente $-i_2$ en el puerto 2 se debe a la convención de que el flujo de corriente debe estar entrando en el puerto; para una red en cascada esta corriente sale del puerto 2 de la primera red y entra al puerto 1 de la siguiente red, por lo que la matriz de transmisión de la red en cascada se presenta de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ -i_n \end{bmatrix}, \quad (4.3.2)$$

donde n representa al último elemento conectado a la red en cascada.

Es conveniente por lo tanto, dadas las ventajas que representa la matriz de transmisión $ABCD$ para caracterizar redes conectadas en cascada, la representación de bipuertos mediante parámetros $ABCD$. La forma de representar bipuertos caracterizados con otro tipo de parámetros diferentes a los $ABCD$, es mediante la conversión de parámetros.

4.4 MATRIZ DE DISPERSIÓN

A frecuencias de microondas no es posible determinar ninguno de los parámetros antes mencionados, por eso es necesaria una nueva representación de las redes de dos puertos a estas frecuencias. La representación apropiada es llamada *matriz de dispersión*, matriz cuyos elementos son los *parámetros de dispersión* S que se relacionan con las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas; estos parámetros se determinan de la siguiente forma:

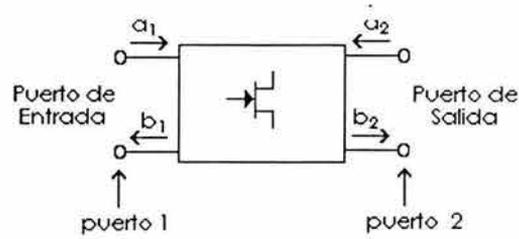


Figura 4.4.1. Onda Incidente y Onda Reflejada en una Red de Dos Puertos.

Parámetros S :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 ,$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 ,$$

en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} . \quad (4.4.1)$$

Los coeficientes a_1 y b_1 representan la amplitud de los voltajes de la onda incidente y de la onda reflejada, respectivamente, para el puerto de entrada 1; para el puerto de salida 2, a_2 y b_2 representan la amplitud de los voltajes de la onda incidente y de la onda reflejada, respectivamente. Los coeficientes de la matriz de dispersión se obtienen de la siguiente manera:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} , \text{ Coeficiente de reflexión } (\Gamma_{in}) \text{ de entrada}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} , \text{ Coeficiente de transferencia } (T_{dir}) \text{ directa}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} , \text{ Coeficiente de transferencia } (T_{inv}) \text{ inversa}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} , \text{ Coeficiente de reflexión } (\Gamma_{out}) \text{ de salida.}$$

Los parámetros S son medidos para diferentes frecuencias cuando los puertos de entrada y de salida del transistor se encuentran conectados a una carga generalmente de 50Ω . Esta carga o impedancia característica se elige debido a que presenta una mínima atenuación asociada a una transferencia de potencia máxima.

Una vez que los parámetros de dispersión de la red son conocidos, la conversión a otros parámetros puede ser hecha, si es necesario.

4.5 CONVERSIÓN DE PARÁMETROS DE REDES DE DOS PUERTOS

Una red de dos puertos puede ser descrita en términos de varios parámetros, por lo que es necesario tener relaciones para convertir de un tipo de parámetro a otro. A continuación se presenta la conversión de parámetros S , Z , Y y $ABCD$.

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

Tabla 4.5.1. Conversión entre Parámetros de Bipuertos.

Donde:

$$\Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}$$

$$\Delta ABCD = A + B/Z_0 + C/Z_0 + D$$

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

$$\Delta Y = (Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}$$

$$\Delta s = (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}$$

$$\Delta S = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}$$

4.6 TRANSISTORES PARA MICROONDAS

En la actualidad, el desarrollo de la ingeniería en microondas ha tenido un gran impacto en el campo de las telecomunicaciones y en el desarrollo de nuevas tecnologías que nos permiten abarcar más en las regiones altas del espectro radioeléctrico. Tal impacto en el campo de las telecomunicaciones fue posible gracias al desarrollo de los dispositivos de estado sólido de tres terminales que se usan en los amplificadores de microondas, tales como los transistores de efecto de campo de arseniuro de galio (FET's), los transistores bipolares de silicón (TBJ's), los transistores bipolares de heterojuntura (HBT's) y los transistores de alta movilidad electrónica (HEMT's) Los amplificadores transistorizados de microondas son robustos, de bajo costo, seguros y pueden ser fácilmente integrados en circuitos integrados de microondas híbridos y monolíticos. Pueden ser usados en frecuencias de hasta 100 GHz en una gran variedad de aplicaciones que requieren baja figura de ruido, ancho de banda amplio y una capacidad de potencia media.

Los transistores de microondas son usados como amplificadores, osciladores, conmutadores, cambiadores de fase, mezcladores y filtros activos. Muchas de estas aplicaciones usan el transistor bipolar de silicón o el transistor de efecto de campo GaAs. La tecnología del dispositivo bipolar de silicón es muy madura y de bajo costo, son idóneos para alta ganancia y capacidad de potencia a bajas frecuencias. Actualmente los transistores bipolares de silicón son limitados a aplicaciones por abajo de los 10 GHz. La tecnología del transistor GaAs FET ofrece una gran movilidad electrónica comparada con la del bipolar de silicón, responden mejor a muy altas frecuencias y generalmente tienen mejor figura de ruido. Los GaAs FET han sido usados a frecuencias de hasta 100 GHz. Su estructura se basa en la tecnología MESFET (metal semiconductor field effect transistor).

4.6.1 Caracterización del Transistor para Microondas

La caracterización de los transistores para microondas es necesaria debido a que, a estas frecuencias, el modelo del transistor es notablemente modificado en comparación a su modelo de baja frecuencia. A altas frecuencias los efectos parásitos se incrementan y a medida que la frecuencia es mayor la influencia de estos efectos parásitos sobre las características eléctricas del transistor es mayor. Las dimensiones de los transistores para microondas son muy pequeñas; por ejemplo, un transistor de dimensiones 400 x 300 μm , que de hecho resulta ser difícilmente visible, da una idea de cuanto influyen los efectos parásitos sobre las características eléctricas del dispositivo.

Puesto que los transistores de microondas del tipo GaAs FET son los que mejores resultados dan a muy altas frecuencias, la caracterización que se presenta en la figura 4.6.1.1 es la representación eléctrica del circuito híbrido equivalente de estos transistores. Sobre la figura se puede apreciar que se representan los efectos parásitos provocados por las patas del transistor en cada una de sus terminales (Gate, Drain y Source respectivamente), además de los efectos capacitivos y resistivos entre cada una de las terminales del dispositivo.

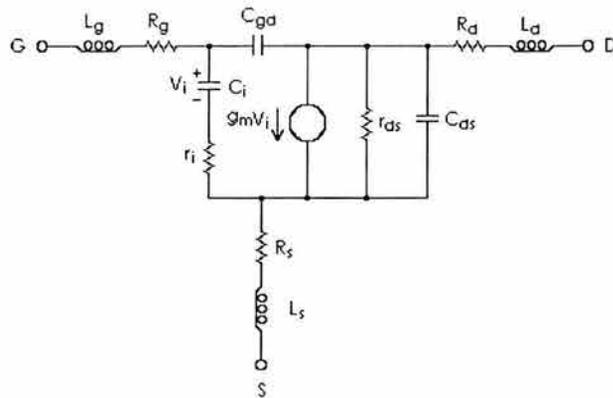


Figura 4.6.1.1. Modelo de Alta Frecuencia de un Transistor de Efecto de Campo.

Este modelo incluye los efectos parásitos derivados del empaquetado del transistor, los cuales típicamente introducen pequeñas resistencias e inductancias en serie (R_g , R_d , R_s , L_g , L_d y L_s) en sus terminales debido a los contactos óhmicos y a las soldaduras.

Cuando el GaAs FET es incondicionalmente estable en el rango de frecuencia de interés, la capacitancia de retroalimentación (C_{gd}) es muy pequeña y puede ser despreciable. Esto es, no hay transmisión inversa de la salida a la entrada del transistor y el transistor llega a ser unilateral ($S_{12} = 0$).

El modelo de alta frecuencia de un transistor de unión bipolar, utilizando parámetros π híbridos, es semejante al modelo de alta frecuencia del transistor de efecto de campo (FET) mostrado en la figura 4.6.1.1.

Existen dos figuras de mérito que comúnmente son usadas por los fabricantes de transistores de alta frecuencia para describir la respuesta del dispositivo, éstas son:

1. El producto ganancia-ancho de banda (f_T) Este parámetro indica la frecuencia cuando la ganancia de corto circuito $|h_{fe}(\omega)|$ es igual a la unidad.
2. La frecuencia máxima de oscilación (f_{max}) Este parámetro indica la frecuencia cuando la máxima ganancia de potencia ($G_{A, max}$) es igual a la unidad.

4.7 GENERACIÓN DE RUIDO EN REDES DE MICROONDAS

Al hablar de una red de microondas se debe tener en cuenta que ésta está conformada básicamente por el transistor de microondas o el amplificador de microondas, y que son estos dispositivos los que generan parte del ruido en la red de microondas.

El funcionamiento de una red de microondas puede ser afectado por muchos factores, pero el efecto del ruido es probablemente uno de los más fundamentales. El ruido puede

provenir de fuentes externas o generarse dentro del propio amplificador. En cualquier caso, el nivel de ruido de un sistema determina el límite más bajo sobre la fuerza de una señal que puede ser detectada en la presencia del ruido.

Existen dos razones fundamentales para el estudio del ruido en amplificadores para microondas:

1. El estudio del ruido es básico para el entendimiento del comportamiento del material semiconductor debido a que proporciona información de carácter interno del fenómeno de conducción. Cuando el ruido es caracterizado se puede utilizar como herramienta para el conocimiento de otros parámetros físicos del dispositivo.
2. Cuando los dispositivos semiconductores se utilizan para medir cantidades físicas pequeñas o para amplificar señales débiles, el ruido establece un límite al nivel de medición o amplificación de dichas señales. Por lo tanto, es importante conocer los elementos que definen esos límites de operación y encontrar las condiciones óptimas de trabajo. De esta manera, es generalmente deseable minimizar el nivel de ruido residual de un radar o un receptor de comunicaciones para adquirir la mejor funcionalidad del sistema.

En dispositivos semiconductores se pueden tener tres tipos básicos de ruido.

1. Ruido Térmico (ruido Johnson). Causado por el movimiento aleatorio de los portadores de corriente (electrones o huecos).
2. Ruido Impulsional (Shot effect). Resulta del arrastre de portadores causado por la aplicación de un campo eléctrico externo (polarización del dispositivo).
3. Ruido de Baja Frecuencia (Flicker effect). Generado por fluctuaciones lentas en conductividad, con espectro de frecuencia que sigue la ley de variación $1/f^n$. La contribución de este ruido en el rango de microondas puede ser despreciada.

En el caso particular del transistor GaAs FET se pueden distinguir tres contribuciones básicas al ruido total del dispositivo.

1. Ruido Térmico. Producido en la región óhmica del dispositivo y con contribuciones importantes de las resistencias intrínsecas y extrínsecas. Las fuentes intrínsecas se relacionan a corrientes y voltajes de ruido, estas fuentes se especifican como la fuente de ruido asociada a la terminal de compuerta (Gate) y la fuente de ruido asociada a la terminal de drenaje (Drain) Las fuentes de ruido extrínsecas se relacionan a las resistencias de contribución más significativa al ruido térmico en el dispositivo; estas resistencias son R_G , R_S y R_D .

2. Ruido de Generación (Recombinación). Este tipo de ruido es causado por fluctuaciones espontáneas en las relaciones de generación, recombinación y atrapamiento de portadores, lo cual causa a la vez fluctuaciones en las densidades de portadores libres. Este efecto de transferencia es inherente al material arseniuro de galio (GaAs).

3. Ruido de difusión. Producido en la región de saturación del dispositivo y atribuido al desplazamiento de cargas generado por el movimiento aleatorio de los portadores.

La figura 4.7.1 muestra las fuentes de ruido del GaAs FET mediante una representación cuadripolar; i_D e i_G se identifican respectivamente como la corriente de ruido generada en la trayectoria Source-Drain bajo condiciones de corto circuito, y la corriente de ruido inducida en el circuito de compuerta (Gate) debido a las fluctuaciones de carga en la corriente de Drain, es decir debido a i_D .

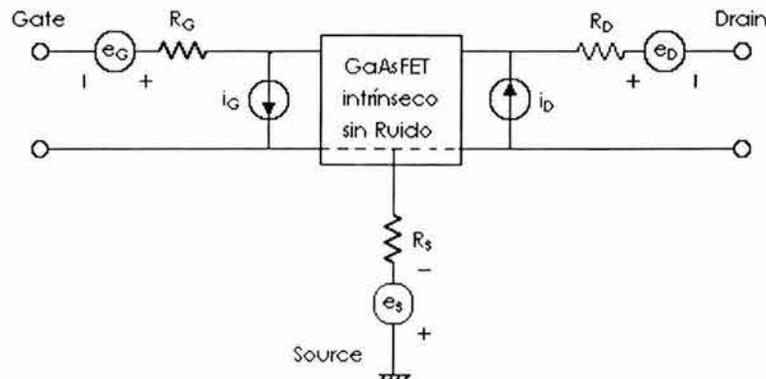


Figura 4.7.1. Representación Cuadripolar del GaAs FET Incluyendo Fuentes de Ruido Intrínsecas y Extrínsecas.

Esta convención fue establecida originalmente por A. Van der Ziel en “*Thermal noise in field effect transistors*” para el estudio del JFET y seguida por R. A. Pucel en “*Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field effect transistors*” para el estudio del GaAs FET. Debido al acoplamiento de tipo capacitivo que existe entre el Drain y el Gate, los generadores de ruido i_D e i_G están correlacionados parcialmente.

4.7.1 Potencia de Ruido y Temperatura de Ruido Equivalente

La potencia de ruido generada en el amplificador es el resultado de un proceso aleatorio producido por cargas en movimiento dentro del dispositivo. Este movimiento aleatorio produce una pequeña fluctuación de voltaje entre las terminales de la resistencia, tal y como se muestra en la figura 4.7.1.1. El voltaje promedio es igual a cero como se aprecia en la figura, pero el voltaje *rms*, que está dado por la ley de la radiación de cuerpos opacos de Planck, es distinto a cero e igual a:

$$v_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \quad \text{V,} \quad (4.7.1.1)$$

donde: $h = 6.54 \times 10^{-34}$ J-seg. es la constante de Planck,
 $k = 1.380 \times 10^{-23}$ J/°K es la constante de Boltzmann,
 T es la temperatura absoluta en grados Kelvin,
 B es el ancho de banda del sistema en Hz,

f es la frecuencia central dentro del ancho de banda del sistema en Hz,
 R es el valor de la resistencia en Ω .

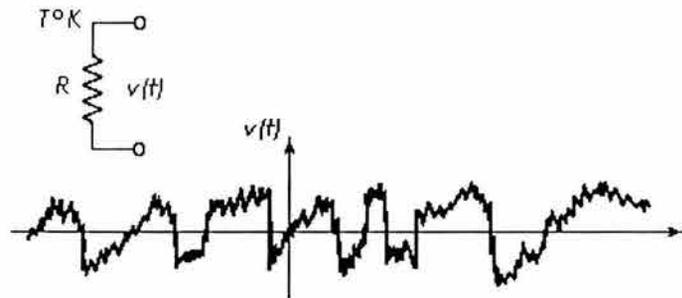


Figura 4.7.1.1. Voltaje de Ruido Generado en una Resistencia.

A frecuencias muy altas la ecuación (4.7.1.1) puede expresarse mediante la aproximación de *Rayleigh-Jeans*, que es la aproximación más usada en microondas, y que se define como:

$$v_n = \sqrt{4hTBR} \quad \text{V.} \quad (4.7.1.2)$$

Para frecuencias mucho más altas a las de microondas o a temperaturas de operación muy bajas, la aproximación de *Rayleigh-Jeans* puede ser inválida, por lo que se recomienda determinar la potencia de ruido v_n mediante la ecuación (4.7.1.1). En la ecuación (4.7.1.2) se nota que la potencia de ruido es independiente de la frecuencia, por lo que la densidad espectral de potencia de ruido es constante en todo el espectro de frecuencias y es referido como una fuente de *ruido blanco*. Además se puede apreciar que la potencia de ruido es directamente proporcional al ancho de banda (B), el cual en la práctica se limita al ancho de banda de los sistemas de microondas para mantener una baja potencia de ruido.

La resistencia de ruido de la figura 4.7.1.1 puede ser reemplazada por su circuito equivalente de Thévenin, figura 4.7.1.2, consistiendo de una resistencia silenciosa y un generador con un voltaje generado por v_n . Si se conecta una resistencia de carga R , la transferencia de potencia desde la resistencia de ruido será máxima.



Figura 4.7.1.2. Circuito Equivalente de Thévenin de la Resistencia de Ruido.

La potencia entregada a la carga sobre un ancho de banda B esta dada por la siguiente ecuación:

$$P_n = \left(\frac{v_n}{2R} \right)^2 R = \frac{v_n^2}{4R} = kTB \quad \text{W.} \quad (4.7.1.3)$$

Debido a que v_n es un voltaje *rms*, este resultado da la máxima potencia de ruido producida por una resistencia R a una temperatura T . Observándose las siguientes tendencias:

1. Cuando $B \rightarrow 0$, $P_n \rightarrow 0$. Esto quiere decir que un sistema con poco ancho de banda generará menos potencia de ruido.
2. Cuando $T \rightarrow 0$, $P_n \rightarrow 0$. Esto quiere decir que los componentes y dispositivos con algún sistema de enfriamiento generarán menos potencia de ruido.
3. Cuando $B \rightarrow \infty$, $P_n \rightarrow \infty$. Esto es llamado catástrofe ultravioleta, no puede ocurrir en la realidad debido a que (4.7.1.2) y (4.7.1.3) no son válidas cuando f o $B \rightarrow \infty$; para este caso deberá usarse (4.7.1.1).

Considérese una fuente generadora de ruido e_n , que produce un voltaje de ruido v_n . La temperatura de ruido equivalente es la temperatura a la que debe estar una resistencia eléctrica para producir la misma cantidad de ruido que e_n , es decir, para producir v_n . Si una fuente de ruido (térmico o no térmico) produce ruido blanco gaussiano, la potencia de ruido generada no estará en función de la frecuencia. Esta fuente de ruido puede ser modelada como una fuente de ruido térmico equivalente y caracterizada por una temperatura de ruido equivalente. Considérese una fuente arbitraria de ruido como la que se muestra en la figura 4.7.1.3, la fuente cuenta con una impedancia R que esta entregando una potencia de ruido P_s a una resistencia de carga R . Esta fuente arbitraria de ruido puede ser sustituida por una resistencia de ruido R a una temperatura T_e , la cual es la temperatura de ruido equivalente seleccionada para que la resistencia de ruido produzca la misma potencia de ruido que la fuente sobre la carga R ; esto es:

$$T_e = \frac{P_s}{kB} \quad \text{°K.} \quad (4.7.1.4)$$

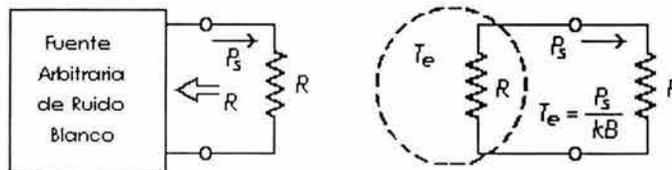


Figura 4.7.1.3. Temperatura de Ruido Equivalente, T_e , de una Fuente Arbitraria de Ruido Blanco.

Por lo tanto los componentes y sistemas electrónicos pueden ser caracterizados mediante su temperatura de ruido equivalente, donde B , generalmente, es el ancho de banda de los componentes o sistemas electrónicos. Por ejemplo, considérese un amplificador ruidoso con ancho de banda B y ganancia G . Digamos que el amplificador esta acoplado a una fuente

sin ruido y a una resistencia de carga, R , tal y como se muestra en la figura 4.7.1.4. Si la resistencia interna de la fuente se encuentra a una temperatura (hipotética) $T_S = 0 \text{ }^\circ\text{K}$, entonces la potencia de entrada hacia el amplificador será $P_i = 0$ y la potencia de ruido de salida P_o será la debida sólo al ruido generado dentro del amplificador. Por otro lado, se puede obtener la misma potencia de ruido en la carga utilizando un amplificador ideal (sin ruido) con una resistencia equivalente R como fuente a una temperatura T_e , esta temperatura de ruido equivalente, para este caso, está dada por la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{P_o}{GkB} \text{ }^\circ\text{K}. \quad (4.7.1.5)$$

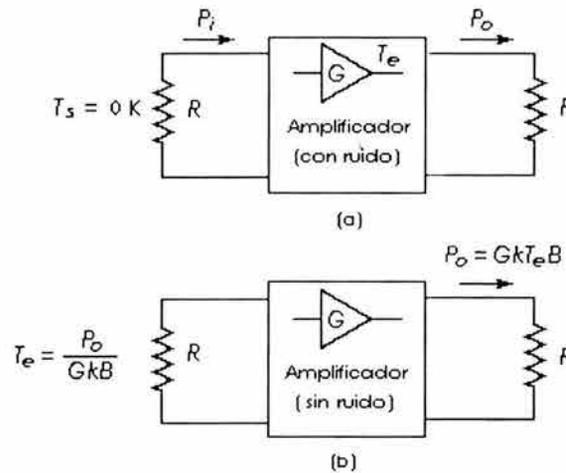


Figura 4.7.1.4. Temperatura de Ruido Equivalente de un Amplificador.
 (a) Amplificador Real. (b) Amplificador Ideal.

Se puede observar que la potencia de ruido de salida es para ambos casos la misma; es decir, P_o . Y que T_e es la temperatura de ruido equivalente del amplificador.

