



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Ingeniería

## DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO EN LA BANDA KA

T E S I S

Que para obtener el título de  
Ingeniero Eléctrico - Electrónico

p r e s e n t a n

NASHELLI WALKIRIA / URIBE BERNAL  
RODOLFO DIAZ AGUILAR

282100  
001282

Director de Tesis: M.I. Juan Manuel Téllez Jiménez

México, D. F.



2000



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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.

## AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México, la cuál nos acogió como una segunda casa y nos ha permitido estudiar una carrera profesional, así como mejorar nuestra calidad como seres humanos.

A la Facultad de Ingeniería, nuestra alma mater donde tuvimos la oportunidad de aprender, crecer y empezar a construir un futuro sólido.

A todos los maestros, cuyos conocimientos y experiencias transmitidos durante la carrera nos forjaron una clara idea de lo que es ser Ingenieros.

Al Dr. Salvador Landeros Ayala, al M.I. Jesús Reyes García, al Dr. Bohumil Psenicka y al Dr. Víctor García Garduño, por su dedicación y esfuerzo como sinodales al revisar esta tesis.

Al M.I. Juan Manuel Téllez Jiménez, por su calidad como persona, Ingeniero y amigo, por su gran ayuda y disposición a compartir sus conocimientos con nosotros, además de su atinada dirección de este trabajo de tesis.

A la familia Hernández Díaz, en especial a Alfredo por su gran amistad, y sin cuya colaboración y ayuda al facilitarnos los medios tecnológicos necesarios, no hubiera sido posible conformar este trabajo.

*Nashelli Walkiria Uribe Bernal  
Rodolfo Díaz Aguilar*

## DEDICATORIAS

**A DIOS:** “No olvides mis enseñanzas, hijo mío; guarda en tu memoria mis mandamientos, y tendrás una vida larga y llena de felicidad. No abandones nunca el amor y la verdad. Confía de todo corazón en el Señor y no en tu propia inteligencia. Ten presente al Señor en todo lo que hagas, y él te llevará por el camino recto. Honra al Señor con tus riquezas y con los primeros frutos de tus cosechas; así se llenarán a reventar tus graneros y tus depósitos de vino”

Proverbios 3, 1-10

A mis padres *Norma y Miguel*, con profunda gratitud, admiración y cariño, porque con su ejemplo de amor, trabajo y honestidad me motivan día a día a superarme. Por toda la confianza, el apoyo, la paciencia y comprensión que siempre me han brindado. Pero sobre todo por su amor, que es un verdadero aliciente para emprender hoy un nuevo camino.

A mis hermanos *Johena y Miguelito*, con todo el cariño, la confianza y esperanza en su futuro.

A mis abuelitas: *Soledad*, por su ejemplo de esfuerzo y trabajo, y por todo su amor y ternura, y *Etelvina*, con todo el cariño que saben les tengo.

A la memoria de mis abuelos *Julio y Guadalupe*, con todo cariño y respeto.

A *Rodolfo*, porque juntos logramos conformar un gran equipo a lo largo de estos años de escuela, y que nuestra gran amistad y apoyo trasciendan a través del tiempo.

*Nashelli Walkiria Uribe Bernal*

A mi *madre*, que con su gran esfuerzo y su muy grande amor me ha permitido ser un hombre de provecho, y poder tener una carrera profesional.

A mi *abuela*, quien como mi segunda madre, y con su carácter, me guió para ser un buen hijo, nieto y amigo.

A mi *abuelo*, por sus enseñanzas, desde los juegos hasta la escuela, por enseñarme a expresar y a respetar a los demás.

A *Nashelli*, por ser una gran compañera y amiga, y por haber aceptado formar un gran equipo.

*Rodolfo Díaz Aguilar*

# CONTENIDO

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1	El Espectro radioeléctrico y las microondas	2
1.2	Los satélites	4
1.2.1	Tipos de órbita	5
1.2.2	Sistemas satelitales más importantes	6
1.3	¿Porqué banda Ka?	7
1.3.1	Principales ventajas y desventajas de la banda Ka	8
<b>2</b>	<b>CONCEPTOS BÁSICOS DE TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA</b>	<b>9</b>
2.1	Ecuaciones de Maxwell	9
2.2	Ondas electromagnéticas	10
2.3	Vector de Poynting	11
2.4	Polarización de una onda	12
2.5	Reflexión de una onda electromagnética	13
2.6	Refracción y difracción	15
2.7	Homogeneidad, linealidad e isotropía	16
2.8	Dieléctricos y permitividad	16
2.8.1	Rigidez dieléctrica	17
2.9	Semiconductores	17
2.10	Permeabilidad relativa	18
2.11	Materiales semiconductores para microondas	19
<b>3</b>	<b>CAUSAS GENERALES DEL DEBILITAMIENTO DE UNA SEÑAL ELECTROMAGNÉTICA EN LA BANDA MILIMÉTRICA</b>	<b>20</b>
3.1	Introducción	20
3.2	Atenuaciones debidas a efectos atmosféricos y efectos de los obstáculos sobre la Radiopropagación	20
3.2.1	Reflexión	21
3.2.2	Refracción	21
3.2.3	Difracción	23
3.2.4	Pérdidas en el espacio libre debidas a efectos atmosféricos	25

<b>4</b>	<b>TRANSISTORES PARA MICROONDAS</b>	<b>32</b>
4.1	Transistores para microondas	32
4.2	Transistores bipolares de juntura (TBJ)	32
4.3	Transistores de efecto de campo (FET)	33
4.3.1	Transistores de efecto de campo de juntura (JFET)	35
4.3.2	Estructura física del JFET	35
4.3.3	Principio básico de operación	35
4.3.4	Transistor de efecto de campo de material semiconductor (MESFET)	36
4.3.5	Estructura física del MESFET	37
4.3.6	Principio básico de operación	38
4.3.7	Circuito equivalente de señal pequeña	41
4.4	Transistores de alta movilidad electrónica (HEMT)	44
4.4.1	Estructura física	45
4.4.2	Principio básico de operación	46
4.4.3	Otras estructuras para HEMT: pHEMT (pseudomórfico)	48
<b>5</b>	<b>PARÁMETROS INDISPENSABLES PARA EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO</b>	<b>50</b>
5.1	Introducción	50
5.2	Teoría de bipuertos	51
5.3	Representación de un bipuerto mediante parámetros $Z$	51
5.4	Representación de un bipuerto mediante parámetros $Y$	53
5.5	Representación de un bipuerto mediante parámetros de transmisión $ABCD$	54
5.6	Representación de un bipuerto mediante la matriz de dispersión $S$	55
5.7	Relaciones entre las matrices de bipuertos	56
5.8	Líneas de transmisión	57
5.8.1	Propagación de la onda sobre una línea de transmisión	59
5.8.2	Líneas de transmisión sin pérdidas	60
5.8.3	Líneas de transmisión sin pérdidas y con carga	61
5.9	Carta Smith	63
5.10	Principales estructuras físicas de las líneas de transmisión	65
5.11	Microcintas	66
5.12	Acoplamientos	71
5.12.1	Acoplamientos con stubs	71
5.12.2	¿Porqué stubs?	72
5.12.3	Stubs abiertos ó cerrados	73
5.12.4	Acoplamientos con microcintas	73
5.13	Estabilidad	74
5.14	Ruido	77
5.15	Potencia de ruido y temperatura de ruido equivalente	78
5.16	Figura de ruido	82
5.17	Caracterización del ruido	84

<b>6</b>	<b>RESULTADOS DEL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO A 35 GHz ACOPLANDO CON MICROCINTAS</b>	<b>87</b>
6.1	Elementos que componen el circuito del amplificador de bajo ruido	87
6.2	Resultados de la estabilización	88
6.3	Resultados del diseño a mínimos ruidos empleando microcintas como medio acoplador	93
6.4	Resultados gráficos del diseño del amplificador	98
6.4.1	Cálculo de las pérdidas en la microcinta	101
6.5	La red de polarización para el transistor	105
6.5.1	Características eléctricas	105
6.6	Diagrama del amplificador de bajo ruido construido con microcintas	109
	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>113</b>
	<b>DESARROLLO DE NUEVAS TECNOLOGÍAS EN MÉXICO</b>	<b>117</b>
	<b>APÉNDICES</b>	<b>118</b>
	<b>GLOSARIO</b>	<b>128</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>131</b>

# Capítulo 1

---

## INTRODUCCIÓN

---

El hombre siempre ha considerado primordial el problema de la comunicación, ya que es la única forma de conocer la situación de un sistema, para lo cual se desarrollaron sistemas de transmisión de información que desafortunadamente eran lentos, inseguros y muy ineficientes.

En el último cuarto del siglo XIX el físico británico James Clerk Maxwell (1831-1879) desarrolló una teoría que unificó la electricidad y el magnetismo, dando origen a lo que hoy en día se conoce como electromagnetismo. Era la primera vez que el hombre descubría un fenómeno natural que permitía la transmisión de energía rápida y eficiente, resolviendo a la par el problema de transmisión de información. Esta teoría dio pie a la creación del telégrafo, el teléfono, la radio, la televisión, etc., todo lo cual se conjugó para crear el dinámico mundo de las telecomunicaciones.

En general las telecomunicaciones comprenden los medios para transmitir, emitir o recibir señales, signos, imágenes fijas o en movimiento, escritos, sonidos o datos de cualquier naturaleza entre dos o más puntos geográficos a cualquier distancia a través de cables, radioelectricidad, medios ópticos u otros sistemas electromagnéticos.

El inconveniente con la transmisión era que al incrementarse la distancia, los problemas para captar los mensajes aumentaban de manera considerable, hoy en día estos problemas han quedado superados por los sistemas de radiocomunicación que pueden transmitir señales a distancias mucho mayores con velocidades sumamente altas. Pueden difundir la información en forma de señales eléctricas que representen voz, música, cuadros de TV, datos científicos y de negocios; aún cuando las formas de estas señales sean complicadas y cambien continuamente.

Pero el espectro radioeléctrico es finito y por lo tanto limitado, por lo que su congestión es inminente en frecuencias menores a 10 GHz, esto ha forzado a incrementar cada vez más la frecuencia de operación de los radioenlaces en línea visual.

Los efectos atmosféricos repercuten en menor grado en sistemas cuya frecuencia de operación es menor a 10 GHz y tienen una mayor repercusión en sistemas cuya frecuencia de operación es mayor a 10 GHz, en estos últimos la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otras causas deben de ser consideradas muy seriamente ya que representan un factor importante en la atenuación de la señal electromagnética transmitida y/o recibida.

## **1.1 EL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO Y LAS MICROONDAS**

Aunque las microondas se empezaron a utilizar desde la segunda guerra mundial, fue hasta hace dos décadas que inició su más cabal aprovechamiento, los avances de la telecomunicación inalámbrica están asociados al descubrimiento y explotación de la radiación electromagnética, que es energía radial con forma de ondas invisibles que se propagan por el espacio y la materia. La radiación es óptimamente utilizada para transmisiones electrónicas (u otros usos), dentro del espectro radioeléctrico en diferentes longitudes e intensidad. Por ello, el espectro se ha dividido en nueve bandas, cada banda cubre una década de frecuencia, o sea el número de ondas radiadas que pasan por cierto punto en determinado tiempo (estos son los Hertz). La longitud de onda del espectro útil abarca de los tres mil metros a un milímetro en ruta descendente.