4.7.2 Figura de Ruido

En un amplificador para microondas, aunque no haya señal a la entrada de éste, un pequeño voltaje de salida puede ser detectado. Esta pequeña potencia de salida, como ya se mencionó, es referida como potencia de ruido del amplificador. Además, el ruido total a la salida está compuesto por la potencia de ruido a la entrada del amplificador más la potencia de ruido generada por el propio amplificador.

Se ha mencionado que un componente o sistema electrónico puede ser caracterizado mediante su temperatura de ruido equivalente. Una alternativa de caracterización de un sistema es mediante la figura de ruido, la cual es una medida de la degradación en la relación señal a ruido entre la entrada y salida del sistema. La relación señal a ruido es la relación entre la potencia de la señal a la potencia del ruido, y depende de la potencia de la señal para características de ruido constante sobre un sistema. Cuando ruido y señal son

aplicados a la entrada de una red de dos puertos ideal (sin ruidos), ambas señales serán atenuadas o amplificadas por el mismo factor, por lo que la relación señal a ruido a la salida de la red será la misma. Pero si la red de dos puertos resulta ser no ideal (genera ruido), la potencia de ruido se incrementará más que la potencia de la señal, por lo que la relación señal a ruido a la salida será menor en comparación a la relación señal a ruido a la entrada. La figura de ruido, F , es la medida de la reducción en la relación señal a ruido y se define como:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \geq 1, \quad (4.7.2.1)$$

donde S_i y N_i son la potencia de la señal y la potencia del ruido a la entrada de la red respectivamente, y S_o y N_o son la potencia de la señal y la potencia del ruido a la salida de la red respectivamente. Por definición, la potencia de ruido a la entrada es la potencia generada por una resistencia a $T_0 = 290 \text{ }^\circ\text{K}$, esto es, $N_i = kT_0B$. En la figura 4.7.2.1 se observa la potencia de ruido N_i y la potencia de la señal S_i entrando a una red de dos puertos real. La red es caracterizada por una ganancia G , un ancho de banda B y una temperatura de ruido equivalente T_e . La potencia de ruido a la entrada es $N_i = kT_0B$ y la potencia de ruido a la salida es la suma de la potencia de ruido a la entrada más la potencia de ruido generado internamente, ambas potencias amplificadas por el factor G de ganancia, esto es, $N_o = kGB(T_0 + T_e)$. La potencia de la señal a la salida es $S_o = GS_i$, por lo que la figura de ruido de un sistema puede expresarse de la siguiente forma:

$$F = \frac{S_i}{kT_0B} \frac{kGB(T_0 + T_e)}{GS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \geq 1, \quad (4.7.2.2)$$

o bien en dB:

$$F = 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \text{ dB} \geq 0. \quad (4.7.2.3)$$

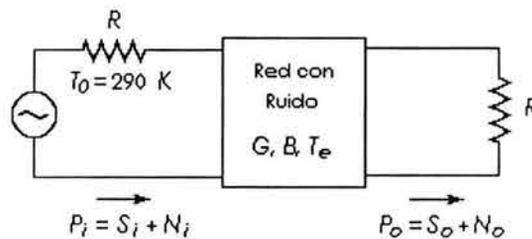


Figura 4.7.2.1. Esquema para Determinar la Figura de Ruido en una Red de Dos Puertos.

Si la red de dos puertos no generara internamente potencia de ruido, T_e sería cero, dando como resultado una $F = 1$ ($F_{\text{dB}} = 0$). De la ecuación (4.7.2.2), T_e es:

$$T_e = (F - 1)T_0 \text{ }^\circ\text{K}. \quad (4.7.2.4)$$

Es importante tener en mente dos cosas referentes a la definición de la figura de ruido:

1. La figura de ruido se define para una fuente de ruido acoplada, y para una fuente de ruido que consiste de una resistencia a $T_0 = 290$ °K.
2. La figura de ruido y la temperatura de ruido equivalente son las características más importantes de las propiedades de ruido de un sistema.

Para una red pasiva con pérdidas, donde la ganancia es menor a la unidad, la temperatura de ruido equivalente es:

$$T_e = (L - 1) T \text{ °K.} \quad (4.7.2.5)$$

Sustituyendo en la ecuación (4.7.2.2), la figura de ruido se define para un sistema con pérdidas como:

$$F = 1 + (L - 1) \frac{T}{T_0}, \quad (4.7.2.6)$$

donde $L = 1/G > 1$, es el factor de pérdidas y T es la temperatura de la resistencia de ruido y la temperatura de la red pasiva. Para este caso se puede observar que cuando $T = T_0$ la figura de ruido es igual al factor de pérdidas, es decir, $F = L$.

En un sistema típico de microondas la señal de entrada viaja a través de varios sistemas conectados en cascada, cada uno de los cuales degrada la relación señal a ruido. Si se conoce la figura de ruido o la temperatura de ruido equivalente de cada una de las etapas, es posible determinar la figura de ruido o la temperatura de ruido de todo el sistema conectado en cascada. De esta forma es fácil distinguir que para un diseño a mínimos ruidos la primera etapa juega un papel muy importante en la definición de las características de ruido de todo el sistema en su conjunto.

En la figura 4.7.2.2 se muestra un sistema en cascada compuesto por dos bloques, con ganancias G_1, G_2 , figuras de ruido F_1, F_2 , y temperaturas de ruido T_{e1}, T_{e2} respectivamente. Para este caso se desea determinar la figura de ruido y la temperatura de ruido de todo el sistema en cascada tal y como si fuera un solo sistema.

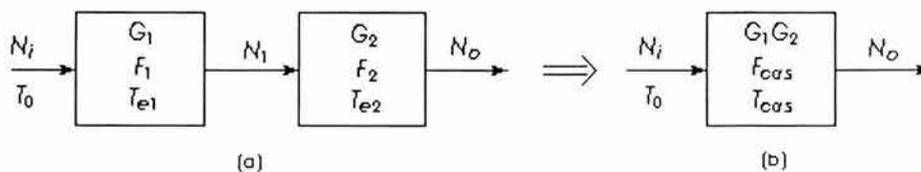


Figura 4.7.2.2. Figura de Ruido y Temperatura de Ruido Equivalente de un Sistema en Cascada.
 (a) Dos Redes Conectadas en Cascada. (b) Red Equivalente.

La potencia de ruido a la salida de la primera etapa (N_1) es:

$$N_1 = G_1 k T_0 B + G_1 k T_{e1} B \quad \text{W.} \quad (4.7.2.7)$$

La potencia de ruido a la entrada es $N_i = k T_0 B$ y la potencia de ruido a la salida de la segunda etapa es:

$$N_o = G_2 N_1 + G_2 k T_{e2} B = G_1 G_2 k B \left(T_0 + T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2} \right) \quad \text{W.} \quad (4.7.2.8)$$

Para un sistema equivalente al de la figura 4.7.2.1.a, la potencia de ruido a la salida es:

$$N_o = G_1 G_2 k B (T_{\text{cas}} + T_0) \quad \text{W,} \quad (4.7.2.9)$$

donde T_{cas} es la temperatura de ruido equivalente de todo el sistema en cascada y se define de la siguiente forma:

$$T_{\text{cas}} = T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2} \quad \text{°K.} \quad (4.7.2.10)$$

Usando la ecuación (4.7.2.4) para convertir la temperatura de ruido equivalente en una figura de ruido, la figura de ruido de todo el sistema en cascada será:

$$F_{\text{cas}} = F_1 + \frac{1}{G_1} (F_2 - 1). \quad (4.7.2.11)$$

Estas dos últimas ecuaciones muestran que las características de ruido de un sistema en cascada son predominantemente debidas a las características de ruido de la primera etapa, debido a que el efecto de la segunda etapa se ve reducido por la ganancia de la primera etapa. De esta forma, para un diseño a ruidos mínimos la primera etapa deberá tener una muy baja figura de ruido asociada a una ganancia moderada.

Para un número generalizado de etapas, la temperatura de ruido y la figura de ruido de todo el sistema en cascada pueden determinarse mediante las siguientes expresiones:

$$T_{\text{cas}} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots, \quad (4.7.2.12)$$

$$F_{\text{cas}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (4.7.2.13)$$

Se puede concluir que toda la atención sobre la primera etapa es lo más importante para el diseño de sistemas de bajo ruido.

DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO ACOPLANDO CON MICROCINTAS

INTRODUCCIÓN

La tendencia del desarrollo de la tecnología electrónica es hacia el tamaño pequeño, peso ligero, bajo costo y un incremento en la complejidad. La tecnología de microondas se ha estado moviendo en esta dirección los último 20 años con el desarrollo de circuitos integrados de microondas. Esta tecnología sirve para remplazar los componentes de guías de ondas y coaxiales que son voluminosos y caros con componentes planares bajos en costo y pequeños; y es análoga a los circuitos integrados digitales que han conducido al rápido incremento en la sofisticación de los sistemas de cómputo. Los circuitos integrados de microondas (MIC) pueden incorporar líneas de transmisión, resistores discretos, capacitores e inductores y dispositivos activos tales como diodos y transistores. La tecnología MIC ha avanzado al punto donde los subsistemas de microondas completos, tales como módulos de transmisión/recepción de radares, pueden ser integrados en un “chip” que es tan sólo de unos cuantos milímetros cuadrados de tamaño.

Las tecnologías de bajo ruido en microondas han sido tradicionalmente exploradas gracias a la necesidad de las comunicaciones vía satélite y terrestre, en radioenlaces punto a punto, en sistemas de radar, en receptores para radioastronomía y en sistemas de percepción remota, entre otros.

En este capítulo se pretende desarrollar amplificadores de bajo ruido para la banda milimétrica y utilizarlos en sistemas satelitales de gran capacidad (banda *Ka*) Se llevará a cabo el diseño real de un amplificador de bajo ruido con frecuencia de operación de 35 GHz y un ancho de banda de 2 GHz. Las consideraciones más importantes que hay que tomar en cuenta en el diseño de un amplificador transistorizado de microondas son la estabilidad, la ganancia, el ancho de banda, el ruido y los requerimientos de polarización de DC.

5.1 EL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

El amplificador de bajo ruido para la banda milimétrica constituye una parte importante de los sistemas de radiocomunicación, debido a que el nivel de potencia de la señal de entrada es muy pequeño. Esto quiere decir que el nivel de ruido estimado en el receptor por portadora de RF o relación portadora a ruido en el receptor (C/N) es muy pobre.

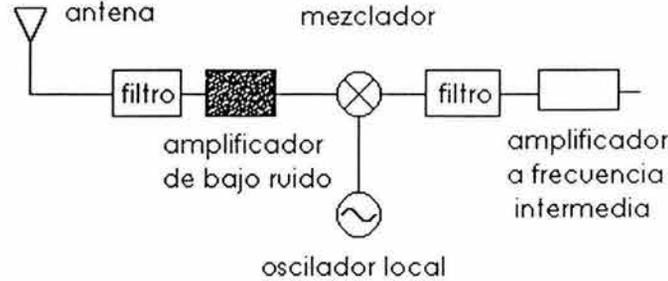


Figura 5.1.1. Esquema Básico de Recepción.

En lo que concierne a la relación de la potencia de la señal a la potencia de ruido (S/N), el canal distorsiona a la señal y el ruido se acumula a lo largo de la trayectoria. Peor aún, la intensidad de la señal decrece mientras el nivel de ruido aumenta, y la S/N va decreciendo en forma continua a lo largo de todo el canal. La amplificación de la señal recibida para compensar la atenuación no es útil, debido a que el ruido se amplificará en la misma proporción y la S/N se conservará en el mejor de los casos sin cambio. En realidad la amplificación deteriora aún más la S/N debido al ruido generado por el propio amplificador. Por esta razón es muy importante contar con amplificadores de ultra bajo ruido a la entrada del receptor que rescaten la onda electromagnética proveniente del espacio libre.

5.2 ESTRUCTURA DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

El avance de la tecnología reflejado en los dispositivos de estado sólido para la banda milimétrica ha reducido en gran medida las figuras de ruido y el costo de los equipos de comunicación para dicha banda. Tales equipos tienen la necesidad de contar con amplificadores de ultra bajo ruido a la entrada del receptor que permitan rescatar la onda electromagnética proveniente del espacio libre.

Básicamente un amplificador de bajo ruido para la banda milimétrica está compuesto por:

1. dispositivos activos,
2. redes de acoplamiento a la entrada y a la salida del amplificador,
3. redes de polarización de corriente directa,
4. bloqueadores de CD y de CA, y
5. circuitos antioscilación.

La estructura básica del amplificador de bajo ruido considerado, figura 5.2.1, se caracteriza por ser una red de dos puertos, cuyo ruido interno (P_n) se puede determinar mediante la siguiente ecuación:

$$P_n = kT_0BG(F - 1), \quad (5.2.1)$$

donde: k es la constante de Boltzmann,

T_0 es la temperatura del amplificador en grados Kelvin,

B es el ancho de banda del sistema en Hz,

G es la ganancia del amplificador,

F es su figura de ruido.

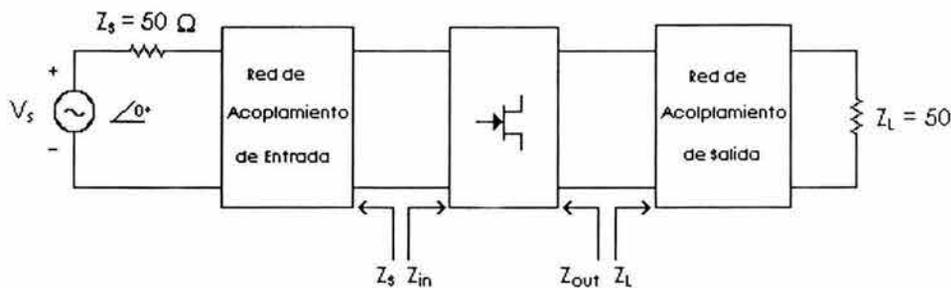


Figura 5.2.1. Diagrama a Bloques del Amplificador de Bajo Ruido.

En la actualidad, los transistores usados en amplificadores para microondas son transistores de unión bipolar (TBJ) y transistores de efecto de campo de arseniuro de galio (GaAs FET).

El desempeño de los TBJ es funcional hasta 4 GHz, a esas frecuencias los TBJ son confiables, de bajo costo, tienen una alta ganancia, una baja figura de ruido y, por lo general, son condicionalmente estables. El desempeño de los GaAs FET a 4 GHz es superior al de los TBJ, además, un GaAs FET es capaz de transmitir a más potencia que un TBJ a frecuencias superiores a los 4 GHz. Por esta razón, los GaAs FET son los más utilizados para el diseño de amplificadores de bajo ruido en la banda milimétrica.

Para el diseño de este amplificador se seleccionó un transistor GaAs FET de tecnología de alta movilidad de electrones pseudomórfico HEMT JS8910-AS (Toshiba), el cual, entre sus principales características, ofrece una figura de ruido muy baja, la que lo hace idóneo para ser usado en la primera etapa de los amplificadores para microondas. El HEMT JS8910-AS puede operar hasta 60 GHz de frecuencia con una figura de ruido de 2 dB y una ganancia asociada de 6 dB [E].

El amplificador se está diseñando para operar en la banda Ka de la región de microondas con una frecuencia de operación o frecuencia central (f_c) de 35 GHz y un ancho de banda de 2 GHz; también se está diseñando para operar a los mínimos ruidos posibles.

5.3 ESTABILIDAD DEL AMPLIFICADOR

El transistor de efecto de campo de arseniuro de galio que se está utilizando, está diseñado con características de estabilidad condicional. El método que se ocupa para estabilizar incondicionalmente a un amplificador es mediante la modificación de la impedancia de entrada de la red activa en la que se ubica, colocando un inductor en retroalimentación en serie, entre la terminal de fuente (source) del transistor y la tierra del circuito, con valor de 31 pH ($j6.82 \Omega$ a f_c).

5.3.1 Conceptos Teóricos sobre Estabilidad

La estabilidad de un amplificador, o su resistencia a oscilar, es una consideración muy importante en el diseño. Las oscilaciones en una red de dos puertos son posibles cuando cualquiera de los puertos de entrada o salida presenta una resistencia negativa, lo cual implica que $|\Gamma_{in}| > 1$ o $|\Gamma_{out}| > 1$. Debido a que Γ_{in} y Γ_{out} dependen de la red de acoplamiento de entrada y de salida, respectivamente, la estabilidad del amplificador depende de Γ_S y Γ_L . Se pueden definir dos tipos de estabilidad:

- Estabilidad incondicional: La red es incondicionalmente estable si $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para todas las impedancias de fuente y carga pasivas ($|\Gamma_S| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$).
- Estabilidad Condicional: La red es condicionalmente estable si $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ sólo para un cierto rango de impedancias pasivas de fuente y carga. Este caso se refiere también como potencialmente inestable.

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

$$|\Gamma_S| < 1, \quad (5.3.1.1)$$

$$|\Gamma_L| < 1, \quad (5.3.1.2)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| < 1, \quad (5.3.1.3)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{22} \Gamma_S} \right| < 1, \quad (5.3.1.4)$$

donde todos los coeficientes son normalizados a la misma impedancia característica Z_0 .

Hay que notar que la condición de estabilidad de una red es dependiente de la frecuencia, así que es posible que un amplificador sea estable a su frecuencia de diseño pero inestable a otras frecuencias.

Teniendo los parámetros S del dispositivo se pueden graficar sobre la carta Smith los círculos de estabilidad en la entrada y en la salida, obteniendo de esta forma los puntos en

que los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida son iguales a uno, para así proceder a determinar que áreas dentro de la carta Smith representan las regiones de estabilidad.

Para determinar si una red de dos puertos es estable se usa el factor k de estabilidad de Rollett [9]:

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{11}||S_{22}|} \quad (5.3.1.5)$$

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

Si $k > 1$ y $|\Delta| < 1$, entonces la red de dos puertos, figura 5.2.1, es incondicionalmente estable para $\text{Re}(Z_{in} + Z_S) > 0$ y $\text{Re}(Z_{out} + Z_L) > 0$. Si $k < 1$ habrá algunas impedancias de fuente y de carga que causarán que la red oscile.

Cuando se tiene estabilidad incondicional, cualquier fuente o carga pasiva en la red mantendrá al amplificador en la región estable. Gráficamente, los círculos de estabilidad encerrarán totalmente la carta Smith o bien se ubicarán fuera de ella. Esto implica que $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$.

Si el dispositivo es condicionalmente estable se requerirá ubicar las regiones dentro de la carta Smith donde se encuentren las impedancias normalizadas para efectuar los acoplamientos en la entrada y en la salida que permitan al amplificador trabajar en la región de estabilidad; sin embargo, si en tales regiones no se ubican las impedancias de acoplamiento requeridas para un diseño óptimo a determinadas especificaciones, entonces se tendrá un circuito inadecuado, por lo que será necesario estabilizar el transistor.

La estabilización del transistor se puede lograr con la modificación de su impedancia de entrada o de salida. Debido a que la estabilidad esta en función de los parámetros S del transistor, es posible transformar la matriz S de la red activa al agregar impedancias en retroalimentación, en serie o en paralelo, al bipuerto del transistor, obteniendo así una red aumentada. Calculando la matriz de dispersión del nuevo arreglo es posible determinar el efecto de la adición de las impedancias.

Para nuestro caso se utiliza un elemento no disipativo para no incrementar el ruido en la etapa de amplificación; se utiliza una inductancia en serie entre la fuente del transistor y la tierra del circuito tal como se muestra en la siguiente figura:

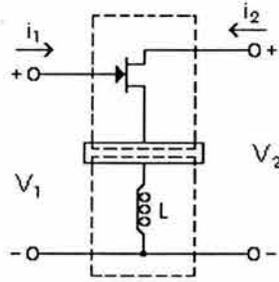


Figura 5.3.1.1. Red Activa Modificada Mediante la Conexión de un Inductor en Serie entre la Fuente del Transistor y la Tierra del Circuito.

El arreglo requerido modifica la impedancia de entrada y corresponde a una conexión de bipuertos en serie como la mostrada en la figura 4.2.1. Los parámetros Z del transistor se obtienen a partir de las conversiones mostradas en la tabla 4.5.1, obteniendo así la matriz Z_a del bipuerto correspondiente al transistor:

$$z_a = \begin{bmatrix} z_{11}^a & z_{12}^a \\ z_{21}^a & z_{22}^a \end{bmatrix}, \quad (5.3.1.6)$$

y la matriz Z_b correspondiente al inductor:

$$z_b = \begin{bmatrix} z_{11}^b & z_{12}^b \\ z_{21}^b & z_{22}^b \end{bmatrix}, \quad (5.3.1.7)$$

donde: $z_{11}^b = z_{12}^b = z_{21}^b = z_{22}^b = j\omega L$.