Las frecuencias bajas son dos: la banda de muy baja frecuencia (very low frequency **VLf**) abarca de 3 a 30 KHz, el equivalente al rango de 100 a 10 metros; y la baja frecuencia (low frequency **LF**) que va de 30 a 300 KHz. Las frecuencias medias (**FM**) se encuentran arriba de las bajas, entre 300 KHz y 3 MHz, se usan para las transmisiones masivas por radio; por la gran cantidad de aparatos receptores que hay en todo el mundo no se les ha asignado otras funciones. La banda de alta frecuencia (high frequency **HF**), de 3 a 30 MHz, tiene posibilidades de alcance mundial, aunque funciona muy irregularmente ya que la propagación de las ondas depende de la geografía de los suelos, el clima, el horario, etcétera. Antes de que se inventaran los satélites y los cables submarinos se usaba para el servicio telefónico internacional. Esta banda ha sido asignada en muchos países a grupos de aficionados de Banda Civil. Las siguientes bandas del espectro son las de muy alta frecuencia (very high frequency **VHF**), 30 a 300 MHz, y ultra alta frecuencia (ultra high frequency **UHF**), 300 MHz a 3 GHz. Aquí se ubican los canales de televisión y radio de frecuencia modulada y también se hacen transmisiones de radio móviles de policías, bomberos, taxis y teléfonos de automóvil. Dentro de estas frecuencias se presta el servicio de telefonía móvil celular.

Por último, están las bandas donde operan las microondas que se localizan en la parte más alta del espectro, la banda de super alta frecuencia (super high frequency **SHF**) de 3 a 30 GHz, la extremadamente alta frecuencia (extremely high frequency **EHF**) de 30 a 300 GHz, y el infrarrojo, luz visible o ultravioleta que abarca frecuencias de 10 GHz. [1]

Las microondas son ondas de radio generadas a frecuencias muy altas a través de un tubo oscilador llamado magnetrón. A diferencia de la longitud de 3,200 metros que alcanzan las ondas en las frecuencias bajas del espectro, las microondas obtienen longitudes que van de los 100 centímetros a un milímetro. Además de usarse en la radiodifusión, radiotelegrafía, televisión, satélites, tienen aplicaciones en intervenciones quirúrgicas, laboratorios de física, hornos de uso industrial y doméstico, combaten plagas, etcétera.

La emisión de microondas para telecomunicaciones se realiza a través de torres transmisoras, instaladas en línea visual en puntos elevados a distancias entre 30 y 50 kilómetros; se enfocan en haces direccionales, pueden reflejarse en aviones, naves marítimas, patrullas de policía, carros de bomberos y otros objetos. Utilizan repetidoras para reforzar las señales periódicamente. Comúnmente se emplean dos y cuatro antenas en cada estación para recepción y retransmisión.

El uso de las microondas ha sido históricamente controvertido. No obstante que su localización en el espacio atmosférico impide su apropiación física, la sobreexplotación y saturación de las bandas de transmisión es un problema siempre presente. Para prever la explotación irracional del espectro y el uso indiscriminado de equipo, se han establecido normas técnicas internacionales para controlar el uso de frecuencias y artefactos por los particulares. Aunque estas reglas tienen como objetivo evitar el caos en el uso de las microondas, su violación es un problema latente, sobre todo por aquellas empresas o gobiernos que tienen capacidad tecnológica y poder suficiente para dominar en un momento determinado el espectro radioeléctrico, traspasando incluso las fronteras nacionales sin autorización de los gobiernos.

En épocas de guerra las microondas son cruciales por la alta capacidad transmisiva y por la ventaja de no tener que emplear cables conductores. Durante la segunda guerra mundial, la tecnología de microondas sirvió de base para el radar. Durante la guerra del Golfo Pérsico en 1991, el espectro radial sirvió de cauce para controlar, mediante computadoras enlazadas a satélites, poderosos artefactos de guerra como los misiles teledirigidos.

Las microondas también son el medio para que a través de los satélites artificiales, y no precisamente en épocas de guerra, se tenga acceso a información sobre cuestiones como instalaciones y posesión de armamentos, espionaje, investigación de la tierra e interacción educativa a distancia.

Las microondas son el soporte de dos de las formas de transmisión de mayor éxito en la actualidad: las comunicaciones vía satélite y la radiotelefonía móvil celular, que a su vez ha evolucionado hacia las redes de comunicación personales, cuya base técnica primordial es la no supeditación a redes de cable inmóviles.

## 1.2 LOS SATÉLITES

El afán por ampliar las comunicaciones y abarcar todos los rincones de la tierra, ha conducido a los científicos a buscar medios cada vez más complejos para lograrlo. La exploración terrestre y atmosférica no ha sido suficiente. El objetivo de ir más arriba. a 35,786 kilómetros de altura sobre el nivel del mar se ha cumplido. Allí la ubicación es idónea para que los satélites artificiales logren, con unos cuantos artefactos, llevar comunicaciones e información a todos los puntos de la tierra.

Las redes satelitales se componen por una serie de estaciones terrenas conectadas entre sí por medio de satélites colocados en una órbita espacial que retransmisten señales por microondas a través del espacio atmosférico. El equipo instalado dentro de un satélite recibe las señales enviadas desde una estación terrestre, las amplifica y transmite a otra estación terrestre que las distribuye por pares de cables, cables coaxiales, guías de onda, fibras ópticas y sistemas de repetición de microondas.