Los parámetros Z del arreglo total equivalente (Z_t) se pueden obtener al sumar los parámetros individuales de cada bipuerto:

$$z_t = z_a + z_b. \quad (5.3.1.8)$$

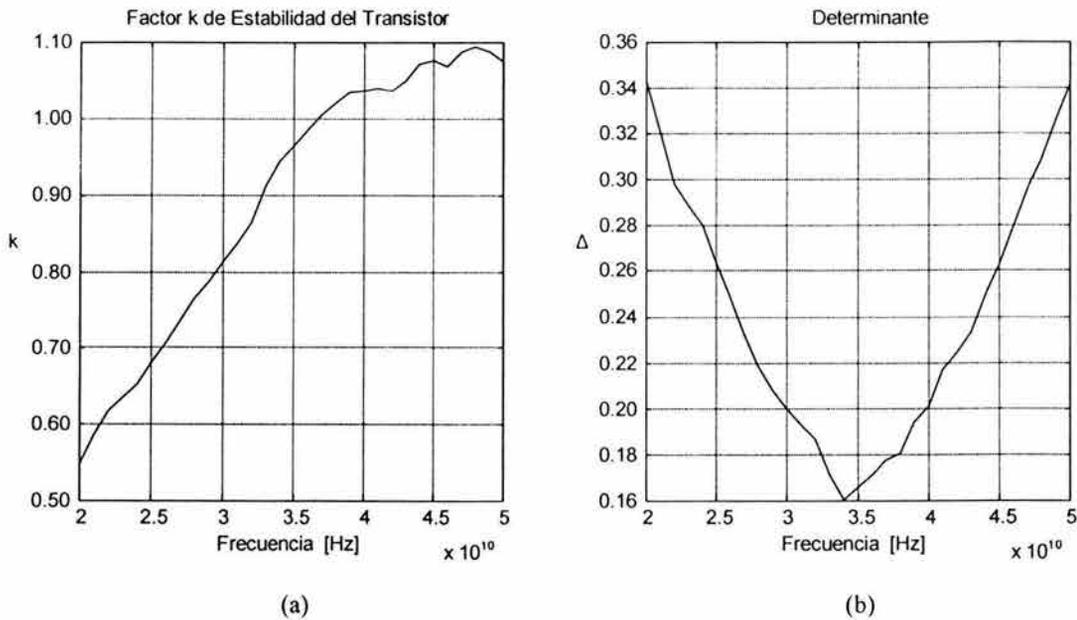
Para obtener los parámetros de dispersión S modificados, es necesario efectuar una conversión de parámetros Z a parámetros S . Con los parámetros de dispersión modificados se evalúa nuevamente la estabilidad del transistor y se determina que valor de inductancia es el indicado para estabilizarlo.

Un último caso de estabilidad se presenta cuando el dispositivo usado en el amplificador para microondas es unilateral, entonces su coeficiente de transmisión en inversa (S_{12}) es igual a cero y es inherentemente estable; sin embargo, la mayoría de los dispositivos no presentan la propiedad de ser unilaterales a frecuencias altas, lo que hace que el transistor pueda volverse inestable a frecuencias donde su retroalimentación interna es suficientemente grande, provocando que su ganancia se haga infinita y el transistor entre en un estado de oscilación. Por lo tanto, los dispositivos no unilaterales son los que más se

emplean en el diseño de amplificadores, además de presentar características deseables como alta frecuencia de transición, alta ganancia y baja figura de ruido.

5.3.2 Resultados de la Estabilización

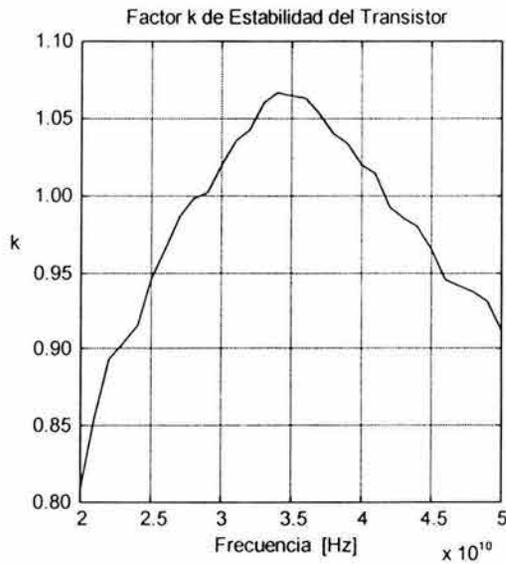
Usando los parámetros S originales y realizando el análisis de estabilidad mediante la determinación del factor k y del $|\Delta|$, se obtuvo que el valor absoluto del determinante de la matriz S es menor a uno, condición necesaria para la estabilidad incondicional más no suficiente; pero el valor de k es menor a la unidad alrededor de la frecuencia central, con lo que se tiene una condición de estabilidad condicional, gráficas 5.3.2.1.a y 5.3.2.1.b. Es necesario, entonces, estabilizar el transistor en toda la banda de frecuencias de interés mediante el procedimiento ya descrito.



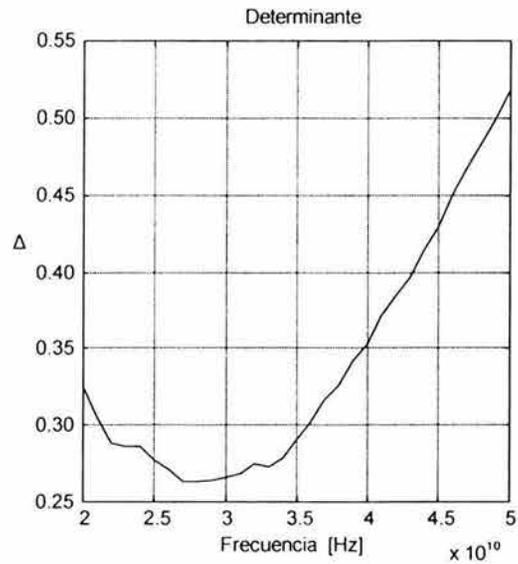
Gráficas 5.3.2.1 a) Factor k y b) Determinante $|\Delta|$ de la Red Activa sin Estabilizar.

Con la modificación de la red activa al conectar una inductancia en retroalimentación serie entre la terminal de fuente del transistor y la tierra del circuito, se obtuvo la estabilización incondicional del circuito.

Las gráficas siguientes presentan la zona de estabilidad del amplificador (28.7 - 41.6 GHz), lograda al conectar un inductor en la terminal de fuente del transistor con valor de 31 pH ($j6.82 \Omega$ a f_c). El ancho de banda en donde se presenta la estabilidad del amplificador es de 12.9 GHz, lo que resulta bueno para la operación del mismo ya que sólo se requieren 2 GHz de ancho de banda, dejando un margen considerable para que el amplificador no entre en inestabilidad.



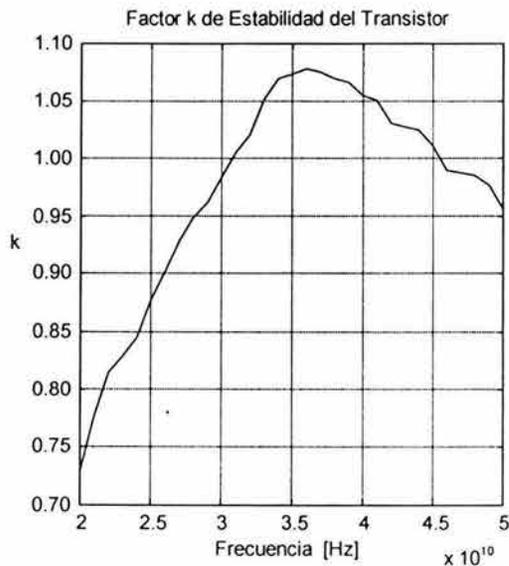
(a)



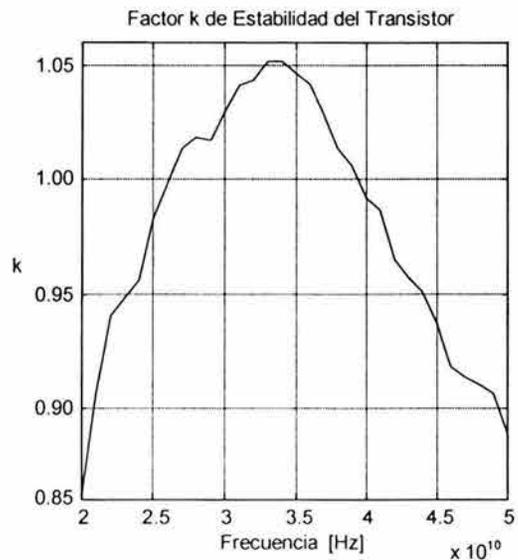
(b)

Gráficas 5.3.2.2 a) Factor k y b) Determinante $|\Delta|$ de la Red con Estabilización para $L=31$ pH.

Durante el análisis de la estabilidad se encontró que la estabilidad incondicional se lograba a partir de valores de inductancias menores a 31 pH, pero estos valores de inductancias provocaban que la zona de inestabilidad se acercara peligrosamente a la frecuencia de operación (f_c); lo mismo sucedía si la inductancia tomaba valores superiores a 31 pH. Esto se muestra en las gráficas 5.3.2.3 para un valor de inductancia de 20 y 40 pH.



(a)



(b)

Gráficas 5.3.2.3. Factor de Estabilidad k de la Red Activa con Estabilización para a) $L=20$ pH y b) $L=40$ pH.

Como se observa en las gráficas anteriores, con valores bajos y valores altos de inductancias, la zona de inestabilidad se acerca a la frecuencia de operación, lo cual no es conveniente. Además, el problema de utilizar un inductor muy grande es el cambio en los parámetros de ruido del transistor, ya que estos parámetros fueron determinados por el fabricante sin incluir el inductor en la terminal de fuente, por lo que es recomendable que su valor sea pequeño para así poder usar los parámetros de ruido dados por el fabricante. En cuanto a los valores del determinante, $|\Delta|$, éstos se mantuvieron por abajo de la unidad, por lo que la condición de estabilidad no se alteró.

Se eligió el valor de inductancia de 31 pH por ser el que abarca el ancho de banda de interés de una manera satisfactoria. A 35 GHz de frecuencia se tiene una impedancia de $j6.8 \Omega$, la cual no altera significativamente los parámetros de ruido dados por el fabricante, pero es suficiente para ubicar al transistor en la región de estabilidad incondicional. En la siguiente tabla se muestran los parámetros de dispersión originales y los parámetros de dispersión modificados a 35 GHz de frecuencia:

	Parámetros S originales		Parámetros S modificados		Porcentaje de diferencia
S_{11}	$-0.611 + j0.235$	$0.655 \angle -201^\circ$	$-0.494 + j0.198$	$0.533 \angle 158.12^\circ$	- 18.68 %
S_{12}	$0.139 + j0.0048$	$0.140 \angle 2^\circ$	$0.153 + j0.104$	$0.185 \angle 34.33^\circ$	+ 32.14 %
S_{21}	$1.713 + j1.0700$	$2.020 \angle 32^\circ$	$1.66 + j0.997$	$1.937 \angle 30.99^\circ$	- 4.09 %
S_{22}	$-0.205 - j0.01040$	$0.230 \angle -153^\circ$	$-0.139 - j0.136$	$0.195 \angle -135.5^\circ$	- 15.34 %

Tabla 5.3.2.1. Porcentaje de Diferencia entre los Parámetros S Originales y los Parámetros S Modificados.

De la tabla anterior se observa que los parámetros S modificados no difieren en gran medida de los parámetros S originales, lo que significa que el transistor se mantiene cerca de las características de operación establecidas por el fabricante, de tal manera que sus parámetros de ruido no se alteran demasiado. Se puede observar también que el valor del parámetro correspondiente al coeficiente de transmisión en inversa S_{12} aumentó en un 32.14 por ciento. Lo deseable en este coeficiente es que se hubiera mantenido en su valor original o que disminuyera; sin embargo, al aumentar la ganancia en la trayectoria de retroalimentación se consiguió, para este caso, la estabilización incondicional del amplificador dentro del ancho de banda deseado.

5.4 DISEÑO A RUIDOS MÍNIMOS ACOPLANDO CON MICROCINTAS

El diseño de un amplificador para microondas puede tener tres caminos a seguir dependiendo de la aplicación que se requiera. El amplificador puede ser diseñado para máxima ganancia, para una ganancia específica o para ruidos mínimos. Sería deseable en el diseño poder conjugar estas tres características, pero esto no es posible porque al modificar los parámetros para que el amplificador trabaje de una manera probablemente éstos no sean los adecuados para que trabaje de otra.

El diseño que a nosotros nos ocupa es precisamente el de ruidos mínimos. En cuanto a la ganancia que pueda tener el amplificador, no necesariamente tiene que ser la máxima pero se tratará de mantenerla a un buen nivel para que la calidad del amplificador no se deteriore.

5.4.1 Figura de Ruido

Como se mencionó en el capítulo 4, la figura de ruido en el diseño de amplificadores de bajo ruido es muy importante debido a que nos indica el grado de la degradación en la relación señal a ruido entre la entrada y salida del sistema, es decir, la cantidad de ruido que un dispositivo de dos puertos genera, en este caso el transistor.

La figura de ruido tiene especial importancia en los receptores, ya que la primera etapa de un receptor tiene el efecto dominante en el desempeño del ruido en el sistema; por lo tanto, se requiere tener un amplificador con una baja figura de ruido tanto como sea posible.

La figura de ruido para una red de dos puertos queda definida para la frecuencia de operación como:

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2, \quad (5.4.1.1)$$

donde $Y_S = G_S + jB_S$ es la admitancia de la fuente vista por el transistor, Y_{opt} es la admitancia óptima de la fuente para figura de ruido mínima, F_{min} es la figura de ruido mínima del transistor, R_N es la resistencia equivalente de ruido del transistor y G_S es la parte real de la admitancia de la fuente.

La admitancia de la fuente debe ser la admitancia óptima para lograr los ruidos mínimos a la frecuencia de operación, es decir:

$$Y_S = Y_{opt}. \quad (5.4.1.2)$$

La figura de ruido también puede ser definida en términos de los coeficientes de reflexión de la fuente (Γ_S) y el óptimo para el transistor (Γ_{opt}), de la siguiente forma:

$$Y_S = \frac{1}{Z_0} \left[\frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \right], \quad (5.4.1.3)$$

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_0} \left[\frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \right]. \quad (5.4.1.4)$$

Los parámetros de ruido del transistor utilizados son F_{min} , Γ_{opt} y R_N , estos pueden ser dados por el fabricante o medidos directamente por el diseñador con un analizador de redes.

Por otro lado, para una figura de ruido específica no mínima (F_i), podemos definir el siguiente parámetro de figura de ruido N como:

$$N = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_{min}}{4 R_N / Z_0} |1 + \Gamma_{opt}|^2. \quad (5.4.1.5)$$

Con la ayuda de esta última ecuación se obtiene el círculo de figura de ruido constante, cuyo centro (C_F) y radio (R_F) están dados por:

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1}, \quad (5.4.1.6)$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1}. \quad (5.4.1.7)$$

Una vez obtenido el círculo de figura de ruido constante, es posible determinar los acoplamientos que permitirán un diseño para ruido constante y la máxima ganancia compatible para esta figura de ruido. Cabe mencionar que los círculos de figura de ruido constante no representan una figura de ruido mínima, por lo que el diseño para estas condiciones no será para mínimos ruidos.

5.4.2 Diseño del Amplificador Acoplado con Microcintas

El primer paso del diseño a ruidos mínimos es determinar el circuito de acoplamiento de entrada; para esto se calcula la admitancia de fuente óptima para figura de ruido mínima ($Y_{opt_{in}}$) con la siguiente expresión:

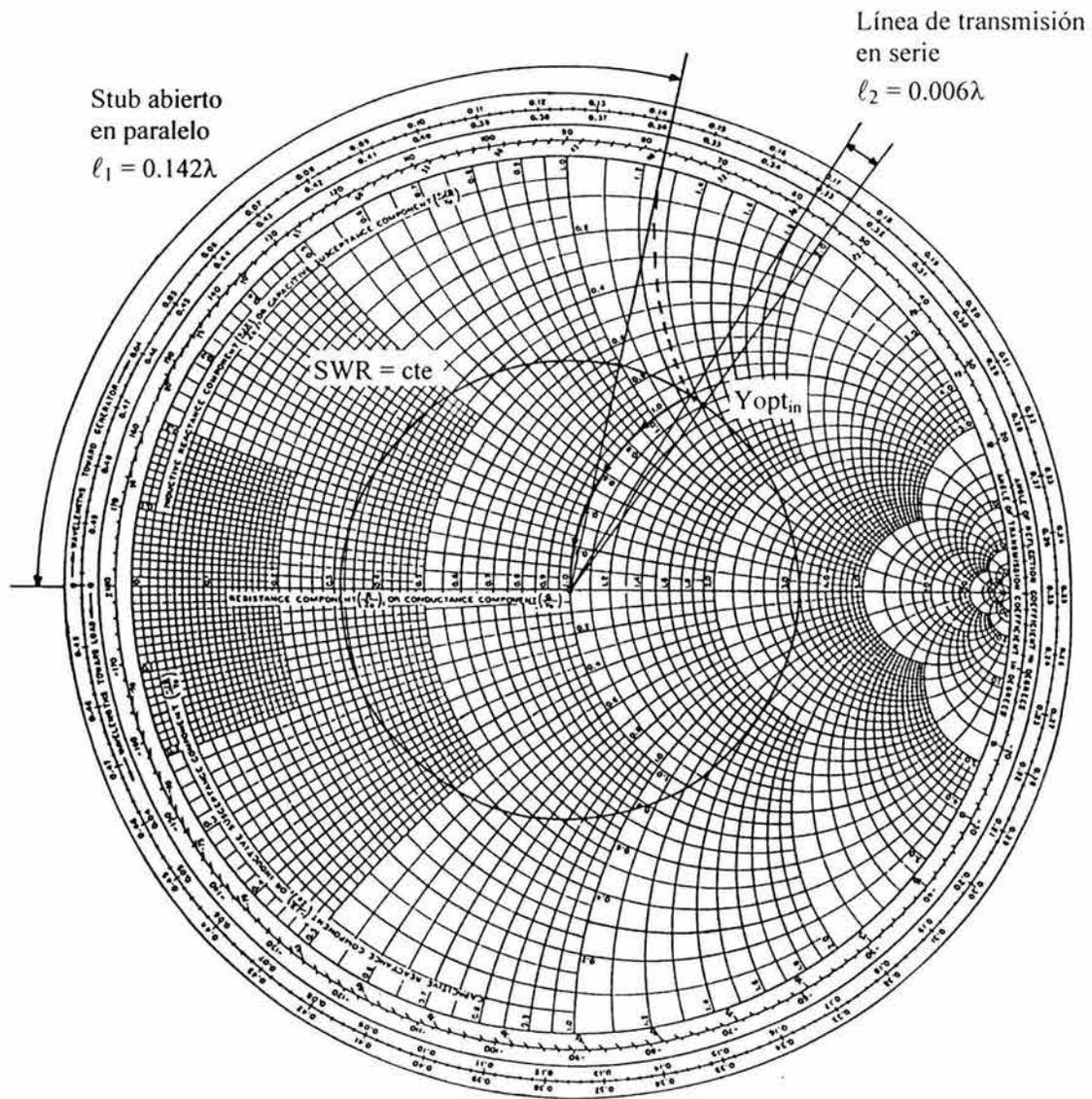
$$Y_{opt_{in}} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}}, \quad (5.4.2.1)$$

donde $\Gamma_{opt} = -0.3115 - j0.4288$ ($0.53 \angle 234^\circ$) es el coeficiente de reflexión óptimo a 35 GHz, el cual se garantiza por parte del fabricante que operando con este coeficiente se generan los mínimos ruidos dentro del transistor, entonces

$$Y_{opt_{in}} = 1.09 + j1.3.$$

Con este valor de admitancia normalizada y por medio de la carta Smith, véase la carta No.1, se determinó el acoplamiento entre la fuente y el transistor. El acoplamiento se realizó con un stub abierto conectado en paralelo con longitud de 0.142λ (ℓ_1) y una línea de transmisión conectada en serie con longitud de 0.006λ (ℓ_2).

Cálculo del Acoplamiento de Impedancia de Entrada en Carta Smith



$$\Gamma_{opt} = 0.53 \angle 234^\circ$$

$$Y_{opt_{in}} = 1.09 + j1.3$$

$$SWR = 3.2553$$

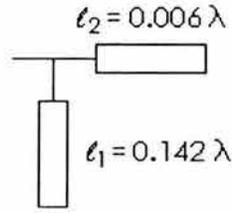


Figura 5.4.2.1. Circuito de Acoplamiento de Entrada.

Para el acoplamiento de salida se deben obtener las matrices $ABCD$ del stub de entrada (ℓ_1), de la línea de transmisión (ℓ_2) y del transistor. Primero se obtiene la matriz $ABCD$ del stub abierto conectado en paralelo, cuya expresión esta dada por:

$$M1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan(\ell_1 \beta) & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.4.2.2)$$

donde $Z_0 = Z_S = 50 \Omega$, Z_S es la impedancia de la fuente, y la constante de fase es igual a:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{y} \quad \lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_{ef}}},$$

donde v_p es la velocidad de fase, $\lambda_0 = c/f$, $c = 2.998 \times 10^8$ m/s, f es la frecuencia de operación (fc), $\mu_r = 1$ y ϵ_{ef} es la permitividad efectiva de la microcinta sobre el sustrato (alúmina u otros materiales).

La matriz $ABCD$ de la línea de transmisión de entrada conectada en serie se obtiene con la siguiente expresión:

$$M2 = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\ell_2 \beta) & jZ_0 \sin(\ell_2 \beta) \\ j \frac{1}{Z_0} \sin(\ell_2 \beta) & \cos(\ell_2 \beta) \end{bmatrix}. \quad (5.4.2.3)$$

La matriz $ABCD$ del transistor se obtiene por medio de la siguiente expresión:

$$M3 = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{Z_0(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{1 - S_{11}}{Z_0} & \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix}. \quad (5.4.2.4)$$

Los parámetros de dispersión del transistor utilizado (S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22}) pueden ser dados por el fabricante o medidos directamente por el diseñador. Para este caso, estos parámetros son los obtenidos en la red de estabilización.

Con las matrices del stub, de la línea de transmisión y la del transistor se obtiene la submatriz $ABCD$ para obtener la admitancia normalizada de salida del transistor (Y_{outQ}) a f_C de la siguiente manera:

$$M_s = M_1 M_2 M_3 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s & B_s \\ C_s & D_s \end{bmatrix}, \quad (5.4.2.5)$$

$$M_s = \begin{bmatrix} 0.2477 + j0.0559 & 2.3472 - j3.976 \\ 0.0046 + j0.0006 & 0.4071 - j0.1383 \end{bmatrix}$$

$$Y_{outQ} = \frac{C_s Z_s + A_s}{D_s Z_s + B_s} = 0.79 + j0.56. \quad (5.4.2.6)$$

Con este valor de admitancia normalizada se realiza el cálculo del acoplamiento entre el transistor y la carga (acoplamiento de salida) con ayuda de la carta Smith, véase la carta No.2. El acoplamiento se realizó con una línea de transmisión conectada en serie con longitud de 0.229λ (ℓ_3) y un stub abierto conectado en paralelo con longitud de 0.094λ (ℓ_4).

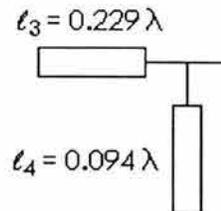


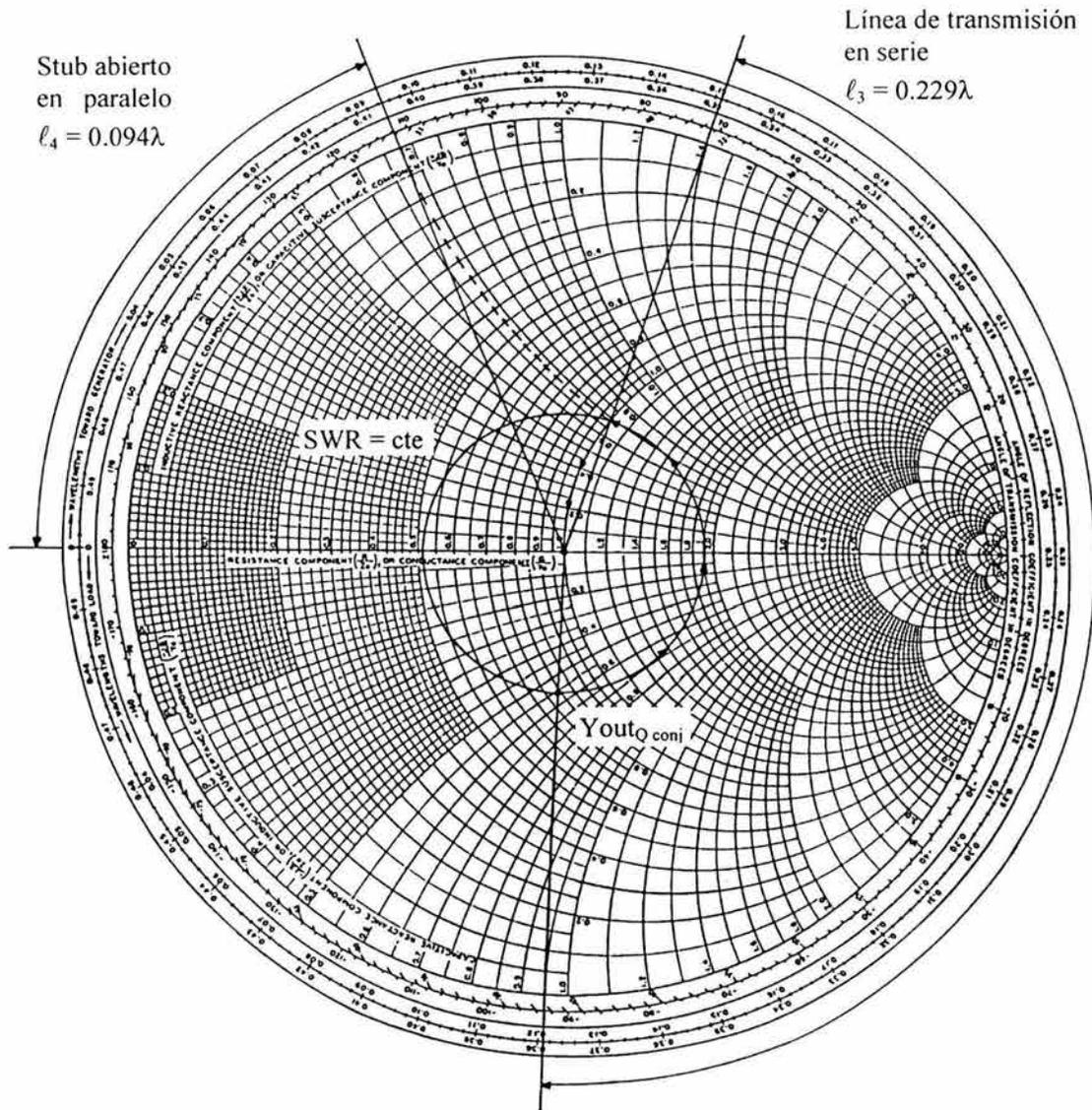
Figura 5.4.2.2. Circuito de Acoplamiento de Salida.

Con el valor de la línea de transmisión de salida conectada en serie se obtiene su matriz $ABCD$, con la siguiente expresión:

$$M_4 = \begin{bmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\ell_3 \beta) & jZ_0 \sin(\ell_3 \beta) \\ j \frac{1}{Z_0} \sin(\ell_3 \beta) & \cos(\ell_3 \beta) \end{bmatrix}. \quad (5.4.2.7)$$

Se obtiene la matriz $ABCD$ del stub abierto de salida conectado en paralelo con la siguiente expresión:

Cálculo del Acoplamiento de Impedancia de Salida en Carta Smith



$$\Gamma = 0.3188 \angle 86.81^\circ$$

$$Y_{outQ\ conj} = 0.79 - j0.56$$

$$SWR = 1.9359$$

$$M5 = \begin{bmatrix} A_5 & B_5 \\ C_5 & D_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan(\ell_4 \beta) & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.4.2.8)$$

Finalmente, se obtiene la matriz $ABCD$ total, cuya expresión esta dada por:

$$M_T = M1 M2 M3 M4 M5 = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}, \quad (5.4.2.9)$$

$$M_T = \begin{bmatrix} -0.0462 + j0.0209 & -2.4621 + j11.7548 \\ 0.0005 + j0.0085 & 0.0243 + j0.2117 \end{bmatrix},$$

Con la matriz $ABCD$ total (M_T) se pueden calcular todos los parámetros necesarios que definen al amplificador de bajo ruido:

1. Impedancia de entrada del amplificador:

$$Z_{in} = \frac{A_T Z_L + B_T}{C_T Z_L + D_T} = 19.4283 + j9.0364 \quad [\Omega] \quad (5.4.2.10)$$

donde Z_L es la impedancia de la carga.

2. Impedancia de salida del amplificador:

$$Z_{out} = \frac{D_T Z_S + B_T}{C_T Z_S + A_T} = 50.2684 + j0.4846 \quad [\Omega] \quad (5.4.2.11)$$

donde Z_S es la impedancia de la fuente.

3. Coeficiente de ganancia:

$$G(35) = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_L) \operatorname{Re}(Z_S)}{|A_T Z_L + B_T + C_T Z_L Z_S + D_T Z_L|^2} = 5.0199 \quad (5.4.2.12)$$

$$G(35)_{dB} = 7.007 \quad [dB]$$

4. Relación de onda estacionaria a la entrada del amplificador:

$$SWR_{in} = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} = 2.6719 \quad (5.4.2.13)$$

donde:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_S}{Z_{in} + Z_S} = 0.4553 \quad (5.4.2.14)$$

5. Relación de onda estacionaria a la salida del amplificador:

$$SWR_{out} = \frac{1 + |\Gamma_{out}|}{1 - |\Gamma_{out}|} = 1.0161 \quad (5.4.2.15)$$

donde:

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_L - Z_{out}}{Z_L + Z_{out}} = 0.0080 \quad (5.4.2.16)$$

6. La figura de ruido:

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2 = 1.23 \quad [\text{dB}]$$

El valor de la figura de ruido se determino mediante extrapolación de los valores de figura de ruido proporcionados por el fabricante. Puesto que el fabricante sólo proporcionaba los valores de los parámetros de ruido hasta una frecuencia de 26 GHz, fue necesaria la extrapolación para determinar la figura de ruido a 35 GHz. Con la siguiente ecuación se pudo determinar la figura de ruido a 35 GHz.

$$F_N = \frac{10 \frac{F_{min}}{10} + R_N}{50 g_s |Y_S - Y_{opt}|^2}, \quad (5.4.2.17)$$

expresada en dB:

$$F_{dB} = \frac{10 \log(F_N)}{\log(10)} = 1.2336 \quad [\text{dB}] \quad (5.4.2.18)$$

donde: $Y_S = 1.0882 + j1.3118 \quad [\Omega]$,

g_s es la parte real de Y_S ,

$$F_{min} = 0.00053 + 0.03345 x + 0.00005 x^2,$$

$$R_N = 14.3356 + 0.21281 x + 0.0564 x^2 + 0.00117 x^3,$$

$$Y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_1}{1 + \Gamma_1} = 1.0882 + j1.3118 \quad [\Omega],$$

donde: $\Gamma_1 = \text{gama} * e^{\left(\frac{j\pi}{180 * \text{ang}}\right)},$

$$\text{gama} = 1.14498 - 0.04583 x + 0.00081 x^2,$$

$$\text{ang} = 20.77167 + 0.09963 x + 0.2583 x^2 + 0.00249 x^3,$$

Todos los polinomios anteriores son el resultado de la extrapolación, mediante regresiones polinomiales, de los parámetros de ruido dados por el fabricante. Los valores de los parámetros de ruido extrapolados hasta una frecuencia de 39 GHz se pueden consultar en el apéndice E.

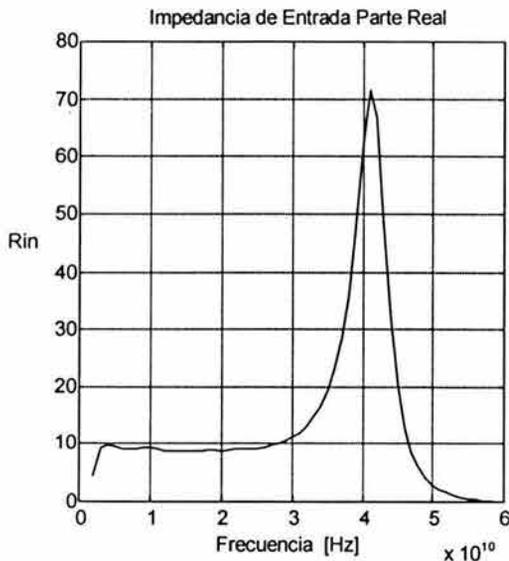
5.4.3 Resultados del Diseño del Amplificador Acoplado con Microcintas

Los parámetros calculados en el apartado anterior nos permiten analizar lo que está pasando con el diseño del amplificador al incorporar las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida de la red activa con estabilidad incondicional.

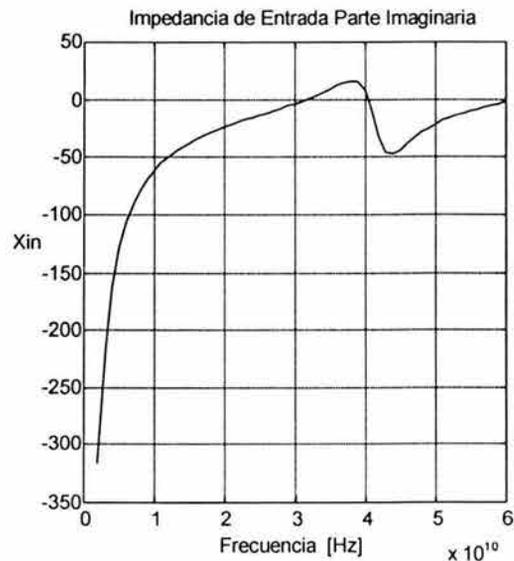
Los parámetros están calculados para una red de microondas operando en la banda *Ka* con una frecuencia de operación, f_c , de 35 GHz y un ancho de banda de 2 GHz. Se está utilizando un transistor GaAs FET pseudomórfico de alta movilidad electrónica (HEMT) estabilizado con una inductancia de 31 pH ($j6.82 \Omega$ a f_c).

Los resultados gráficos se presentan a continuación:

1. En las gráficas 5.4.3.1 y 5.4.3.2 se observa el comportamiento de la impedancia de entrada (Z_{in}), con un valor de 19.4283Ω en su parte real y un valor de $j9.0364 \Omega$ en su parte imaginaria para la frecuencia central o de operación.



Gráfica 5.4.3.1. Impedancia de Entrada Parte Real.

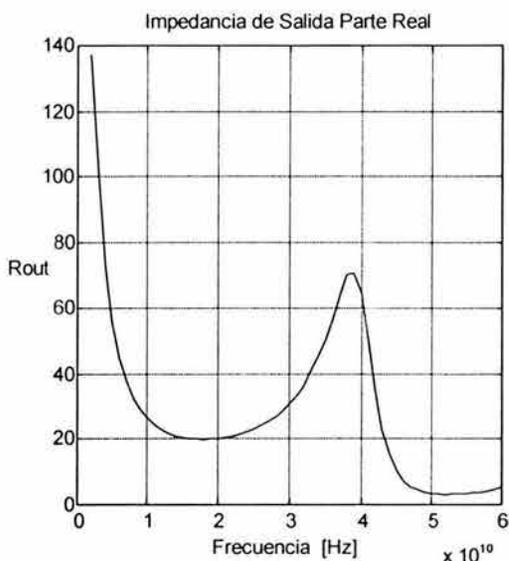


Gráfica 5.4.3.2. Impedancia de Entrada Parte Imaginaria.

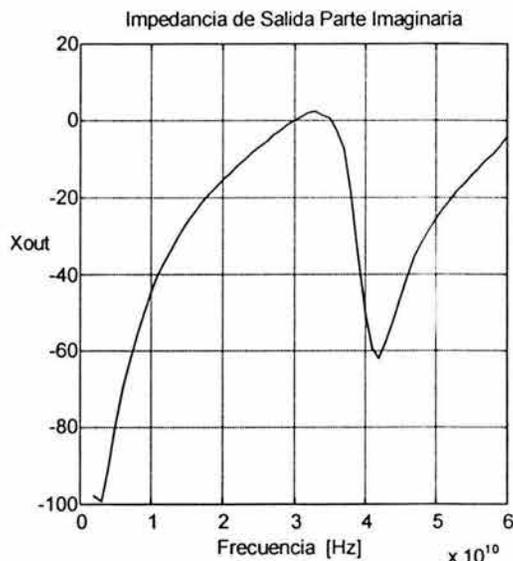
La gráfica 5.4.3.1 muestra que efectivamente el amplificador se encuentra bajo una estabilidad incondicional alrededor de f_c , puesto que presenta una impedancia de entrada real mayor a la unidad. Obsérvese que la impedancia de entrada imaginaria presenta, a

frecuencia central, una impedancia ligeramente por arriba de cero, lo cual es muy conveniente porque las pérdidas que se presenten en la entrada no serán muy grandes. Esto se verá reflejado en la relación de onda estacionaria y en su coeficiente de reflexión a la entrada.

2. Las gráficas 5.4.3.3 y 5.4.3.4 muestran la impedancia de salida (Z_{out}) del transistor, con un valor de 50.2684Ω en su parte real y $j0.4846 \Omega$ en su parte imaginaria a frecuencia central (35 GHz).



Gráfica 5.4.3.3. Impedancia de Salida Parte Real.

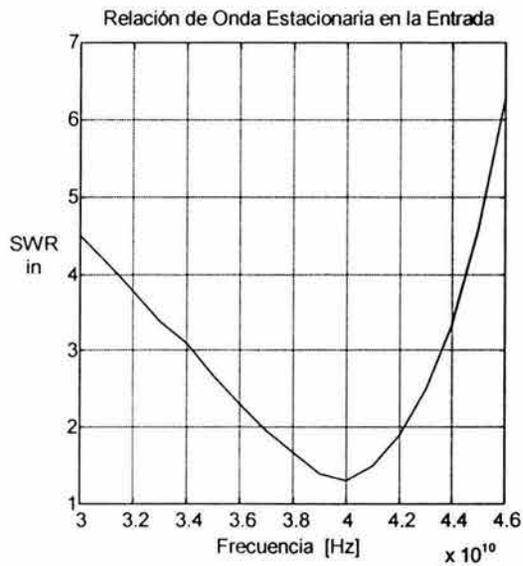


Gráfica 5.4.3.4. Impedancia de Salida Parte Imaginaria.

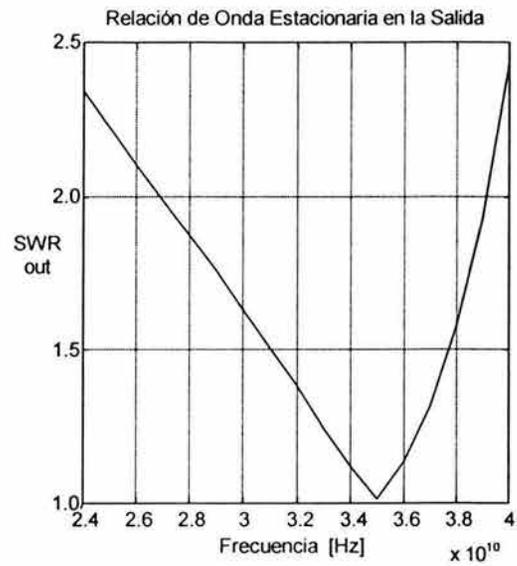
La gráfica 5.4.3.3 nos muestra que a la frecuencia de operación la impedancia real es prácticamente de 50Ω , lo cual quiere decir que toda la energía se está transfiriendo a la carga; mientras que en la parte imaginaria la impedancia es casi nula, por lo que se tendrán las mínimas pérdidas a la salida del transistor.

3. Las gráficas 5.4.3.5 y 5.4.3.6 muestran las relaciones de onda estacionaria (SWR) tanto a la entrada como a la salida, sus valores respectivos son 2.6719 y 1.0161 alrededor de f_c .

Estas gráficas indican la transferencia de energía sobre el amplificador. La gráfica 5.4.3.5 es un reflejo de la impedancia de entrada imaginaria de que no está bien acoplada la entrada a la fuente, lo cual se manifiesta en el coeficiente de reflexión ($\Gamma_{in} = 0.4553$); pero esto no es un problema cuando se trata de ruidos mínimos puesto que el objetivo no es la máxima transferencia de energía a la entrada. La gráfica 5.4.3.6, sin embargo, muestra que a la salida se tiene un buen acoplamiento, lo cual se exige en el diseño para una máxima transferencia de energía. El coeficiente de reflexión a la salida así lo manifiesta ($\Gamma_{out} = 0.0080$).

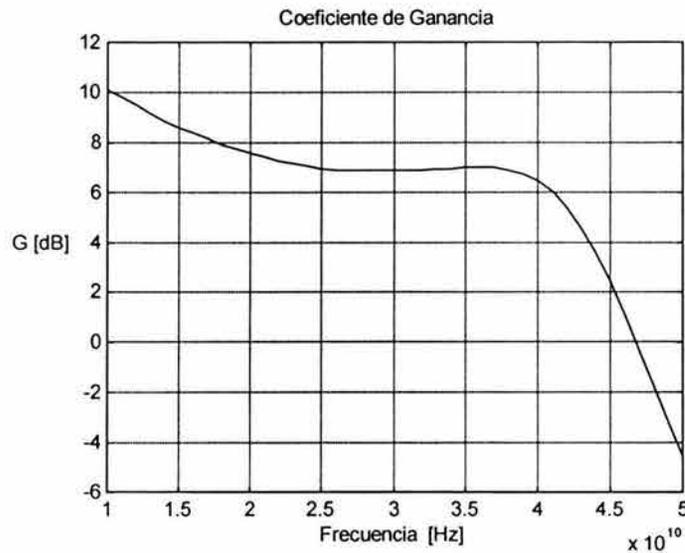


Gráfica 5.4.3.5. Relación de Onda Estacionaria en la Entrada.



Gráfica 5.4.3.6. Relación de Onda Estacionaria en la Salida.

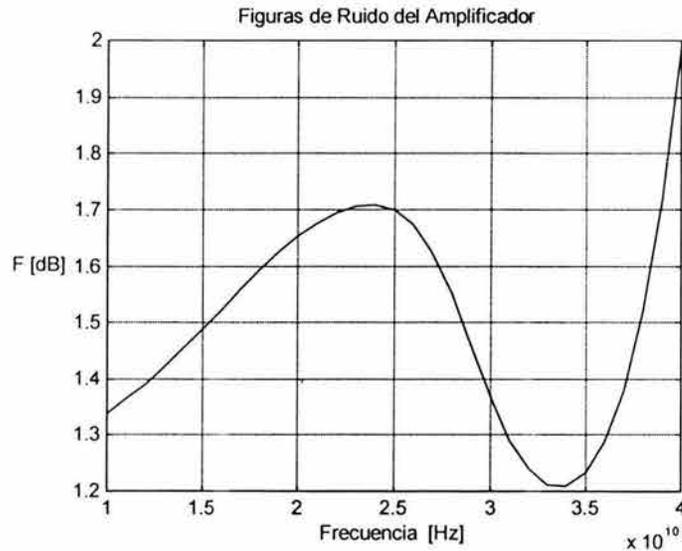
4. La ganancia obtenida del amplificador de bajo ruido es de 5.0 (7 dB) a 35 GHz, dicha ganancia tiene un comportamiento definido por la gráfica 5.4.3.7.



Gráfica 5.4.3.7. Coeficiente de Ganancia.

Nótese que la ganancia es bastante estable en el ancho de banda requerido. A pesar de que a frecuencias inferiores la ganancia es mayor no es recomendable usar esas frecuencias porque las pérdidas en el amplificador se incrementarían, además de que el sistema empieza a oscilar. La ganancia del amplificador se considera buena.

5. La gráfica 5.4.3.8 presenta las figuras de ruido para las frecuencias sobre la zona de estabilidad, se puede observar sobre la gráfica que F es 1.23 dB sobre el ancho de banda de operación.



Gráfica 5.4.3.8. Figuras de Ruido del Amplificador.

Cabe mencionar que los parámetros de ruido del transistor utilizado se extrapolaron hasta 40 GHz utilizando un método de regresión polinomial y se comprobaron con la ayuda de la carta Smith, los parámetros de dispersión se interpolaron utilizando el método de Spline en Matlab.