La transmisión espacial fue concebida con más de diez años de anticipación al lanzamiento de los primeros satélites artificiales. En 1945 el científico inglés Arthur C. Clarke propuso el uso de un satélite terrestre para radiocomunicación entre varios puntos de la superficie terrestre. Clarke sugirió en una publicación el diseño de una nave espacial tripulada que podría lanzarse como un cohete. La nave se posicionaría a una altitud aproximada de 35,900 kilómetros, giraría junto con la tierra (sería síncrono) y habría receptores y equipo de transmisión terrestres que llevarían las señales a una determinada parte de la tierra. Fue tal el acierto del científico inglés, que su mecanismo es en esencia el mismo con el que funcionan los sistemas satelitales geosíncronos de la actualidad. En su memoria, la órbita geoestacionaria se conoce también como Cinturón de Clarke.

La fuerte demanda de servicios satelitales, ha propiciado la multiplicación de satélites a tal grado que la órbita espacial sobre el ecuador, donde se estacionan, está casi saturada. Muy pronto diferentes países empezaron a lanzar satélites, a través de empresas privadas o los propios gobiernos. Los satélites artificiales cubrieron regiones donde la comunicación por redes terrestres es prácticamente imposible, o sumamente costosa. Se vencieron las barreras físicas que aislaban zonas enteras de los cinco continentes, como desiertos, montañas, océanos, selvas y polos glaciares. Se incorporaron a las comunicaciones localidades de Asia, África y América que de haberse esperado a tender redes alámbricas no tuviesen, aún a la fecha, acceso a circuitos de canales para telefonía, telegrafía y televisión.

Las ventajas de utilizar satélites de comunicaciones radican en que eluden las barreras naturales, permiten planear su uso a requerimientos reales, acortan los tiempos de instalación y complementan las redes terrestres para transmisiones internacionales, posibilitando el cubrimiento total de la tierra. Con ellos se pueden establecer transmisiones con equipo móvil desde puntos geográficos donde no existe

infraestructura para telecomunicaciones. Los satélites son insensibles a las distancias. Todos los enlaces se hacen aproximadamente a 71,800 kilómetros (satélites geosíncronos) donde quiera que se ubiquen los artefactos emisores y receptores. Se necesitan unas cuantas estaciones terrestres movibles de acuerdo a las necesidades, y la señal las sigue. Es común ver que cuando ocurre un acontecimiento relevante en cualquier parte del mundo, inmediatamente se desplazan plataformas móviles llevando antenas parabólicas y equipo de transmisión, que envían señales para televisión de determinado fenómeno en vivo a todos los rincones de la tierra.

Algunas desventajas en las transmisiones satelitales son que están sujetas a demoras de propagación, se debilitan con las lluvias intensas, nieve y manchas solares que afectan a las estaciones terrestres, también sufren interferencias de radio, microondas y aeropuertos. Además los costos de fabricación y lanzamiento son muy elevados. Los ahorros de costos una vez que están en órbita, son máximos cuando la distancia entre los puntos excede a 1,800 kilómetros comparados con los de microondas y los 190 kilómetros con los de fibras ópticas.

### 1.2.1 Tipos de Órbitas

Los satélites pueden ser ubicados a distintas distancias de la tierra y a velocidades diferentes de la de rotación, lo que permite coberturas locales, regionales y globales. De acuerdo a estos requerimientos se han desarrollado diferentes generaciones de satélites de comunicaciones. Entre los más conocidos se encuentran:

- Los satélites de órbita elíptica (high earth orbit, **HEO**); fueron los primeros satélites diseñados especialmente para comunicaciones. Se desplazan a diferente velocidad de la tierra, y se alejan y acercan a ella en diferentes momentos. Tardan 12 horas en completar una revolución y ofrecen mejores condiciones de uso en las telecomunicaciones cuando su altitud es de 40 mil kilómetros.
- Los satélites geoestacionarios (geosynchronous earth orbit, **GEO**) se ubican sobre el ecuador a 35,786 kilómetros de la tierra y viajan a su misma velocidad (de ahí su nombre de síncronos), por lo que parecen estar estacionados o inmóviles y completan su recorrido en 24 horas. Tienen un área de cobertura aproximada de ocho mil kilómetros que proporciona una capacidad visual hasta de una tercera parte de la tierra. Tres satélites de este tipo, colocados en forma equidistante, pueden transmitir instantáneamente señales de radio o televisión a casi el área completa de la tierra. Son los más utilizados para servicios de transmisión de datos, señales de televisión y telefonía, requieren de grandes estaciones terrenas fijas, pero también sirven para comunicaciones con unidades móviles como las de navegación aérea, marítima y terrestre. La órbita geoestacionaria es la más congestionada, ya que en ella están colocados no nada más satélites para comunicaciones, sino otros de aplicaciones diversas como meteorológicos, experimentales y militares.

- Otra generación de satélites son los de órbita terrestre baja (low earth orbit, **LEO**). Estos han provocado serias controversias sobre todo con los consorcios y países que tienen satélites GEO para comunicaciones, pues aducen que sus objetivos no están bien definidos y entrarán a hacerles una fuerte competencia sobre todo por los bajos costos que están manejando en comparación con los GEO.