5.5 PÉRDIDAS EN EL DIELECTRICO Y POR CONDUCCIÓN EN LA MICROCINTA

Las microcintas son usadas extensivamente en la construcción de los amplificadores de microondas debido a que son fáciles de fabricar usando técnicas de circuitos impresos. Las características de las microcintas hacen de éstas el medio más importante de transmisión en los amplificadores transistorizados de microondas y en la tecnología de circuitos integrados de microondas.

De acuerdo a lo expuesto en el punto 3.1.1 tanto R como G son los únicos componentes eléctricos que representan pérdidas, siendo unas por conducción y otras por el dieléctrico. En muchos casos prácticos estas pérdidas son muy pequeñas y pueden despreciarse, es decir, $R = G = 0$ ($\alpha = 0$). Sin embargo, no siempre es recomendable despreciar dichas pérdidas, sobre todo cuando se trabaja en frecuencias muy altas, debido a que pueden afectar muy seriamente la respuesta del sistema.

Antes de calcular las pérdidas en el dieléctrico y por conducción sobre la microcinta, se

requieren conocer primero las características físicas de la microcinta, es decir, sus dimensiones físicas así como el tipo de material de que está compuesta.

Para determinar las dimensiones físicas de la microcinta, véase la figura 3.4.1, primero debemos seleccionar el tipo de sustrato a utilizar como dieléctrico [G]. Considerando una impedancia característica de la microcinta de 50Ω , un dieléctrico de alúmina ($\epsilon_r = 9.8$) y una distancia ($0.125 \text{ mm} < d < 6.35 \text{ mm}$) entre la cinta y el plano de tierra de 0.5 mm , se puede obtener, a partir de las ecuaciones (3.4.6) a (3.4.8), el ancho (W) de la tira conductora.

Del análisis de estas ecuaciones se obtiene que sólo se hace uso de la primera parte de la ecuación (3.4.6):

$$A = 2.133045,$$

$$W/d = 0.97518, \text{ la cual se satisface para una } W/d < 2;$$

no se hace uso de la otra parte de la ecuación (3.4.6) porque no se cumple la condición para $W/d > 2$. Se puede obtener a partir de esta relación el ancho de la tira conductora. Para un espesor del sustrato de 0.5 mm :

$$W = 0.4876 \text{ mm}.$$

La permitividad efectiva del dieléctrico o constante dieléctrica del medio homogéneo se obtiene a partir de:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} = 6.60626.$$

El valor de la permitividad efectiva de la microcinta (ϵ_e) cumple con la desigualdad

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$$

Una vez determinado el ancho de la cinta y la permitividad efectiva del dieléctrico, la atenuación debida a la presencia del dieléctrico y la atenuación debida a las pérdidas por conducción pueden determinarse mediante las ecuaciones (5.5.1) y (5.5.2):

Para la atenuación debida a la presencia del dieléctrico:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{ef} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{ef}} (\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m}, \quad (5.5.1)$$

y para la atenuación debida a las pérdidas por conducción:

$$\alpha_c = \frac{R_S}{Z_0 W} \quad \text{Np/m}, \quad (5.5.2)$$

donde: $\tan\delta = 0.0003$, son las pérdidas tangenciales del dieléctrico[G],

$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$, es la constante de fase para el espacio libre,

$W=0.4876$ mm,

$\epsilon_{ef} = 6.6063$,

R_S es la resistencia superficial del conductor, y es igual a:

$$R_S = \sqrt{\omega\mu_0 / 2\sigma} \quad \Omega, \quad (5.5.3)$$

donde: $\sigma = 5.813 \times 10^7$ S/m, es la conductividad del cobre [F].

A la frecuencia de operación (35 GHz) las pérdidas en el dieléctrico y por conducción ascienden a:

$$\alpha_d = 0.2673 \quad \text{Np/m} = 2.3215 \quad \text{dB/m},$$

$$\alpha_c = 1.9998 \quad \text{Np/m} = 17.3703 \quad \text{dB/m},$$

por lo que las pérdidas totales son:

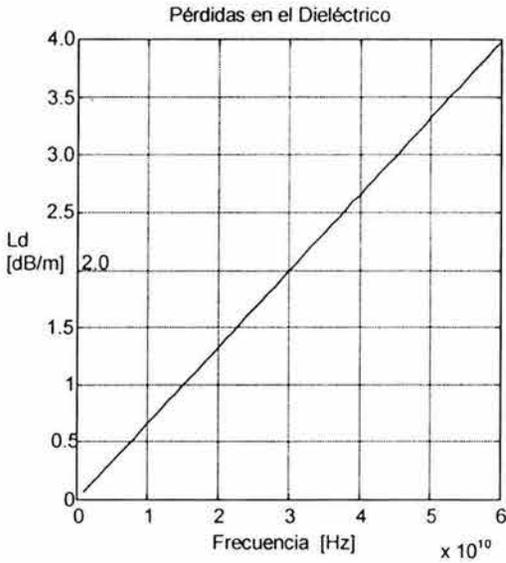
$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c = 2.2671 \quad \text{Np/m} = 19.6918 \quad \text{dB/m}.$$

En la mayoría de los substratos usados para la fabricación de las microcintas las pérdidas por conducción son mucho más significativas que las pérdidas en el dieléctrico.

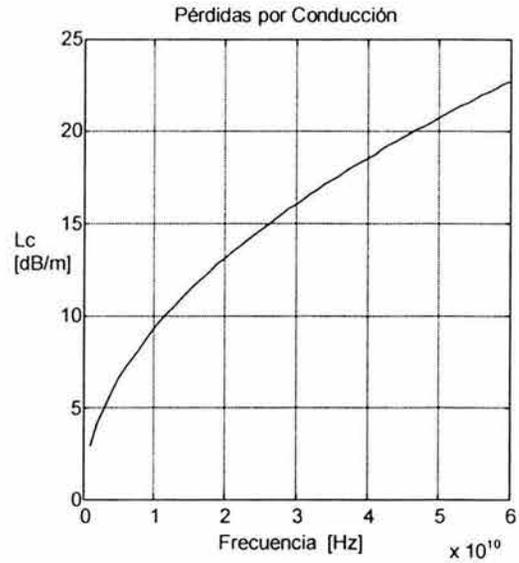
Las pérdidas en el dieléctrico y por conducción son expresadas generalmente en Np/m, sin embargo, estas pueden expresarse también en dB/m, utilizando para ello la siguiente conversión [D]:

$$1 \text{ Np} = 10 \log e^2 = 8.686 \quad \text{dB}.$$

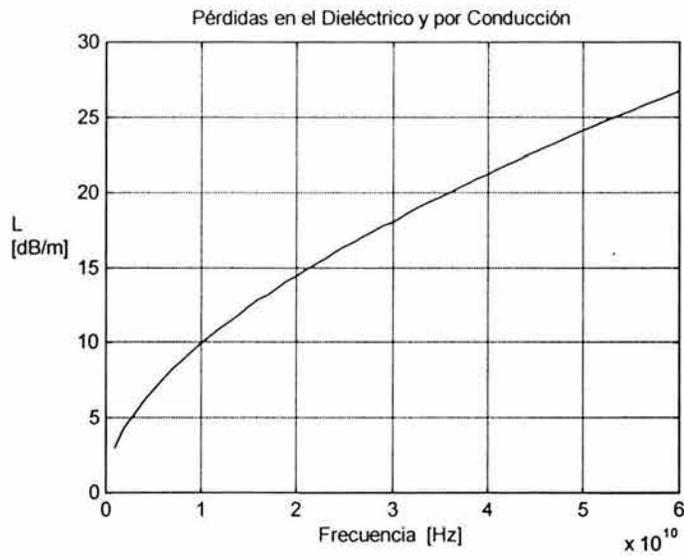
Las gráficas 5.5.1 y 5.5.2 presentan el comportamiento de las pérdidas en el dieléctrico y por conducción respectivamente, ambas en función de la frecuencia. Sobre las gráficas se puede apreciar que a medida que la frecuencia va aumentando, ambas pérdidas van creciendo. La gráfica 5.5.3 presenta las pérdidas totales, es decir, la suma de las pérdidas en el dieléctrico y por conducción.



Gráfica 5.5.1. Pérdidas en el Dieléctrico.



Gráfica 5.5.2. Pérdidas por Conducción.



Gráfica 5.5.3. Pérdidas en el Dieléctrico y por Conducción.

Las pérdidas en el dieléctrico y las pérdidas por conducción pueden despreciarse a frecuencias bajas, no siendo así a frecuencias altas debido a la influencia observada en las gráficas anteriores. Mientras más alta sea la frecuencia las pérdidas van tomando mayor importancia.

5.6 RED DE POLARIZACIÓN PARA EL TRANSISTOR

La red de polarización del transistor de bajo ruido debe garantizar y respetar los parámetros de polarización establecidos por el fabricante. Esto es con el objeto de no provocar modificaciones tanto a los parámetros de dispersión como a los de ruido, ya que estos fueron obtenidos por el fabricante con las condiciones de polarización que nos marca. Si no se cumpliera este precepto, el esfuerzo hecho para optimizar lo mejor posible los parámetros mencionados puede ser inútil; por eso la red de polarización es de gran importancia en el diseño del amplificador de bajo ruido

El diseño de la red de polarización debe proporcionar los voltajes y las corrientes convenientes de operación para que el transistor de bajo ruido opere adecuadamente sobre su región lineal (región de amplificación), es decir, una red de polarización que proporcione los puntos de operación apropiados para el funcionamiento del dispositivo sobre su región activa directa.

De las hojas de especificaciones del transistor HEMT JS8910-AS (Toshiba), se obtuvieron las siguientes características del dispositivo para operar a mínimos ruidos a una frecuencia de 40 GHz [E].

Características del Dispositivo		
Parámetro	Valor	Unidades
V_{DS}	1.5	V
I_{DS}	12	MA
I_{DSS}	30	MA
V_p	-1.5	V
V_{GDmax}	-2.5	V

De la tabla de las características del dispositivo se puede observar que $V_{DS} \geq |V_p|$, la cual es una condición necesaria para que el dispositivo alcance su región lineal.

Con base en las características del dispositivo, dadas en las hojas de especificaciones, el diseñador debe proponer valores para la fuente de alimentación, la fuente de polarización de la compuerta y la resistencia de compuerta, de acuerdo al principio de funcionamiento del transistor de efecto de campo. Los valores propuestos son los siguientes:

Características de Diseño		
Parámetro	Valor	Unidades
V_{DD}	3	V
V_{GG}	-1.5	V
R_G	22.639	K Ω

Se propone una red de polarización por división de tensión en configuración fuente común, tal y como se muestra en el circuito de la figura 5.6.1.

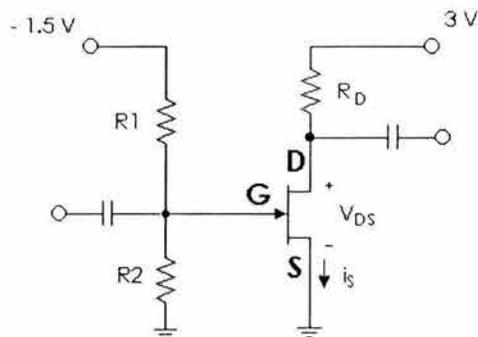


Figura 5.6.1.1 Red de Polarización por División de Tensión.

Para una red por división de tensión que opere a bajas frecuencias, es conveniente que ésta presente una resistencia de fuente (source) con capacitor de “bypass” para tener una buena estabilidad con respecto a la temperatura. Sin embargo, en el diseño para altas frecuencias, el capacitor conectado en paralelo con la resistencia sería desastroso para la estabilidad del dispositivo, ya que podría ocasionar oscilaciones haciendo que el puerto de entrada sea inestable para ciertas frecuencias. Además, una resistencia de fuente degrada la figura de ruido del amplificador. Por tal razón, la red de polarización propuesta responde a una red de polarización sin resistencia de fuente y sin capacitor de bypass.

Tomando como referencia las características obtenidas de las hojas de especificaciones del fabricante del transistor y las características de diseño proporcionadas por el diseñador, se hacen los cálculos de las resistencias de la red de polarización en DC. De la ecuación de malla del circuito de polarización se puede obtener fácilmente el valor de la resistencia de drenaje (drain), R_D , de la siguiente forma:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS}} = 125 \Omega . \quad (5.6.1)$$

De la ecuación fundamental del transistor de efecto de campo o ecuación de Shockley, se obtiene el valor de voltaje V_{GS} de operación (V_{GSQ}).

$$V_{GS} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \right) (V_p) = -0.551 \text{ V} . \quad (5.6.2)$$

Este valor nos lleva a comprobar la segunda condición necesaria, $0 \geq V_{GS} \geq V_p$, para que el dispositivo alcance su región lineal, es decir:

$$0 \geq V_{GS} \geq -1.5 \text{ V} .$$

El cálculo de las resistencias R_1 y R_2 del circuito de polarización se determinan considerando la resistencia de compuerta (gate) R_G , propuesta:

$$R1 = \frac{(R_G)(V_{GG})}{V_{GS}} = 61.631 \text{ K}\Omega, \quad (5.6.3)$$

$$R2 = \frac{(R_G)(V_{GG})}{V_{GG} - V_{GS}} = 35.359 \text{ K}\Omega. \quad (5.6.4)$$

Con los valores de las resistencias de polarización R_D , $R1$ y $R2$ podemos entonces situarnos en los niveles de polarización deseados. Una manera de lograr los puntos de operación adecuados es mediante una resistencia variable conectada en la malla donde se encuentra el divisor de tensión, como se aprecia en la figura 5.6.1.2. Esta pequeña modificación pretende evitar que se sobrepasen los valores máximos absolutos de voltajes que puedan destruir al transistor y que son causados por descuido al ubicar el cursor de la resistencia variable sobre su extremo superior en ausencia de la resistencia de $47 \text{ K}\Omega$. Esto último es en el caso de que se quisiera realizar el divisor de voltaje, conectado a la compuerta del transistor, con una sola resistencia variable (p. ej. de $100 \text{ K}\Omega$) sin la resistencia de $47 \text{ K}\Omega$.

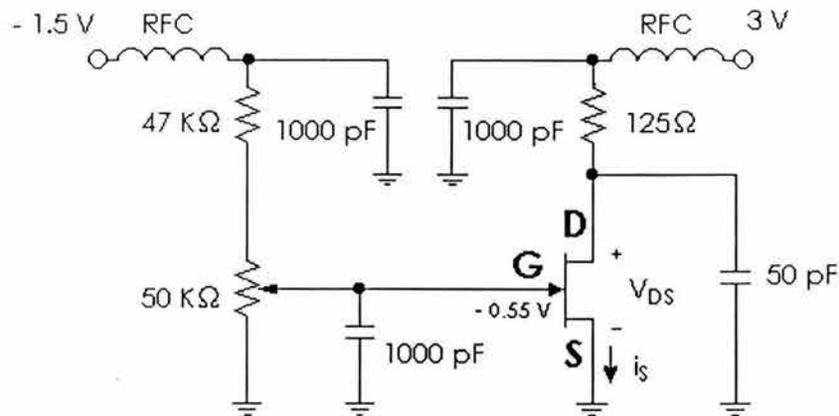


Figura 5.6.1.2. Circuito de Polarización para el Transistor HEMT JS8910-AS, con Protección contra Sobrevoltaje de Alimentación.

Los capacitores que aparecen en la red de polarización son para garantizar que la unión PN del transistor permanezca siempre con una polarización en inversa, y con esto prevenir un posible daño al dispositivo, recordando que el canal del transistor de efecto de campo es de tipo N. Los “chokes” de RF (RFC-Radio Frequency Chokes) tienen la función de prevenir que cualquiera señal de radiofrecuencia entre o incursione hacia las fuentes de alimentación, básicamente son unos bloqueadores de AC.

5.7 CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

La construcción física de un diseño teórico marca, sin duda alguna, el momento más importante de todo el proyecto, pues es en este punto donde se pueden llevar a cabo todas las pruebas y mediciones físicas pertinentes para comprobar las teorías y métodos expuesto en el diseño. Es de esperarse, pues, que estas pruebas y mediciones no lleguen a ser totalmente exactas con los resultados obtenidos en los cálculos teóricos, debido principalmente a la calidad de los componentes que conforman el sistema. Esto conlleva a que se tengan que realizar ligeras modificaciones al diseño para poder lograr las óptimas condiciones de funcionamiento. No obstante, estas modificaciones no deben de sobrepasar límites y rangos establecidos por el diseñador, porque de lo contrario se tendría que rediseñar todo el proyecto, lo cual no es muy satisfactorio.

A continuación se presentan los diagramas completos del amplificador de bajo ruido. En la figura 5.7.1 se presenta un diagrama esquemático del amplificador diseñado, en él se muestran las redes de acoplamiento de impedancias con microcintas y el inductor de estabilidad condicional. También se presentan las impedancias de fuente y de carga con valor de 50Ω .

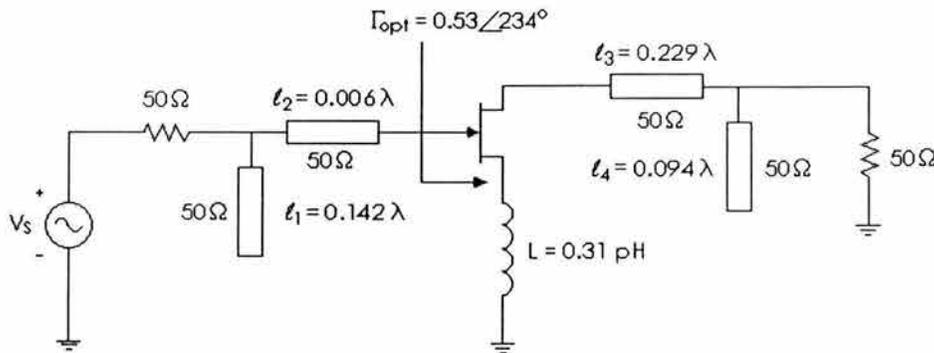


Figura 5.7.1. Diagrama Esquemático del Amplificador de Bajo Ruido.

La figura 5.7.2 muestra el diagrama esquemático del amplificador con la red de polarización y un circuito de protección contra oscilación.

Este circuito antioscilación es complementario a la conexión de la inductancia conectada entre la fuente del transistor y la tierra del circuito. Mientras que la inductancia logra prevenir las oscilaciones de la red en el ancho de banda en el cual se logra la estabilidad incondicional, el circuito antioscilación es conectado en paralelo en la compuerta del transistor para presentar una impedancia demasiado alta dentro del ancho de banda de operación del amplificador y contribuir, a su vez, con una gran cantidad de pérdidas por inserción fuera de este mismo; esto representa un coeficiente de transmisión en directa, S_{21} , muy bajo, cumpliendo así su objetivo de evitar las oscilaciones fuera del ancho de banda de operación sin afectar o degradar la figura de ruido gracias, a que el circuito no tiene muchas pérdidas por disipación.

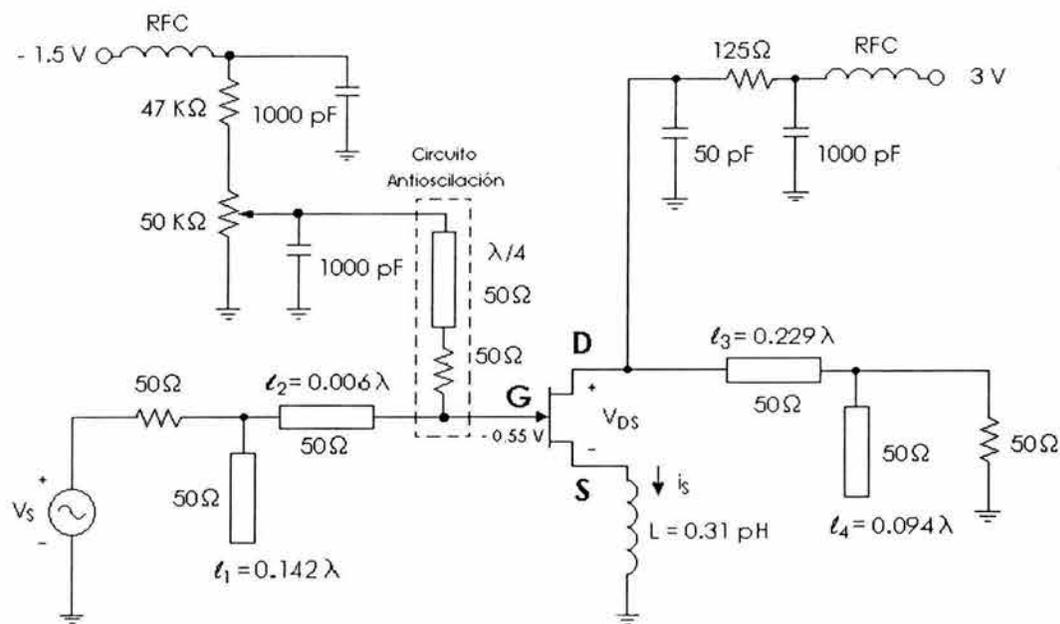


Figura 5.7.2 Diagrama Esquemático del Amplificador con Polarización y Protección contra Oscilaciones.

En frecuencias fuera del ancho de banda de operación se tiene una situación en donde se asemejaría que el transistor en lugar de estar conectado a impedancias reales (como es el caso de 50Ω) éste estaría conectado a impedancias de fuente y de cargas inductivas que, junto con las impedancias capacitivas a la entrada y a la salida y las retroalimentaciones internas del transistor, generarían las condiciones necesarias para que el transistor entrara en estado de oscilación. El circuito antioscilación está formado por una resistencia de 50Ω conectado con un stub abierto de longitud $\lambda/4$.

En la figura 5.7.3 se presenta el diagrama completo del amplificador construido mediante microcintas. Note que el amplificador es un dispositivo de cuatro patas y que las redes de acoplamiento se asemejan como pequeñas tiras de un conductor metálico plano.

Como una última observación, el circuito antioscilación propuesto logra que el parámetro de dispersión S_{21} no presente picos de ganancia a ciertas frecuencias fuera de la banda de operación, evitando la oscilación del amplificador. El secreto que guarda el circuito antioscilación propuesto es que impide sobre todo el espectro de frecuencias, y de acuerdo a lo expuesto, que la parte activa de la impedancia de entrada del amplificador no se vuelva negativa, como se muestra en la gráfica de la figura 5.4.3.1.

LOS SISTEMAS SATELITALES Y LA BANDA *Ka*

INTRODUCCIÓN

Los sistemas satelitales han contribuido desde sus inicios a reforzar y ampliar los sistemas de comunicaciones ya existentes; han contribuido a la formación de nuevas formas de comunicación y nos han permitido explorar con precisión los recursos naturales de la Tierra y los fenómenos meteorológicos; las distancias entre las ciudades y los países se han acortado y nos han permitido intercambiar información casi instantáneamente; y, además, nos permiten explorar, observar y comprender mejor el Universo de una forma como nunca antes lo habíamos hecho. Sin duda alguna, los satélites artificiales han impactado y modificado la forma de vida de la mayor parte de la población del mundo, y quizá de toda ella, aunque sea en forma indirecta.

Actualmente se cuentan con sistemas satelitales que nos permiten tener accesibilidad inmediata a la mayoría de los servicios de comunicación e información ya existentes. Sin embargo, el crecimiento de las telecomunicaciones alrededor del mundo está provocando una demanda de velocidades de transmisión cada vez más altas que, como consecuencia, requieren de un mayor ancho de banda radioeléctrico. Es por ello que se están desarrollando proyectos para la utilización de bandas de radiofrecuencias superiores, como la banda *Ka*, que nos permitan manipular y acceder servicios tales como los multimedia de una manera rápida, segura y eficiente en cualquier parte del mundo en donde nos encontremos.

6.1 SISTEMAS SATELITALES

A través de los años, los servicios de comunicación, por satélite, se han vuelto más accesibles cada año. En la mayoría de los casos, los sistemas satelitales ofrecen más flexibilidad que los cables submarinos, cables subterráneos, radio de microondas en línea de vista, radio de dispersión troposférica, o sistemas de fibra óptica.

Básicamente, un sistema satelital consiste de un satélite de comunicaciones, una estación base en tierra, para controlar su funcionamiento, y una red de usuario, estaciones terrestres, que proporciona las facilidades para transmisión y recepción de tráfico de comunicaciones, a través del sistema satelital.

Los satélites de comunicaciones integran una gran familia, y parte de ella la constituyen los que están enfocados específicamente a los servicios de comunicaciones; dentro de estos últimos se encuentran los de órbita geoestacionaria, siendo los de mayor importancia y de mayor uso en la actualidad; también podemos mencionar a los de órbita intermedia así como los de órbita baja, los cuales están teniendo una gran importancia para el desarrollo de las telecomunicaciones. Las órbitas satelitales fueron sugeridas para colocar satélites que pudieran proporcionar las facilidades para transmisión y recepción de tráfico de comunicaciones; la figura 6.1.1 muestra los tres principales trayectos que un satélite puede tomar, conforme gira alrededor de la Tierra. Cuando el satélite gira en una órbita arriba del ecuador o en el plano ecuatorial, se llama órbita ecuatorial. Cuando un satélite gira en una órbita que lo lleva arriba de los polos norte y sur, se llama órbita polar. Cualquier otro trayecto orbital se llama órbita inclinada.

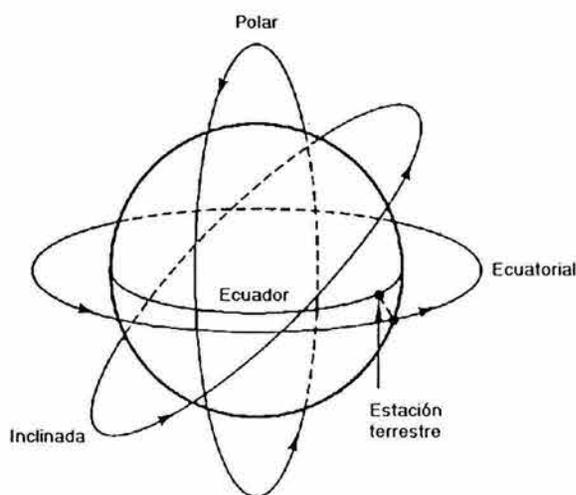


Figura 6.1.1. Órbitas Satelitales: Ecuatorial, Polar e Inclinada

El uso de un determinado tipo de órbita depende principalmente de la ubicación de las estaciones terrenas con las que se desea tener el enlace de comunicación, de la aplicación para la cual estén diseñados los satélites y de los costos de operación y mantenimiento de los mismos. Existen casos especiales en los que resulta útil emplear otro tipo de órbitas, tales como las geosíncronas y elípticas, las cuales están estrechamente relacionadas con las anteriores.

Un satélite es geosíncrono cuando su órbita es circular y tiene un período orbital igual a la duración de un día sideral. (23 h, 56min, 4.09 s) Su radio orbital es, por lo tanto, de 42,164 km y su plano puede estar inclinado con relación al plano ecuatorial. En el caso muy particular de que el plano orbital coincida con el plano ecuatorial y si el satélite se mueve en la misma dirección que la rotación terrestre, entonces el satélite es geoestacionario. Por lo tanto, un satélite geoestacionario es implícitamente geosíncrono, pero un satélite geosíncrono no necesariamente es geoestacionario.

El empleo de órbitas elípticas, generalmente inclinadas, resultan útiles en el caso de estaciones terrenas que se encuentren en latitudes superiores, cerca de las regiones polares, de tal manera que se tenga visible al satélite el mayor tiempo posible. Para una disponibilidad total de la comunicación en el sistema, se puede disponer de varios satélites en una o más órbitas, además de poder tener una mayor cobertura. Los satélites en órbitas elípticas representan una mayor complejidad en el sistema, pero de esta manera se evita que se introduzca mucho ruido en las antenas terrestres y se produzcan interferencias debido a que el enlace tiene que cruzar una mayor cantidad de atmósfera, si es que las estaciones terrenas quisieran comunicarse con satélites posicionados en la órbita geoestacionaria.

Por último, las órbitas polares son trayectorias circulares sobre planos cuya inclinación es cercana a los 90° con relación al plano ecuatorial. Por tal razón, los satélites colocados en este tipo de órbitas pasan una y otra vez sobre los polos de la Tierra, conforme ésta gira sobre su eje, y la cobertura de cada uno es total en unos cuantos días, ya que sobrevuelan la superficie terrestre a lo largo de gajos imaginarios.

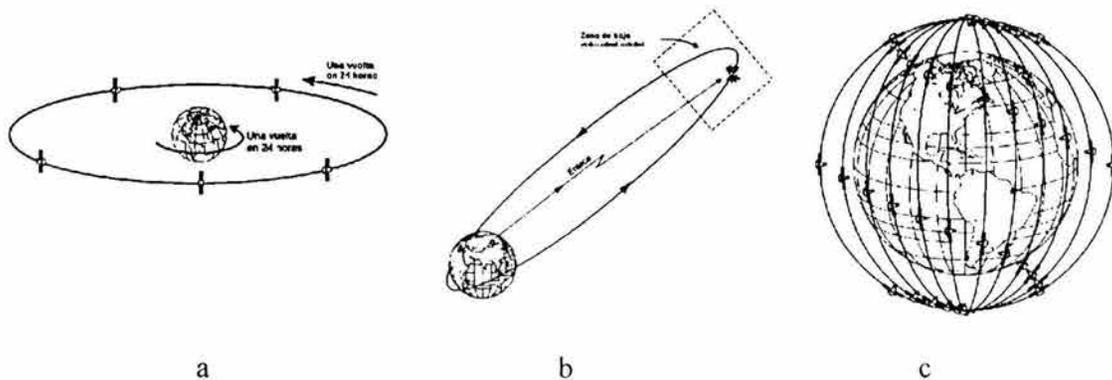


Figura 6.1.2 Órbitas: a) Geosíncrona, b) Elíptica y c) Polar

6.1.1 Satélites de Órbita Geoestacionaria

La órbita geoestacionaria, también conocida como GEO (Geostationary-Earth Orbit), es una órbita ecuatorial que se encuentra a una altura sobre el nivel del mar de aproximadamente 36,000 km (35,786 km). Los satélites ubicados en esta órbita son satélites que orbitan en un patrón circular, con una velocidad angular igual a la de la Tierra. Consecuentemente, permanecen en una posición fija con respecto a un punto específico en la Tierra, figura 6.1.1.1.

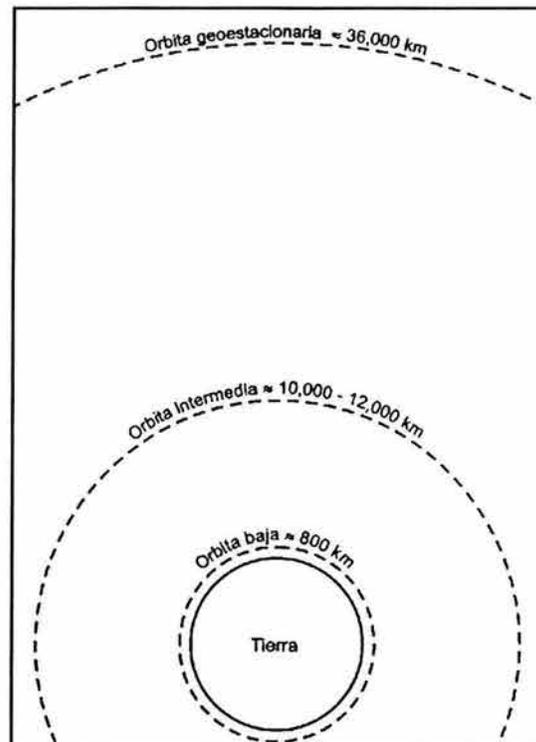


Figura 6.1.1.1 Altitud de las Órbitas Terrestres Geoestacionaria, Intermedia y Baja.

Con los satélites posicionados en esta órbita, es posible comunicar lugares muy distantes entre sí o que eran inaccesibles, y la cantidad y variedad de información que transmiten y reciben es sorprendente. Algunos de los servicios que prestan los satélites geoestacionarios son la transmisión en directo de programas de televisión que estén siendo transmitidos en otra ciudad o país, hablar por teléfono a cualquier parte del mundo, transmitir todas las páginas de un periódico a un lugar remoto para que se imprima localmente, realizar reuniones de trabajo a distancia mediante teleconferencias, transmitir cursos de actualización y de entrenamiento a zonas urbanas y rurales, efectuar diagnósticos médicos a distancia, realizar transacciones bancarias en un instante, actualizar o consultar bancos de datos de computadoras, y muchas otras cosas más que contribuyen a la dinámica evolutiva de la sociedad moderna. En los últimos años, los satélites geoestacionarios han contribuido a brindar en la mayor parte del mundo el servicio de radiodifusión directa de televisión

digital, mediante el cual los usuarios, a través de pequeñas antenas caseras de medio metro de diámetro, pueden recibir más de cien canales de información y entretenimiento.

6.1.2 Satélites de Órbitas Baja e Intermedia

En la década de los años noventa comenzaron a desarrollarse proyectos para colocar satélites menos pesados y costosos a altitudes mucho más cercanas a la superficie terrestre, en trayectorias generalmente circulares llamadas órbitas bajas e intermedias (LEO: Low-Earth Orbit; MEO: Middle-Earth Orbit; respectivamente). Estas órbitas se encuentran a una altitud promedio de 800 km para la órbita baja, y entre 10,000 a 12,000 km para la órbita intermedia, véase figura 6.1.1.1. Los satélites ubicados en estas órbitas deben viajar a velocidades mayores que los satélites geoestacionarios para poderse mantener en órbita, de lo contrario, la acción gravitacional de la Tierra los haría caer. Los planos en los que giran los satélites ya no tienen que coincidir necesariamente con el plano ecuatorial, sino que pueden tener cualquier inclinación con relación a éste.

Una de las principales razones para colocar satélites en estas órbitas fue fundamentalmente al hecho de que las personas pudieran comunicarse desde cualquier parte de la Tierra con equipos de comunicación portátiles, de bajo costo y peso y que pudieran desplazarse cómodamente. Sin embargo, debido a que estos satélites viajan a altas velocidades, el tiempo de disponibilidad o el tiempo que el satélite permanece visible para un usuario o una estación terrena llega a variar desde 1/4 hora o menos hasta 2 a 4 horas por órbita, dependiendo de la altitud a la que se encuentre el satélite deseado. Para contrarrestar este problema, se optó por colocar más satélites en la misma órbita que actuaran en forma de relevos, de tal manera que siempre existiera un satélite visible para que hubiera 100% de disponibilidad de la comunicación, figura 6.1.2.1.

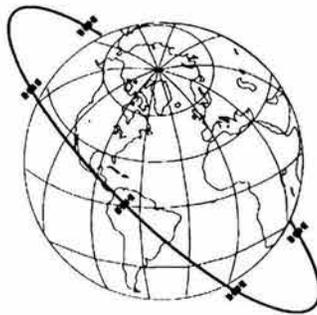


Figura 6.1.2.1 Constelación Satelital.

La mayoría de los satélites colocados en estas órbitas tiene mucho futuro económico y enormes aplicaciones, ya que operan bajo el concepto de constelaciones de satélites. Las constelaciones satelitales se componen de dos o más satélites posicionados sobre una o varias órbitas que se encuentran a la misma altitud pero con diferentes inclinaciones respecto al plano ecuatorial; el número de órbitas de una constelación a otra varía en función de la altitud a la que se encuentra ubicada, a los servicios de comunicación que ésta

opera y a las características técnicas de los satélites. Una particularidad de las constelaciones es que los satélites que la componen operan en equipo, siendo los enlaces intersatelitales su principal forma de comunicación entre ellos. Los servicios para los que las primeras constelaciones han sido diseñadas están fundamentalmente orientados al servicio de telefonía celular, radiolocalización mundial a cualquier parte del planeta, por medio de pequeños aparatos portátiles, y a la transmisión de datos a tasas bajas.

6.2 BANDAS DE FRECUENCIAS EN LOS SISTEMAS SATELITALES

Cada sistema satelital posee características muy particulares acordes con los servicios que proporciona, sus frecuencias de transmisión y recepción, su capacidad eléctrica, potencia de radiación y cobertura geográfica. En la actualidad hay tres bandas de frecuencias que son las más empleadas por los satélites: *L*, *C* y *Ku*. Sin embargo, el crecimiento económico mundial conlleva a la vez una demanda de servicios en aumento que no podrá ser satisfecha en el siglo XXI con las frecuencias convencionales ya asignadas. Por tal razón, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) asignó desde hace más de diez años una banda de frecuencia mucho más amplia que las bandas anteriores, denominada *Ka*. Muchos de los satélites de comunicaciones que serán lanzados en la próxima década operarán precisamente con ella.

Conviene aclarar que los futuros satélites comerciales no sólo emplearán una banda superior de frecuencias, sino que también contarán con otras tecnologías que los harán “inteligentes”. Entre ellas, las células solares de arseniuro de galio, antenas parabólicas perfiladas y de arreglos activos con control de fase, propulsión eléctrica, el procesamiento digital y la regeneración de las señales a bordo y la generación de haces concentrados que se desplazarán electrónicamente, sin necesidad de que las antenas se muevan, tal como operan algunos radares militares terrestre de tecnología muy avanzada.

6.2.1 Comunicaciones en la Banda *L*

La banda *L* ha sido asignada por la UIT para el servicio móvil, la cual brinda servicios de comunicación tales como radiotelefonía y transmisión de datos a embarcaciones y plataformas marinas, enlaces para fax, teléfono y datos a unidades móviles como son aviones, barcos vehículos terrestres y terminales portátiles.

El principal problema que presentan actualmente los sistemas satelitales geoestacionarios que operan en la banda *L* es que no pueden emplearse unidades personales portátiles para comunicarse a través de ellos. Esto se debe a que el trayecto de ida y vuelta de las señales es aproximadamente de 72 mil km, lo cual las atenúa de manera drástica, y sólo es posible detectarlas y utilizarlas con unidades de transmisión muy potentes, que posean antenas de alta ganancia y dispositivos de recepción muy sensibles. Tal problema no representa obstáculo alguno para un avión, un barco o un automóvil, pero sí para una persona que quiere desplazarse con comodidad, portando su unidad de tipo teléfono celular.

Para poder brindar los servicios de comunicación a unidades personales portátiles, se han desarrollado diversos proyectos para colocar en órbitas bajas e intermedias constelaciones que operen en esta banda. Es evidente que mientras más bajo esté un satélite (órbita baja), las unidades portátiles personales para comunicarse con él serán más ligeras y económicas, no se atenuará la señal demasiado, la unidad puede tener una antena de baja ganancia y transmitir escasa potencia y, además, el tiempo de retraso es similar al de un enlace terrestre por fibra óptica. Sin embargo, como ya se mencionó, cada satélite sólo es visible durante un corto tiempo y, para que la comunicación no se interrumpa, otro que aparezca en el horizonte tendrá que retomar el enlace. La operación es similar a la de la telefonía celular terrestre, sólo que en este nuevo caso las señales se pueden transmitir directamente de un satélite a otro (sin regreso a Tierra o múltiples saltos), hasta que lleguen al satélite orientado en ese momento hacia el destinatario, y este proceso de relevos sucesivos debe mantenerse durante todo el tiempo que dure el enlace. Desde luego, estos novedosos satélites tendrán antenas para comunicarse con sus similares y otras más para hacerlo con la Tierra, en bandas de frecuencias diferentes.

Debido a que el funcionamiento de estas constelaciones se basa en el ya viejo concepto de la telefonía celular terrestre, no es de extrañar que poderosas empresas mundiales estén invirtiendo en este nuevo negocio. Todos los estudios de mercado que se han hecho señalan que el servicio móvil personal tendrá un auge mundial muy importante, particularmente al aplicarlo en negocios, investigaciones, trabajos de campo y militares, policía y seguridad, emergencias y servicios de rescate, turismo, transportación marítima, terrestre y aérea, y además en las áreas rurales de todos los países en desarrollo que no cuentan con la debida infraestructura terrestre [11].

6.2.2 Comunicaciones en las Bandas *C* y *Ku*

Las bandas *C* y *Ku* son las más usadas actualmente por los satélites comerciales; se destinan al servicio fijo (telefonía, datos, música y televisión) y muchos satélites utilizan de manera simultánea ambas bandas. En forma adicional, la banda *Ku* posee un rango de frecuencias variables, según el continente del que se trate, asignada muy particularmente para el servicio de radiodifusión por satélite (BSS), es decir, la radiodifusión directa de TV de alta potencia. El servicio BSS, o DBS (Direct Broadcast Satellite), o DTH (Direct Television Home), en la banda *Ku* es nuevo en América, pero esta industria ya existe desde hace un decenio en lugares como Europa y Japón, mientras que desde hace dos décadas (los ochenta) en los Estados Unidos se comercializó de manera intensiva la radiodifusión de televisión analógica en la banda *C*, originalmente con señales sin codificar.

En una segunda etapa de la radiodifusión televisiva, el servicio digital se inició formalmente en los Estados Unidos en 1994, con el lanzamiento del servicio DirecTV. Este y otros sistemas digitales (que implican platos pequeños y banda *Ku*) compartirán el mercado de la televisión con sus contrapartes analógicas (platos grandes y banda *C*), así como con las compañías terrestres por cable, mismas que estudian la posibilidad de digitalizar también sus transmisiones para aumentar el número de canales que ofrezcan a sus clientes a fin de poder conservarlos.

Los satélites que actualmente transmiten televisión digital en la banda *Ku* son aparatos de muy alta potencia, construidos especialmente para eso; sus amplificadores manejan potencias de transmisión del orden de 100 watts o más, lo que hace posible que los usuarios puedan recibir los canales de TV con alta calidad a través de antenas pequeñas, del orden de medio metro de diámetro, a pesar de que en la banda *Ku* las atenuaciones son mayores que en la banda *C* (servicio tradicional), pues es bien sabido que la atenuación por propagación aumenta con la frecuencia [11].

6.2.3 Comunicaciones en la Banda *Ka*

El crecimiento de las telecomunicaciones alrededor del mundo está provocando una demanda de velocidades de transmisión cada vez más altas que, como consecuencia, requiere de un mayor ancho de banda radioeléctrico. Debido a la muy baja capacidad de las bandas *L* y *S*, y a la congestión que presentan actualmente las bandas de frecuencias *C* y *Ku*, la mayoría de los servicios digitales multimedia de muy alta velocidad están comenzando a ser ofrecidos en la banda *Ka*.

Durante varios años se ha estado experimentando con satélites geoestacionarios que transmiten y reciben en la banda de frecuencias *Ka*, transmitiendo datos, voz y video digitalizados, que se integran en paquetes con enormes cantidades de información, regenerables a bordo del satélite y conmutables entre transpondedores y haces dirigibles de iluminación. Cabe mencionar, en orden cronológico, a los satélites Olympus (Agencia Espacial Europea), Italsat 1 (Agencia Espacia; Italiana) y ACTS (NASA), el cual aportó datos muy valiosos en la propagación de señales en esta banda; fue desactivado en julio de 2000. Entre otros proyectos, por ejemplo, la Agencia Espacial Europea lanzará el satélite Artemis, que no sólo realizará funciones de procesamiento a bordo y transmisiones en la banda *Ka*, sino que efectuará experimentos de enlace intersatelital, comunicándose por láser con otro satélite (Spot de nueva generación, con percepción remota y en órbita baja) [11].