Los LEO se ubican a una altitud entre 900 y 1300 kilómetros y son no geoestacionarios, o sea, registran una velocidad distinta a la de rotación de la tierra. Su área de cobertura terrestre es de un radio promedio de 5,500 kilómetros, por lo que tienen que colocarse muchos microsátélites con trayectorias diferentes para brindar cobertura local, regional y mundial. Dado que los satélites LEO, (que admiten en frecuencias inferiores a un GHz), necesitan estaciones terrenas sencillas, terminales portátiles, así como antenas y fuentes de poder reducidas, (a diferencia de los geoestacionarios que requieren infraestructura terrena pesada), permiten una gran flexibilidad en su uso, pues pueden aprovecharse varias decenas de microsátélites de acuerdo a las necesidades de cobertura o servicio. Estos satélites se encuentran en vías de experimentación. Aunque pueden utilizarse en zonas que ya cuentan con comunicaciones desarrolladas, por la facilidad de transportación de las antenas receptoras, son aprovechables también en zonas que carezcan por completo de sistemas de telecomunicaciones. Han despertado gran interés en diferentes empresas que ven la posibilidad de usarlos para redes de telecomunicaciones y brindar servicios de información inalámbricos no nada más a grandes consorcios sino a usuarios particulares (para viajes de negocios o placer, operadores de botes, ingenieros y médicos que trabajan en áreas remotas). Otros creen que podrán solucionar problemas de comunicación en áreas rurales con servicios deprimidos, en zonas cuya ubicación está a dos horas de donde existe teléfono, donde vive aproximadamente la mitad de la población mundial. Los proyectos LEO, encabezados por consorcios norteamericanos, se iniciaron incluso antes de que el Congreso de ese país asignara frecuencias en mayo de 1994.

### **1.2.2 Sistemas Satelitales más Importantes**

- **Proyecto 21:** Es propiedad de Inmarsat y parte de la cuarta generación de satélites de este organismo. Su costo es de más de un mil millones de dólares.

- **Iridium:** Son una constelación de 66 satélites. Su diseño incluye líneas intersatélite y el costo es de 3.4 mil millones de dólares. Son propiedad del consorcio formado por 18 empresas de diferentes países encabezados por Motorola.

- **Globalstar:** Se compondrá de 24 a 48 satélites con cobertura global y en Estados Unidos. Está diseñado con acceso múltiple por división de código (CDMA code division multiple acces) y con un costo de 1.8 mil millones de dólares.

- **Odyssey:** Es una constelación de 12 satélites que orbitarán en tres planos. Su costo es de 1.3 mil millones de dólares y es propiedad de TRW, Inc. Un consorcio de manufactura de tecnología aeroespacial.

- Ellipso I y II: Comprende de 6 a 18 satélites en dos planos para proveer servicio nacional solamente. Su costo son 180 millones de dólares y son propiedad de 6 compañías norteamericanas de comunicaciones móviles, manufactureras de electrónica y tecnología inalámbrica y del banco inglés Barclays.

- Aries: Son 48 satélites de órbita polar en cuatro planos. Su costo es de 292 millones de dólares y es propiedad de inversionistas privados y empresas de comunicaciones de Estados Unidos.

- Teledesic: Son 840 satélites del tamaño de un refrigerador, basados en el diseño de Strategic Defense Initiative. Su costo es de 9 mil millones de dólares y es propiedad de Craig McCaw, William Gates, McCaw Development y Kinship Partners.

La participación de grandes consorcios multinacionales de telecomunicaciones, junto con grupos financieros, manufactureros electrónicos y de cohetes, entre otros, refleja el alto grado de mercantilización de los satélites, que inicialmente fueron concebidos para solventar necesidades básicas de comunicaciones. [2]

De acuerdo a la cobertura que tienen en tierra, existen tres sistemas de satélites para comunicaciones: 1. *Internacionales*: Intelsat, Intersputnik, Inmarsat; 2. *Regionales*: Eutelsat que cubre a los países europeos, Arabsat a países árabes, Panamsat a países americanos; 3. *Nacionales*: Telesat de Canadá, Telecom de Francia, Satcom, Comstar, Westar, SBS, Gstar de Estados Unidos, Palapa de Indonesia, Molnya-3, Statsionar, Loutch de Rusia, Sakura, CS y Ayame de Japón, Radugae e Insat de India, Morelos, Solidaridad y SATMEX de México y Nahuel de Argentina, entre otros.

Además de los satélites para comunicaciones, existe otra amplia gama de satélites con diferentes objetivos, entre ellos: meteorológicos, de exploración marina, oceanográfica, terrestre, del espacio, astronómica, con misiones biológicas, médicas y militares, entre otras. Aproximadamente cinco mil se encuentran en órbita, de los cuáles 175 ocupan la órbita geostacionaria para servicios comerciales y uso doméstico.

Los sistemas satelitales mencionados son algunos de los más importantes en nuestros días. La mayoría de los satélites que conforman dichos sistemas son una nueva generación de satélites, denominados "inteligentes" ya que emplean una banda superior de frecuencias (banda Ka) y llevan integradas otras tecnologías como el procesamiento digital de señales, la regeneración de las señales a bordo y la generación de haces concentrados que se desplazan electrónicamente.

En México todavía no tenemos un satélite "inteligente", por lo que el diseño de este tipo de nuevas tecnologías se hace indispensable para el progreso de nuestro país, es por eso que en este trabajo se presenta el diseño de un amplificador de bajo ruido en la banda Ka que podría ser integrado en un futuro receptor satelital mexicano.

### 1.3 ¿PORQUÉ BANDA Ka?

Es evidente que cada sistema 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 la mayoría de estos satélites emplean tres bandas de frecuencia, que son la banda L, C y Ku.

La banda L ha sido asignada por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) para el servicio móvil, aunque no todos los sistemas la emplean. Las bandas C y Ku se destinan al servicio fijo (telefonía, datos, música y TV), las cuáles poseen un ancho de banda de 500 a 1,225 MHz, y hay muchos satélites híbridos, o sea que utilizan ambas bandas simultáneamente. Pero debido a la creciente demanda de servicios de telecomunicaciones, las bandas de frecuencia L, C y Ku están casi saturadas, por lo que se hace necesario utilizar una banda de frecuencia mayor a las mencionadas, como la banda Ka, la cuál permite nuevas formas de integración de servicios que los usuarios demandan.