La banda *Ka* permite el uso de pequeñas terminales igual que la banda *Ku*, pero con la diferencia de que el ancho de banda aprovechable es varias veces mayor. Por otra parte, hasta hace poco tiempo, las comunicaciones satelitales predominaban principalmente en la órbita geoestacionaria. Los inconvenientes que esta órbita presenta, además de que ya está saturada con la colocación de demasiados satélites, son el retardo y la atenuación debidos a la gran distancia a la que dichos aparatos se encuentran sobre la superficie terrestre. Para minimizar estos inconvenientes, se ha optado por usar satélites en órbitas de mayor cercanía al usuario; su baja altitud reduce el tiempo de recuperación de datos, debido a un menor trayecto de propagación de las señales, lo cual es satisfactorio para aplicaciones en tiempo real como telefonía, videoconferencias y ciertos tipos de transmisión de datos. Asimismo, por la mayor cercanía a la Tierra, la atenuación es menor, permitiendo tener terminales de bajo costo ya que la potencia a transmitir se reduce, tanto la que los satélites necesitan emitir para comunicarse con la terminal del usuario como la que las terminales de usuario requieren para transmitir hacia el satélite. Esto permite que la terminal de usuario alimentada por pilas pueda ser móvil, suficientemente compacta para que sea fácilmente

transportable y que tenga, además, un período de autonomía aceptablemente largo, con un precio de fabricación relativamente bajo. En particular, la arquitectura de estos sistemas de órbita baja permite utilizar una antena pequeña y no direccional en la terminal de usuario, lo que aumenta también su transportabilidad.

Los principales problemas tecnológicos que se han tenido que ir resolviendo para poder explotar provechosamente la banda *Ka*, consisten en atenuar por propagación y por lluvia el ruido, la potencia de los transmisores y, en términos generales, la estabilidad, la rapidez y la confiabilidad de todos los dispositivos electrónicos que integran un satélite operativo. Pero los avances han llegado ya a un punto de madurez tal, que se han desarrollado proyectos para colocar sistemas satelitales de cobertura global en la órbita geoestacionaria que trabajen en una banda de frecuencias distintas a las tradicionales, aún en cercanía de otros satélites que operen en bandas diferentes y sin interferir con ellos. Estos sistemas no presentan tanta complejidad como la que presentan las constelaciones LEO y MEO, tanto en su geometría orbital como en su arquitectura de comunicaciones y procesamiento. Por ello, la alternativa de utilizar sistemas geoestacionarios en la banda *Ka* es de gran interés, tanto por su factibilidad técnica como económica. Los avances tecnológicos en electrónica, potencia disponible en el espacio y otros permiten compensar la atenuación y hacer atractivos estos sistemas. Prueba de ello es que ya existen algunos satélites geoestacionarios que funcionan en dicha banda, como los Astra 1H y 1K y el Hotbird 6 en Europa, el Koreasat en Asia y, desde fines del 2002, el canadiense Anik F2, que cubre toda América del Norte para servicios multimedia.

Los primeros sistemas de banda ancha y cobertura mundial surgirán probablemente a partir del año 2003. Algunos utilizarán órbitas bajas o intermedias, como SkyBridge y Teledesic, y otros utilizarán órbitas geoestacionarias, como Astrolink, Spaceway y Wildblue.

Desde luego, en otros lugares del mundo también se están preparando para utilizar comercialmente la misma banda *Ka*, pues hay que recordar que el mercado no sólo incluye al satélite en sí, sino los equipos terrestres que pueden ser miles o millones, según sea el caso. Esto implica el crecimiento de las industrias aeroespaciales y su permanencia en el dominio de la tecnología de punta; así, por ejemplo, la empresa europea Matra Marconi está desarrollando su proyecto WEST (Wideband European Satellite Telecommunications) que, de acuerdo con sus planes, constará de una constelación de nueve satélites de órbita intermedia en combinación con otro geoestacionario, y serán lanzados a partir del año 2003.

La única ventaja real que ofrece la banda *Ka* sobre los servicios existentes es el ancho de banda adicional. Este ancho de banda permitirá tener altas tasas de transmisión de datos; también permitirá la distribución de programas de señales de televisión de alta definición (HDTV), por sus requerimientos de amplio ancho de banda. Dentro de los servicios digitales multimedia de muy alta velocidad destacan las aplicaciones en medicina remota, las comunicaciones personales globales de banda ancha, la transmisión de voz, video y datos en tiempo real, las redes privadas multimedia, el acceso a redes de educación a distancia en áreas remotas, la interconexión a altas velocidades con redes mundiales desde cualquier localidad, la intercomunicación entre supercomputadoras y redes de área local,

videotelefonía, videoconferencias y la distribución codificada de información a muchos usuarios simultáneamente, entre otros. También se tendrá capacidad para ofrecer servicios de alta velocidad de accesos a Internet e Intranet; así como servicios de seguridad, emergencias y de rescate. Con la nueva generación de satélites y de tecnologías se podrá disponer de una amplia variedad de servicios digitales interactivos que podrán ser suministrados directamente al usuario, ya que éste dispondrá de pequeñas estaciones para recibir y transmitir información. Los servicios de transportación marítima, terrestre y aérea no estarán exentos en esta banda de frecuencias, así como la ciencia y la investigación en todas las áreas.

6.3 EL SISTEMA SATELITAL MEXICANO

México fue uno de los principales países latinoamericanos que aceptaron el reto de participar ampliamente en la apertura y modernización de las telecomunicaciones mediante una fuerte inversión en infraestructura y equipo tecnológico, así como en la formación y alta preparación de cuadros profesionales y técnicos.

Con ese objetivo se crea en 1989 Telecomunicaciones de México (TELECOMM), organismo público del Sector Comunicaciones y Transportes, con la función de proporcionar servicios de telegrafía, redes de telecomunicaciones y comunicaciones vía satélite, con los que ha contribuido de manera fundamental al desarrollo del país y a la modernización de las telecomunicaciones mexicanas.

Para sustentar este creciente dinamismo y fomentar el desarrollo nacional, México ha puesto énfasis en la modernización de sus telecomunicaciones con una óptica de apertura a la inversión privada, de competencia y de innovación tecnológica.

La experiencia satelital iniciada por México en 1985, con el sistema Morelos, alcanza en el presente los más amplios horizontes, al contar con un sistema integrado por tres satélites mexicanos: "Solidaridad II", "Satmex 5" y "Morelos II" (en órbita inclinada y prácticamente en desuso). Su flota satelital ofrece cobertura regional y continental en banda *C* y *Ku*, y abarca desde Canadá hasta Argentina. Es miembro de la Alianza Global de Loral y ofrece a sus usuarios las ventajas de una red mundial de capacidad satelital, al proporcionar soluciones globales con enfoque en las necesidades y requisitos de América. Próximamente, la flota satelital mexicana se incrementará con un nuevo satélite, "Satmex 6", el cual se encuentra en espera de ser lanzado y posicionado en órbita de operación. Con este nuevo satélite, se duplica la capacidad de la flota mexicana y se amplía la cobertura a todo el continente Americano, siendo el único satélite Latinoamericano con cobertura continental en una sola huella satelital. Con la integración de este nuevo satélite, la flota satelital seguirá brindando servicios permanentes y ocasionales de radiodifusión, telefonía y telecomunicaciones disponibles a 39 países en la región. Se apoyará en el desarrollo de las áreas rurales mediante aplicaciones satelitales para educación a distancia y telefonía rural en localidades remotas, y proveerá a sus usuarios con capacidad para nuevas aplicaciones, tales como Internet directo al hogar y conectividad de alta velocidad a Proveedores de

Servicios de Internet (ISPs).

Con una cobertura que abarca la totalidad del país, su mar patrimonial y un enlace regional que incluye a todo el continente americano, nuestro sistema de satélites está provisto con la tecnología de comunicaciones más avanzada. Sus naves espaciales permiten a los nuevos satélites mexicanos poseer cualidades únicas, como la utilización de tres bandas de frecuencias para servicios: *C*, *Ku*, y la banda *L*, esta última inédita en las comunicaciones nacionales, ya que permite ampliar considerablemente la gama de servicios de telecomunicaciones.

Uno de los factores que darán competitividad al sistema satelital mexicano es la utilización de tecnologías modernas en todo momento, lo cual resalta la importancia de que las empresas de tecnología y de comunicación participen en el sistema, así como asegurar las inversiones que se requerirán en el mediano y largo plazos; para ello, deberá incrementarse la investigación y el desarrollo tecnológico en las universidades. Entre otros estudios relevantes en este campo cabe mencionar los subsistemas de los satélites (mejoras en la alimentación de antenas, eficiencia de conversión de energía solar a eléctrica y distribución de ésta internamente, tipos de combustibles y uso óptimo de los mismos, regeneración de señales y conmutación digital a bordo, configuración de los elementos de radiofrecuencia), el diseño de estaciones terrenas transmisoras y receptoras, y la recolección de datos estadísticos sobre los efectos de propagación.

Las tendencias de utilización de la banda *Ka* hacen muy probable que uno de los próximos satélites mexicanos de nueva generación la use también dependiendo del interés de los inversionistas. Tal vez esta nueva tecnología no sea usada hasta alrededor del 2010, en los satélites que reemplacen a la actual flota satelital mexicana.

CONCLUSIONES

El avance en materia de telecomunicaciones ha permitido que la humanidad acceda a la información de una manera rápida y eficiente; nos permite estar comunicados con casi cualquier lugar del mundo; así como también nos ha permitido tener un gran avance en materia de exploración terrestre y espacial. Pero el desarrollo tecnológico con que actualmente se maneja la información ha ocasionado que los servicios de comunicaciones, tanto terrestres como satelitales, cada vez se encuentren más saturados, de tal manera que su capacidad de manejo de información se empieza a ver disminuida. Por ello la tecnología en banda *Ka* es la siguiente opción en el manejo de la información al contar con un ancho de banda mayor y capacidad de procesamiento de la señal mediante la integración de sistemas inteligentes; su costo y operación se ven reducidos significativamente debido al tamaño de las antenas requeridas y a las bajas potencias de operación, lo cual los hacen muy accesibles.

Una parte muy importante de esta nueva tecnología son los amplificadores de bajo ruido, los cuales nos permiten recuperar la información que está siendo radiopropagada para que pueda ser procesada. El desarrollo de este trabajo pretende denotar la importancia que tiene el diseño de sistemas de amplificación de bajo ruido para la banda milimétrica, en especial el diseño de amplificadores de bajo ruido para la banda *Ka*. Este trabajo es el resultado de la investigación, análisis y síntesis de un sin fin de elementos que nos permiten comprender la importancia que tiene el desarrollar este tipo de tecnologías para el desarrollo tecnológico de los sistemas de telecomunicaciones en México; el resultado final del diseño es su aplicación en los futuros sistemas de recepción satelital mexicanos.

Para el diseño que se planteó, se analizaron diversos conceptos físicos que rigen el comportamiento de las ondas electromagnéticas sobre distintos medios de propagación; así como también los efectos adversos que se tienen sobre éstas, como la atenuación por lluvia, principalmente. Se trató de aprovechar al máximo las características de los materiales con que están fabricados tanto el transistor empleado como las líneas de transmisión empleadas en señales de alta frecuencia. La utilización de las herramientas matemáticas y de cómputo fueron de gran utilidad para llevar a cabo el diseño del amplificador de bajo ruido.

El elemento más importante sin duda alguna es el transistor de bajo ruido. La selección del transistor obligó principalmente a que tuviera la capacidad de transmitir, a la frecuencia de operación propuesta, con los mínimos ruidos posibles. Esta consideración es la más importante de todo el diseño debido a que la primera etapa de un receptor tendrá el efecto dominante en el desempeño del ruido en el sistema. Ya sea que el ruido fuese generado externamente o internamente, el nivel de la señal de ruido marcará el mínimo nivel para poder detectar la señal de radiofrecuencia de interés. De esta manera, la primera etapa del receptor debe contar con una baja figura de ruido, es decir, que el dispositivo no sea ruidoso. El análisis de las características y propiedades del dispositivo (transistor) dio resultados positivos y favorables para poder realizar el amplificador de bajo ruido, explotando al máximo su capacidad.

Existen una gran cantidad de transistores con diferentes tipos de tecnologías para operar en la banda milimétrica, tales como la MESFET, HBT, MOSFET y HEMT. De estas, se decidió utilizar la tecnología HEMT por ser una tecnología de alta movilidad electrónica, y contar con figuras de ruido muy bajas además de su desempeño en potencia. Finalmente, de muchos fabricantes de este tipo de tecnologías se eligió al transistor JS8910-AS tipo pHEMT de Toshiba por la alta frecuencia de operación (60 GHz), su ultra baja figura de ruido de 1.5 dB a 40 GHz y 2 dB a 60 GHz, y con una ganancia máxima disponible de 10 dB a 40 GHz y 8 dB a 60 GHz.

Una de las principales preocupaciones en el diseño de amplificadores de bajo ruido es la estabilidad del sistema, es decir, que el sistema no oscile. Para evitar esto, la colocación de una inductancia con valor adecuado en retroalimentación con el transistor permitió que el sistema no oscilara sin modificar de manera importante los parámetros propios del transistor y se estableciera en el ancho de banda deseado. Estos parámetros, llamados de dispersión y de ruido, no deben modificarse, puesto que de ellos depende el rendimiento y funcionamiento adecuado del sistema para generar los mínimos ruidos posibles. Los parámetros de dispersión (S) nos indican los coeficientes de reflexión y de transmisión que el dispositivo presenta para determinadas condiciones de operación y frecuencia. Los parámetros de ruido nos indican la figura de ruido y el coeficiente de reflexión óptimo que el dispositivo presenta a determinadas frecuencias o a la frecuencia de interés.

Otra situación a la que se debe enfrentar el diseñador es el acoplamiento de impedancia que el dispositivo debe tener con su fuente y su carga. Las redes de acoplamiento, tanto a la entrada como a la salida, deben garantizar que se transmita la máxima potencia; de lo contrario, aunque el diseño pueda estar operando con mínimos ruidos, si no se transmite con la adecuada ganancia, la funcionalidad del sistema queda entre dicha. Sin embargo, para que puedan generarse los mínimos ruidos es necesario hacer un pequeño sacrificio en cuanto a la ganancia a la entrada del sistema. Con el diseño de la red de acoplamiento a la entrada se puede garantizar que se trabaja con mínimos ruidos aunque su ganancia se vea disminuida ligeramente; por el contrario la red de acoplamiento a la salida debe garantizar la máxima transferencia de energía con un acoplamiento de impedancias perfecto; el acoplamiento a la salida fue casi perfecto.

La realización del acoplamiento a la entrada se realiza a partir del valor del coeficiente de reflexión óptimo, se obtienen los valores de la red y se obtienen sus parámetros que la describen para que, junto con los parámetros modificados (por el inductor) del transistor, se pueda calcular la red de acoplamiento a la salida. En el diseño siempre se encuentran presentes los parámetros de dispersión y de ruido del transistor y, mediante herramientas matemáticas como la matriz $ABCD$, se pueden obtener los parámetros principales del amplificador de bajo ruido con la integración de cada uno de los componentes que integran al mismo. Se hace notar que efectivamente la impedancia de entrada es baja en relación con la impedancia característica del sistema que es de 50Ω , por consiguiente, su relación de onda estacionaria es alta o no es la adecuada para máxima transferencia de energía pero sí para mínimos ruidos. Por el lado de la salida se tiene que su relación de onda estacionaria prácticamente es la unidad, factor que nos indica que la impedancia de salida corresponde a la impedancia de la carga. La ganancia que nos dio el amplificador es buena, 7 dB,

considerando que la ganancia a 40 GHz es de 10 dB. La figura de ruido del amplificador es baja, 1.23 dB, como se esperaba.

Si bien es cierto, cualquier diseño que es llevado a la construcción física sufre modificaciones en sus parámetros. Por tal motivo la selección de los componentes que conforman la red de microondas terminada, debe ser muy rigurosa en cuanto a las características de los materiales y su calidad. En el caso de la microcinta se debe asegurar que éstas presenten las mínimas pérdidas posibles por conducción y en el dieléctrico. La decisión de utilizar stubs abiertos obedeció a que si el stub fuese cerrado (con derivación a tierra), se tendría que realizar una conexión a través del sustrato de la microcinta para alcanzar el plano de tierra, lo que podría alterar los parámetros de diseño y aumentar las pérdidas en la microcinta. La parte de la polarización se realizó basándose en las técnicas clásicas de polarización del transistor FET con sus debidas modificaciones para funcionalidad a alta frecuencia. La red de polarización debe contar con sistemas que funcionen como bloqueadores de AC (RFC) para evitar que las señales de AC se filtren hacia las fuentes de alimentación del amplificador y ocasionen un mal funcionamiento del sistema. De igual manera se debe contar con un circuito antioscilación para prevenir que frecuencias fuera del ancho de banda, donde se encuentra la estabilidad incondicional, puedan ocasionar la oscilación del amplificador.

Por último, construir este diseño es algo complicado debido a las limitaciones tecnológicas con que se cuenta, los recursos económicos de que se dispone y, principalmente, la obtención del transistor. El transistor pHEMT JS8910-AS de Toshiba es casi imposible de obtener de manera comercial debido a la alta frecuencia que maneja, el origen de aplicación militar y su costo. Actualmente el amplificador está siendo construido en el centro de instrumentos de la UNAM, ya que este centro cuenta con el equipo y la tecnología adecuada para realizar el amplificador de bajo ruido. En colaboración con el Instituto de Investigación de Materiales se está llevando a cabo la posibilidad de fabricar los materiales de las microcintas mediante los procesos de fotolitografía.

Finalmente, durante varios años algunas agencias espaciales han estado experimentando con satélites que transmiten y reciben en la banda de frecuencias Ka ; esto es con el propósito de ir resolviendo los principales problemas tecnológicos antes de poder explotar provechosamente esta banda. Actualmente, debido al auge que está teniendo esta banda en los sistemas satelitales de comunicaciones en todo el mundo, México está empezando a incursionar con su propio desarrollo tecnológico a través de varias universidades del país para ofrecer sistemas de comunicaciones que trabajen en esta banda; además, junto con la nueva generación en tecnología satelital desarrollada por otras instituciones nacionales, se pueda llevar a cabo una integración tecnológica en un futuro no muy lejano para contar con un sistema satelital desarrollado con tecnología mexicana, como muchas otras naciones ya lo han hecho.

APÉNDICE A. CONSTANTES FÍSICAS

APÉNDICE B. ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

APÉNDICE C. CONCEPTO DE IMPEDANCIA

APÉNDICE D. DECIBELES Y NEPERS

APÉNDICE E. CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR JS8910-AS (Toshiba)

APÉNDICE F. CONDUCTIVIDAD DE MATERIALES

APÉNDICE G. CONSTANTES DIELECTRICAS Y PÉRDIDAS

TANGENCIALES DE MATERIALES

APÉNDICE A

CONSTANTES FÍSICAS

- Permitividad del espacio libre = $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m
- Permeabilidad del espacio libre = $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m
- Impedancia del espacio libre = $\eta_0 = 376.7 \Omega$
- Velocidad de la luz en el espacio libre $c = 2.998 \times 10^8$ m/s
- Carga del electrón = $q = 1.602 \times 10^{-19}$ C
- Masa del electrón = $m = 9.107 \times 10^{-31}$ kg
- Constante de Boltzmann = $k = 1.380 \times 10^{-23}$ J/°K
- Constante de Planck = $h = 1.054 \times 10^{-34}$ J-s

APÉNDICE B

ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

El espectro radioeléctrico se subdivide en nueve bandas de frecuencias, que se designan por números enteros, en orden creciente, de acuerdo a la siguiente tabla:

Número de Banda	Símbolos (en inglés)		Rango de frecuencias (excluido el límite inferior, pero incluido el superior)
4	VLF	Frecuencia Muy Baja	3 a 30 KHz
5	LF	Frecuencia Baja	30 a 300 KHz
6	MF	Frecuencia Mediana	300 a 3000 KHz
7	HF	Frecuencia Mediana	3 a 30 MHz
8	VHF	Frecuencia Muy Alta	30 a 300 MHz
9	UHF	Frecuencia Ultra Alta	300 a 3000 MHz
10	SHF	Frecuencia Super Alta	3 a 30 GHz
11	EHF	Frecuencia Extremadamente Alta	30 a 300 GHz
12			300 a 3000 GHz

Tabla A-1 Designación de las Bandas de Frecuencia.

Las Bandas del espectro radioeléctrico también se conocen mediante su longitud de onda, como a continuación se presenta:

Número de Banda	Símbolos (en inglés)	Subdivisión métrica correspondiente	Rango de longitud de onda
4	VLF	Ondas miriamétricas	10^5 a 10^4 metros
5	LF	Ondas kilométricas	10^4 a 10^3 metros
6	MF	Ondas hectométricas	10^3 a 10^2 metros
7	HF	Ondas decamétricas	10^2 a 10 metros
8	VHF	Ondas métricas	10 a 1 metros
9	UHF	Ondas decimétricas	1 a 10^{-1} metros
10	SHF	Ondas centimétricas	10^{-1} a 10^{-2} metros
11	EHF	Ondas milimétricas	10^{-2} a 10^{-3} metros
12		Ondas decimilimétricas	10^{-3} a 10^{-4} metros

Tabla A-2 Designación métrica de las Bandas de Frecuencia.

La región de microondas corresponde a señales con frecuencias entre 300 MHz y 300 GHz, con una longitud de onda eléctrica entre 1 metro y 1 milímetro (10^{-3} m).

APÉNDICE C

CONCEPTO DE IMPEDANCIA

El término “impedancia” fue utilizado por primera vez por Oliver Heaviside en el siglo diecinueve para describir la razón compleja V / I en circuitos de AC consistiendo de resistores, inductores y capacitores; el concepto de impedancia rápidamente llegó a ser indispensable en el análisis de circuitos de AC. Éste fue entonces aplicado a las líneas de transmisión, en términos de los elementos del circuito equivalente y de la impedancia en serie y la admitancia en paralelo distribuidas de la línea. Posteriormente, Schelkunoff reconoció que el concepto de impedancia podía ser extendido a los campos electromagnéticos de una forma sistemática, y notó que la impedancia debería ser considerada como característica del tipo de campo, así como el medio. En relación con la analogía entre las líneas de transmisión y la propagación de la onda plana, la impedancia puede ser aún dependiente sobre la dirección. El concepto de impedancia forma, entonces, un importante vínculo entre la teoría de campo y la teoría de circuito o la línea de transmisión.