#### 1.3.1 Principales Ventajas y Desventajas de la Banda Ka

El rango de frecuencias de la banda Ka es de 18 a 40 GHz, o sea que posee un ancho de banda (B) de aproximadamente 3,500 MHz, lo que quiere decir que tiene 7 veces el ancho de banda de sus contrapartes las C o Ku, lo cuál permite transmitir cantidades de información mucho más grandes. Además, las ventajas de costo y eficiencia logradas mediante el empleo de satélites están proyectadas a ser menor o igual a los costos de sistemas terrestres en nuestros días.

Las pruebas en banda Ka muestran una muy buena calidad de la voz, ya que los retardos generados en el satélite durante la transmisión no afectan la calidad de la señal.

Los sistemas satelitales en banda Ka generalmente emplean haces de alta ganancia no continuos que reducen el área de cobertura momentáneamente y que concentran la potencia del satélite en puntos específicos, permitiendo una mejor recepción y reducción del tamaño de estaciones terrenas, antenas, potencia, etc. Los sistemas de haces de alta ganancia en frecuencias de la banda C y Ku no son posibles debido a que ellos causan interferencias con los sistemas existentes.

En general, las comunicaciones por satélite en la banda Ka permiten el manejo de grandes cantidades de información con buena calidad y bajo costo. Aunque también tiene sus desventajas, debidas principalmente a efectos atmosféricos como la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otras causas, las cuáles analizaremos más detalladamente en el capítulo 3.

---

# CONCEPTOS BÁSICOS DE TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA

---

## 2.1 ECUACIONES DE MAXWELL

Las ecuaciones de Maxwell son las ecuaciones diferenciales que determinan (junto con las condiciones en la frontera para una situación particular) los campos producidos por fuentes de carga y corriente.

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

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

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

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

Cada una de estas ecuaciones representa una generalización de ciertas observaciones experimentales: la ecuación (2.1.1) representa una extensión de la ley de Ampere; la ecuación (2.1.2) es la forma diferencial de la ley de inducción electromagnética de Faraday; la ecuación (2.1.3) es la ley de Gauss, que a su vez se deduce de la ley de Coulomb; y la ecuación (2.1.4) representa generalmente el hecho de que los monopolos magnéticos nunca han sido observados.

Donde los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{B}$  están operacionalmente definidos por la fuerza de Lorentz,  $\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B})$  que describe la acción de los campos sobre partículas cargadas; y los campos  $\vec{D}$  y  $\vec{H}$  están relacionados con los anteriores por las ecuaciones constitutivas del medio,  $\vec{D} = \vec{D}(\vec{E})$  y  $\vec{H} = \vec{H}(\vec{B})$ .

Es claro que las ecuaciones de Maxwell representan expresiones matemáticas de ciertos resultados experimentales. Bajo estas circunstancias es evidente que no pueden demostrarse; sin embargo, la aplicabilidad para cualquier situación puede verificarse. Estas ecuaciones son básicas para los campos electromagnéticos producidos por fuentes de carga y densidad de corrientes.

## 2.2 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

En una onda electromagnética, un campo eléctrico cambiante produce un campo magnético cambiante, que a su vez genera un campo eléctrico y así sucesivamente se produce la propagación de la energía. (Ver figura 2.2.1a)

El tipo de onda electromagnética está determinado por la orientación de los campos eléctrico y magnético con respecto a la dirección por donde viaja la onda.

Cuando el campo eléctrico  $\vec{E}$  y el campo magnético  $\vec{H}$  están orientados transversalmente a la dirección de propagación de la onda, las ondas se llaman ondas electromagnéticas transversales (ondas TEM) como se ve en la figura 2.2.1b.

Cuando el campo eléctrico  $\vec{E}$  está transversal a la dirección de propagación de la onda y el campo magnético  $\vec{H}$  tiene componentes transversales en la dirección de la onda, la onda electromagnética es llamada onda transversal eléctrica (TE) como en la figura 2.2.1c.

Cuando el campo magnético  $\vec{H}$  es transversal a la dirección de propagación de la onda y el campo eléctrico  $\vec{E}$  tiene componentes transversales en la dirección de la onda, se llama onda transversal magnética (TM) como en la figura 2.2.1d.

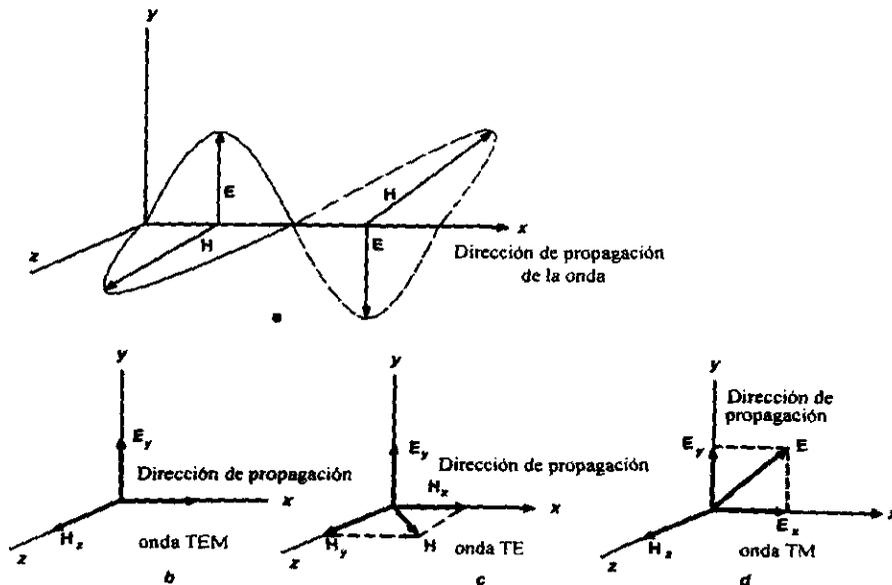


Figura 2.2.1 (a) Propagación de la onda en el eje x (b) Ondas TEM (c) Onda TE (d) Onda TM

Así, podemos hacer una clasificación de los modos de propagación, que como se mencionó, la presencia o la ausencia de componentes de campo longitudinal afecta el comportamiento de propagación de los modos, por lo que 4 categorías pueden existir como se muestra en la tabla siguiente:

TABLA 2.2.1 Clasificación de los modos de propagación

$E_z$	$\vec{H}_z$	Nombre	Acrónimo
= 0	= 0	Transversal electromagnético	TEM
= 0	≠ 0	Transversal eléctrico	TE
≠ 0	= 0	Transversal magnético	TM
≠ 0	≠ 0	Híbrido	

### 2.3 VECTOR DE POYNTING

La dirección que la onda electromagnética muestra en la figura 2.2.1 cuya propagación es determinada por una ecuación vectorial, llamada vector de Poynting, que está expresada por la siguiente ecuación:

$$P = E \times \vec{H} \quad (2.3.1)$$

donde:

$\vec{P}$  es la potencia [ $W/m^2$ ]

$E$  es el campo eléctrico [ $V/m$ ]

$\vec{H}$  es el campo magnético [ $A/m$ ]

El vector de Poynting representa la potencia en  $W/m^2$  de la onda electromagnética con la dirección determinada por la ecuación (2.3.1). La velocidad de la onda es igual a la velocidad de la luz  $c$ , donde  $c=3 \times 10^8$  m/s.

La dirección de la onda electromagnética con respecto al campo eléctrico  $\vec{E}$  y al campo magnético  $\vec{H}$  es determinada por la regla de la mano derecha. El campo eléctrico  $\vec{E}$  en la dirección del eje positivo  $x$  y el campo magnético  $\vec{H}$  en el eje positivo  $y$  como se muestra en la figura 2.3.1.

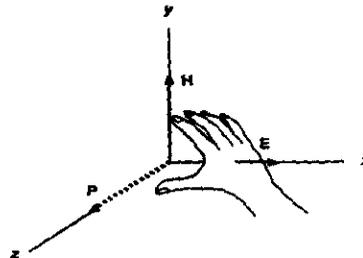


Figura 2.3.1 Dirección de la onda electromagnética determinada por la regla de la mano derecha

## 2.4 POLARIZACIÓN DE UNA ONDA

La polarización de una onda electromagnética está determinada por la orientación del campo eléctrico  $\vec{E}$ . Si el plano de la onda tiene el campo eléctrico  $E$  en el eje  $y$  o dirección vertical, entonces se dice que la onda está polarizada verticalmente como se muestra en la figura 2.4.1a; pero si el campo  $\vec{E}$  está en el eje  $x$  o dirección horizontal, entonces se dice que la onda está polarizada horizontalmente como se muestra en la figura 2.4.1b.

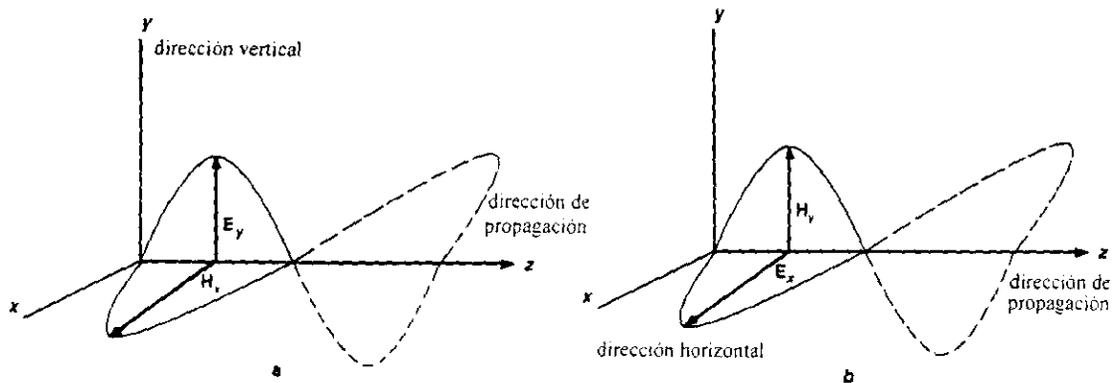


Figura 2.4.1 (a) Onda polarizada verticalmente (b) Onda polarizada horizontalmente

En el caso de antenas transmisoras y receptoras, es necesario para ambas antenas tener la misma polarización para que la señal transmitida sea recibida. Por ejemplo, las radioseñales de AM están polarizadas verticalmente como se muestra en la figura 2.4.2a y las señales de TV, están horizontalmente polarizadas como se muestra en la figura 2.4.2b.

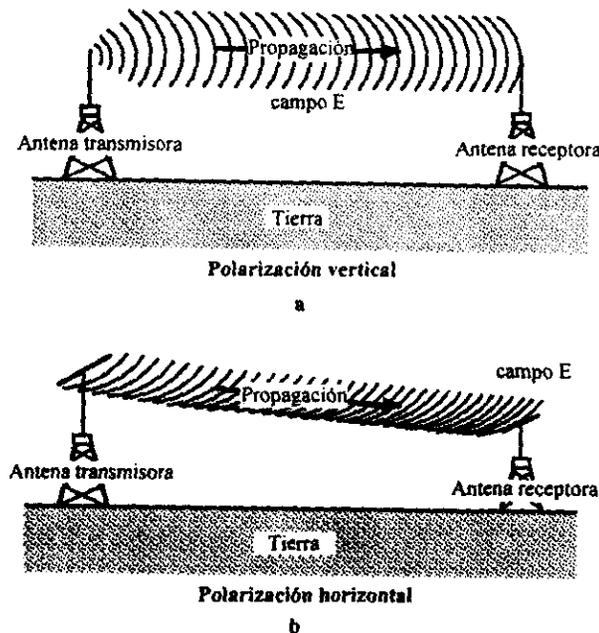


Figura 2.4.2 (a) Polarización vertical de antenas de transmisión y recepción de ondas de radio de AM  
(b) Polarización horizontal de antenas de transmisión y recepción de TV