Enseguida resumimos los varios tipos de impedancia que se han usado y su notación:

- $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon} =$ impedancia intrínseca del medio. Esta impedancia es dependiente solamente de los parámetros del material del medio, pero es igual a la impedancia de onda para ondas planas.
- $Z_\omega = E_t/H_t = 1 / Y_\omega =$ impedancia de onda. Esta impedancia es una característica del tipo particular de onda. Las ondas TEM, TM y TE tienen una diferente impedancias de onda cada una (Z_{TEM}, Z_{TM}, Z_{TE}), las cuales pueden depender del tipo de línea o guía, el material y la frecuencia de operación.
- $Z_0 = 1 / Y_0 = \sqrt{L/C} =$ impedancia característica. La impedancia característica es la razón del voltaje a la corriente para una onda viajera. Puesto que el voltaje y la corriente son definidos únicamente para ondas TEM, la impedancia característica para una onda TEM es única. Las ondas TM y TE, sin embargo, no tienen únicamente voltajes y corriente definidos, por lo que la impedancia característica para tales ondas puede ser definida de varias maneras.

APÉNDICE D

DECIBELES Y NEPERS

A menudo la razón de dos niveles de potencia, P_1 y P_2 , en un sistema de microondas es expresada en decibeles (dB) como

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} \text{ [dB]}.$$

De esta manera, una razón de potencia de 2 es equivalente a 3 dB, mientras que una razón de potencia de 0.1 es equivalente a -10 dB. Usando las razones de potencias en dB hacen más fácilmente calcular las pérdidas de ganancia a través de una serie de componentes, ya que factores multiplicativos de pérdidas o ganancias pueden ser calculados mediante la adición de la pérdida o ganancia en dB por cada etapa. Por ejemplo una señal que pasa a través de un atenuador de 6 dB seguido por un amplificador de 23 dB tendrá una ganancia total de $23 - 6 = 17$ dB.

Los decibeles son usados para representar las razones de potencia, pero si $P_1 = V_1^2 / R_1$ y $P_2 = V_2^2 / R_2$, entonces el resultado en términos de la razón de voltajes es

$$10 \log \frac{V_1^2 R_2}{V_2^2 R_1} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \text{ [dB]},$$

donde R_1, R_2 son las resistencias de carga y V_1, V_2 son los voltajes que aparecen a través de estas cargas. Si las resistencias de carga son iguales, entonces la fórmula anterior se reduce a

$$20 \log \frac{V_1}{V_2} \text{ [dB]}.$$

La razón de voltajes a través de resistencias de carga iguales puede también ser expresado en términos de nepers (Np) como

$$\ln \frac{V_1}{V_2} \text{ [Np]}.$$

La expresión correspondiente en términos de potencia es

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \text{ [Np]},$$

puesto que el voltaje es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia. La atenuación de las

líneas de transmisión es a menudo expresada en nepers. Dado que un Np corresponde a una razón de potencia de e^2 , la conversión entre nepers y decibeles es

$$1 \text{ Np} = 10 \log e^2 = 8.686 \text{ [dB]}.$$

Niveles de referencia. Cuando sólo un valor de P_1 se convierte en unidades dB, se supone un valor de referencia para el otro valor. En trabajos de radiofrecuencia, la potencia es a menudo interpretada en dBW si el nivel de referencia es 1 W, y dBm si el nivel de referencia es 1 mW. Si tenemos que $P_2 = 1 \text{ mW}$, entonces la potencia P_1 puede ser expresada en dBm como

$$10 \log \frac{P_1}{1 \text{ mW}} \text{ [dBm]};$$

de esta manera, una potencia de 1 mW es 0 dBm, mientras que una potencia de 1 W es 30 dBm. En trabajos de audio la salida expresada en dB tiene un nivel de referencia de 6 mW a través de una impedancia de 500Ω ; para servicio telefónico y equipo de estudio de estaciones radioemisoras se usa el dBm con nivel de referencia a 1 mW en 600Ω .

Los valores de V_1 se expresan por lo general en dBV si el nivel de referencia es 1 V, y dB μ V si el nivel de referencia es 1 μ V. En el caso de señales de RF, en líneas coaxiales de transmisión, se usa el dBmV con nivel de referencia de 1 mV a través de una impedancia de 75Ω .

Para las antenas, su ganancia es especificada con respecto a un elemento de referencia tal como un radiador isotrópico o un dipolo. Las unidades de medida son dBi y dBd.

APÉNDICE E

CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR JS8910-AS

JS8910-AS (Low Noise HEMT) Toshiba

Aspectos

- Ultra Baja Figura de Ruido
 - 1.5 dB a $f = 40$ GHz
 - 2.0 dB a $f = 60$ GHz
- Super Alta Ganancia Asociada
 - 8 dB a $f = 40$ GHz
 - 6 dB a $f = 60$ GHz
- Máxima Ganancia Disponible
 - 10 dB a $f = 40$ GHz
 - 8 dB a $f = 60$ GHz
- Longitud de Compuerta $0.1 \mu\text{m}$
- Compuerta en Forma-T
- Estructura Pseudomórfica
- Forma de CHIP

Especificaciones de Ejecución de RF ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Número					JS8910-AS		
Característica	Símbolo	Condición		Unidades	Min.	Típico	Max.
Óptima Figura de Ruido ¹	NF	$V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ $I_{DS} = 12 \text{ mA}$	40 GHz	dB	-	1.5	2.3
			60 GHz	dB	-	2.0	-
Ganancia Asociada ¹	G_{as}	$V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ $I_{DS} = 12 \text{ mA}$	40 GHz	dB	7	8	-
			60 GHz	dB	-	6	-
Máxima Ganancia Disponible ²	MAG	$V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ $I_{DS} = 12 \text{ mA}$	40 GHz	dB	-	10	-
			60 GHz	dB	-	8	-

Características Eléctricas (Ta = 25 °C)

Número				JS8910-AS		
Característica	Símbolo	Condición	Unidades	Min.	Típico	Max.
Trans-conductancia	Gm	V _{DS} = 1.5 V I _{DS} = 12 mA	ms	30	40	100
Voltaje de Pinch-off	V _{GSoff}	V _{DS} = 1.5 V I _{DS} = 100 μA	V	-0.2	-0.7	-1.5
Corriente de Drenaje Saturado	I _{DSS}	V _{DS} = 1.5 V	mA	15	20	30
Corriente de fuga Compuerta-fuente	I _{GS}	V _{GS} = -2.5 V	μA	-	-	-20

Tasas Máximos Absolutos (Ta = 25 °C)

Número			JS8910-AS
Característica	Símbolo	Unidades	Tasa
Voltaje Drenaje-Fuente	V _{DS}	V	3.0
Voltaje Compuerta-Fuente	V _{GS}	V	-2.5
Voltaje Compuerta-Drenaje	V _{GD}	V	-2.5
Corriente de Drenaje	I _D	mA	30
Disipación Total de Potencia	P _T	mW	150 ³
Temperatura del Canal	T _{cb}	°C	150
Temperatura de Almacenaje	T _{stg}	°C	-65 - 150
Resistencia Térmica	R _{th(c-a)}	°C/W	650 ³

Notas:

1. Las ejecuciones de RF son probadas para chips montados sobre un circuito de microcinta de alúmina y 10 piezas de chips por tira son muestreadas.

$$2. \text{MAG} = \left| \frac{S_{21}}{S_{11}} \right| \left(k \pm \sqrt{k^2 - 1} \right) \quad k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|}$$

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

3. P_T para chips montados en un disipador de cobre.

PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (S)

FREC. (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.
2	1.00	-12	4.13	170	0.02	83	0.62	-8
3	0.99	-17	4.12	165	0.03	79	0.617	-11
4	0.98	-23	4.10	160	0.04	76	0.61	-15
5	0.97	-29	4.07	155	0.05	73	0.60	-19
6	0.96	-35	4.03	150	0.06	69	0.59	-23
7	0.947	-41	3.99	145	0.07	65	0.58	-27
8	0.93	-47	3.94	140	0.08	62	0.57	-30
9	0.91	-53	3.89	136	0.085	59	0.556	-33
10	0.89	-59	3.84	131	0.09	56	0.54	-37
11	0.875	-65	3.78	126	0.10	53	0.525	-41
12	0.86	-71	3.71	121	0.11	49	0.51	-45
13	0.84	-77	3.64	116	0.116	46	0.496	-48
14	0.82	-83	3.57	112	0.12	43	0.48	-52
15	0.80	-89	3.5	107	0.126	40	0.46	-56
16	0.78	-95	3.42	103	0.13	37	0.44	-60
17	0.76	-101	3.35	99	0.13	34	0.425	-64
18	0.74	-107	3.27	95	0.13	32	0.41	-67
19	0.725	-114	3.19	91	0.135	30	0.39	-71
20	0.71	-120	3.11	86	0.14	27	0.37	-75
21	0.695	-126	3.03	82	0.14	24	0.354	-79
22	0.68	-132	2.95	78	0.14	22	0.34	-83
23	0.67	-138	2.87	74	0.145	20	0.326	-87
24	0.66	-144	2.79	70	0.15	18	0.31	-92
25	0.655	-149	2.71	67	0.15	16	0.294	-96
26	0.65	-155	2.64	63	0.15	14	0.28	-101
27	0.645	-161	2.56	59	0.15	12	0.27	-106
28	0.64	-167	2.49	55	0.15	11	0.26	-111
29	0.64	-172	2.42	51	0.15	10	0.25	-116
30	0.64	-177	2.35	48	0.15	8	0.24	-122
31	0.64	-182	2.28	45	0.15	6	0.233	-128
32	0.64	-173	2.21	42	0.15	5	0.23	-134
33	0.64	-192	2.14	38	0.145	4	0.23	-140
34	0.65	164	2.08	35	0.14	3	0.23	-147
35	0.655	201	2.02	32	0.14	2	0.23	-153
36	0.66	155	1.96	29	0.14	1	0.23	-159
37	0.665	209	1.9	26	0.14	1	0.234	-164
38	0.67	148	1.84	22	0.14	0	0.24	-170
39	0.68	216	1.78	19	0.14	1	0.244	-177
40	0.69	140	1.73	16	0.14	-2	0.25	179
41	0.70	223	1.68	14	0.14	-3	0.26	187
42	0.71	134	1.63	11	0.14	-3	0.27	170
43	0.715	229	1.58	8	0.14	-4	0.28	194
44	0.72	128	1.53	5	0.14	-4	0.29	161
45	0.73	235	1.48	2	0.14	-4	0.30	203
46	0.74	122	1.43	-1	0.14	-4	0.32	154
47	0.745	241	1.38	-4	0.14	-4	0.335	210
48	0.75	117	1.34	-6	0.14	-5	0.35	147
49	0.76	246	1.3	-8	0.14	-6	0.365	216
50	0.77	112	1.26	-11	0.14	-6	0.38	141
51	0.775	250	1.22	-13	0.14	-6	0.395	222
52	0.78	108	1.18	-16	0.14	-7	0.41	135
53	0.79	255	1.14	-19	0.14	-8	0.425	228
54	0.80	103	1.10	-21	0.14	-8	0.44	130
55	0.805	259	1.06	-23	0.14	-8	0.455	233
56	0.81	100	1.03	-25	0.14	-9	0.47	125
57	0.82	262	0.99	-27	0.14	-10	0.485	237
58	0.83	96	0.96	-29	0.14	-10	0.50	121
59	0.838	266	0.93	-31	0.14	-10	0.515	241
60	0.84	93	0.90	-34	0.14	-11	0.53	116

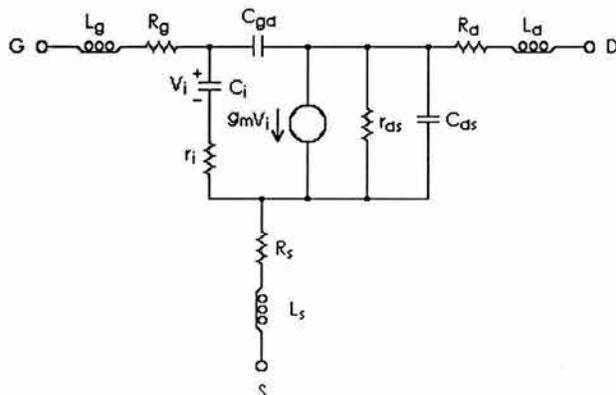
Parámetros Interpolados por medio de Spline

PARÁMETROS DE RUIDO

FREC. (GHz)	Rn (Ω)	NFmin (dB)	Γ_{opt}	
			MAG	ANG
10	12.0	0.34	0.76	45
11	11.4	0.37	0.74	50
12	10.8	0.41	0.71	55
13	10.1	0.44	0.69	60
14	9.5	0.48	0.67	66
15	8.8	0.51	0.65	72
16	8.1	0.55	0.62	78
17	7.4	0.53	0.60	85
18	6.7	0.62	0.58	92
19	6.0	0.65	0.57	99
20	5.4	0.69	0.55	106
21	4.8	0.72	0.54	114
22	4.2	0.76	0.52	121
23	3.6	0.76	0.52	129
24	3.1	0.83	0.51	138
25	2.7	0.87	0.51	146
26	2.3	0.90	0.51	154
27	2.0	0.94	0.50	163
28	1.8	0.98	0.50	171
29	1.6	1.01	0.50	180
30	1.5	1.05	0.50	189
31	1.6	1.09	0.50	198
32	1.7	1.12	0.51	207
33	2.0	1.16	0.51	216
34	2.4	1.20	0.52	225
35	2.9	1.23	0.53	234
36	3.5	1.27	0.54	243
37	4.3	1.31	0.56	252
38	5.2	1.34	0.57	261
39	6.3	1.38	0.59	270

Parámetros Extrapolados por medio de Regresiones Polinomiales.

CIRCUITO EQUIVALENTE



gm	57	mS
r	0.38	ps
Rg	0.6	Ω
Rs	1.5	Ω
Rd	1.7	Ω
Rgs	3.8	Ω
Rds	193	Ω
Cgs	0.11	pF
Cgd	0.02	pF
Cds	0.04	pF
Lg	0.16	nH
Ls	0.03	nH
Ld	0.14	nH

APÉNDICE F

CONDUCTIVIDAD PARA ALGUNOS MATERIALES

Material	Conductividad S/m (20 °C)	Material	Conductividad S/m (20 °C)
Acero (silicón)	2×10^6	Latón	2.564×10^7
Acero (puro)	1.1×10^6	Mercurio	1.04×10^6
Aluminio	3.816×10^7	Nicromo	1.0×10^6
Agua destilada	2×10^{-4}	Nickel	1.449×10^7
Agua de mar	3 - 5	Plata	6.173×10^7
Bronce	1.00×10^7	Platino	9.52×10^6
Cromo	3.846×10^7	Plomo	4.56×10^6
Cobre	5.813×10^7	Silicón	4.4×10^{-4}
Germanio	2.2×10^6	Soldadura	7.0×10^6
Oro	4.098×10^7	Tungsteno	1.825×10^7
Grafito	7.0×10^4	Zinc o Cinc	1.67×10^7
Hierro o Fierro	1.03×10^7		

APÉNDICE G

CONSTANTES DIELECTRICAS Y PÉRDIDAS TANGENCIALES PARA ALGUNOS MATERIALES

Material	Frecuencia	ϵ_r	Tan δ (25 °C)
Alúmina (99.5%)	10 GHz	9.5 -10	0.0003
Tetratitanato de bario	6 GHz	37 \pm 5%	0.0005
Cera de abeja	10 GHz	2.35	0.005
Berilia	10 GHz	6.4	0.0003
Cerámica (A-35)	3 GHz	5.60	0.0041
Cuarzo fundido	10 GHz	3.78	0.0001
Arseniuro de Galio	10 GHz	13.0	0.006
Vidrio (pyrex)	3 GHz	4.82	0.0054
Cerámica vidriada	10 GHz	7.2	0.008
Lucita	10 GHz	2.56	0.005
Nylon (610)	3 GHz	2.84	0.012
Parafina	10 GHz	2.24	0.0002
Vidrio plexi	3 GHz	2.60	0.0057
Polietileno	10 GHz	2.25	0.0004
Poliestireno	10 GHz	2.54	0.00033
Porcelana (proceso seco)	100 MHz	5.04	0.0078
Rexolita (1422)	3 GHz	2.54	0.00048
Silicón	10 GHz	11.9	0.004
Styrofoam	3 GHz	1.03	0.0001
Teflón	10 GHz	2.08	0.0004
Titania (D-100)	6 GHz	96 \pm 5%	0.001
Vaselina	10 GHz	2.16	0.001
Agua (destilada)	3 GHz	76.7	0.157

BIBLIOGRAFÍA

- Pozar, David M., *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, Inc., Nueva York, N.Y., 1998.
- Baden, Fuller A. J., *Microwaves: an introduction to microwave theory and techniques*, Pergamon Press, Tercera Edición 1990.
- Gonzalez, Guillermo, *Microwave Transistors Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- Young, W. Stephen and Levien Frederic H., *Microwave made Simple: Principles and Applications*, Artech House Microwave Library, 1982.
- Freeman, Roger L., *Radio System Design for Telecommunications (1 - 100 GHz)*, John Wiley and Sons, Inc., Nueva York, N.Y., 1985.
- Wayne Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., Segunda Edición 1996.
- Rodolfo Neri Vela, *Comunicaciones por Satélite*, International Thomson Editores, S.A. de C.V., 2003.
- Boylestad, Robert and Louis Nashelsky, *Electrónica Teoría de Circuitos*, Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., 1989.
- Oleg Golovin V. Y Hildeberto Jardón A., *Receptores para Sistemas de Radiocomunicación*, Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., 1998
- Serie Mundo Electrónico, *Manual del Radioaficionado Moderno*, Alfaomega, S.A. de C.V., 1991.
- Enrico Biondo Giuseppe, *Manual de Electrónica y Telecomunicaciones*, Sección XX cap. 2, 1989.

REFERENCIAS

1. Crane, R. K., *Propagation Phenomena affecting Satellite Communications Systems operating in the Centimeter and Millimeter Wavelength Bands*, Proc. IEEE, Vol. 59, 1971, pp. 173-188.
2. Crane, R. K., *Prediction of Attenuation by Rain*, IEEE Trans. Communications, Vol. COM-28, 1980, pp. 1717-1733.
3. Dissanayake, A. W., Allnutt, J. E. y Haidara, F., *A prediction model that combines rain attenuation and other impairments along Earth-Space paths*, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 10, 1997, pp. 1547-1558.
4. Landeros, S., Neri, R., Cruz, H. y Hernández, H., *Cálculo de atenuación por lluvia usando el modelo DAH y diámetros de antena para banda Ka en México*, Ingeniería, Investigación y Tecnología, UNAM, Vol. III, No. 1, Enero-Marzo 2002, pp. 9-18.
5. CCIR, *Propagation in non-ionised media*, Rec. 618-2, ITU-R Recommendations, Ginebra, 1992.
6. Mauri, M., Paraboni, A., Bonati, A., Polonio, R. Y Riva, C., *Italsat Propagation Experiments: An Update on the Available Results*, Third Ka band utilization Conference, Sorrento, Italia, Sept. 15-18, 1997, pp. 105-109.

-
7. CCIR, *Attenuation by Hydrometeors in Particular Precipitation, and other Atmospheric Particles*, Vol. V, Reporte 564-2, 1982.
 8. Landeros Ayala, S., Neri Vela, R. y Núñez Aceves, I., *Cálculo de los Márgenes de Atenuación por Lluvia para un Futuro Satélite Mexicano en la banda Ka*, "Ingeniería", Órgano Oficial de la Facultad de Ingeniería-UNAM, Vol. LVII, No. 4, Octubre-Diciembre 1997, pp. 271-278.
 9. J. M. Rollet, *Stability and Powers-Gain Invariants of Linear Two Ports*, "IEEE Transactions on Circuit Theory", Vol. CT-9, No. 1, Marzo 1962, pp. 29-32, y correcciones, Vol. CT-10, No.1, Marzo 1963, p. 107.
 10. Fukui, Hatsuaki, *Low Noise Microwave Transistor & Amplifiers*, "IEEE Press", 1981.
 11. Neri Vela, R. y Landeros Ayala, S., *Panorama Tecnológico de los Satélites de Comunicación en el Mundo*, "Ciencia y Desarrollo", SEP-CONACYT, Vol. XXIII, No. 135, Julio/Agosto 1997, pp. 25-34.
 12. Juan Manuel Téllez Jiménez, Valeri Vountesmeri G., *Diseño y Construcción de Amplificadores de Bajo Ruido en la Banda Milimétrica*, Tesis de Maestría, División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería-UNAM, 2000.
 13. Comisión Federal de Telecomunicaciones, *Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias*, "Diario Oficial de la Federación", Tomo DXLIV, No. 6, 11 de Enero de 1999, Segunda Sección.

REFERENCIAS ELECTRÓNICAS

- ICC: [iicgenova.it/kaconf/index.html]
- Olympus-ESA: [<http://www.spacenet.on.ca/stories/satellites/olympus/>]
- Astra-1H-SES Global: [<http://www.astra.lu>].
- Anik-F2-Telesat: [<http://www.telesat.com/telecom/ka.htm>].
- Teledesic: [<http://www.teledesic.com>].
- SkyBridge-Alcatel: [<http://www.skybridgesatellite.com>].
- Spaceway-Hughes network System: [<http://www.hns.com/HNS/>].
- Wildblue-KaSTAR Satellite Communications: [<http://www.wildblue.com>].
- Satmex: [<http://www.satmex.com>]
- Cofetel: [<http://www.cofetel.gob.mx>]
- UIT: [<http://www.itu.int/publications/index.html>]
- Global Satellite Communications Technology and Systems: [<http://www.wtec.org/loyola/satcom2/toc.htm>]
- [http://en.wikipedia.org/wiki/ka_band]