Existen ciertas condiciones de frontera que a continuación mencionamos:

Una línea de campo  $\vec{E}$  no puede ser paralela a la superficie del conductor ya que una carga no se puede distribuir por sí misma alrededor de una superficie para crear esta situación posible. Por lo tanto para un campo eléctrico en la superficie de un conductor:

1.- El campo perpendicular  $\vec{E}$  puede existir en la superficie del conductor

$$\vec{E}_{\text{perpendicular}} \text{ existe}$$

2.- El campo paralelo  $\vec{E}$  en la superficie del conductor debe de ser igual a cero

$$\vec{E}_{\text{paralelo}} = 0$$

Ahora, para que el campo perpendicular  $\vec{H}$  exista en la superficie de un conductor, el campo debe de envolver o encerrar la corriente, lo cuál no es posible. El único campo magnético que puede existir es el campo paralelo a la superficie del conductor. Por lo tanto para un campo magnético en la superficie del conductor:

1.- El campo paralelo  $\vec{H}$  en la superficie del conductor puede existir

$$\vec{H}_{\text{paralelo}} \text{ existe}$$

2.- El campo perpendicular  $\vec{H}$  en la superficie del conductor debe de ser igual a cero

$$\vec{H}_{\text{perpendicular}} = 0$$

## 2.5 REFLEXIÓN DE UNA ONDA ELECTROMAGNÉTICA

Una onda electromagnética viajando a través del espacio libre tiene la mitad del total de su energía contenida en el campo eléctrico y la mitad de su energía contenida en el campo magnético. Si una onda electromagnética es dirigida hacia una superficie conductora, toda la energía es reflejada por la superficie ya que dicha superficie no tiene resistencia para disipar potencia.

Considérese una onda electromagnética reflejada por una superficie conductora como se muestra en la figura 2.5.1a. En la superficie del conductor el campo eléctrico paralelo a la superficie debe de ser cero por las condiciones de frontera para el campo  $\vec{E}$ . En la figura, la onda electromagnética está polarizada verticalmente; la única manera de que la componente paralela del campo eléctrico sea cero en la superficie del conductor es que la onda reflejada de la superficie sea reflejada fuera de fase. Para que la onda reflejada viaje fuera del conductor, el campo magnético debe ser reflejado en fase como se muestra en la figura 2.5.1b.

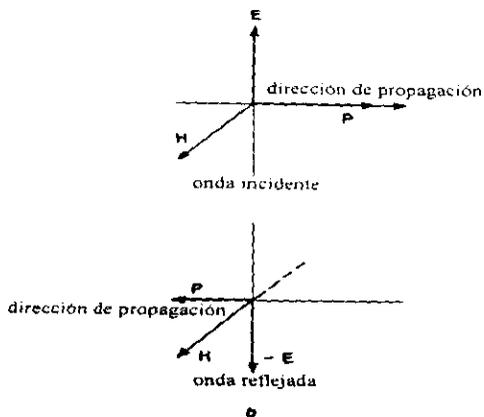
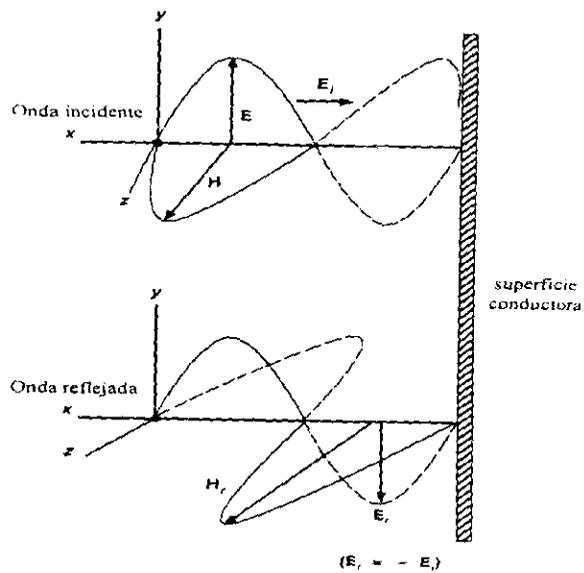


Figura 2.5.1 (a) Reflexión de una onda electromagnética por una superficie conductora  
 (b) Relación entre el campo incidente  $\vec{E}$  y el campo reflejado  $\vec{H}$

Si el frente de onda pega en la superficie del conductor, la onda se reflejará en la superficie con un ángulo de reflexión igual al ángulo de incidencia, como se muestra en la figura 2.5.2.

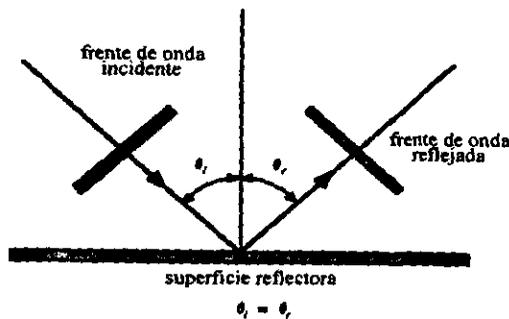


Figura 2.5.2 Relación entre el ángulo de incidencia y el ángulo de reflexión

Existe también lo que se llama reflexión parcial y transmisión parcial de una onda, que es cuando una onda electromagnética viaja de una región del espacio a otra región donde la permitividad difiere, parte de la energía será transmitida a la nueva región y otra parte de la energía será reflejada a la región inicial como se muestra en la figura 2.5.3. La energía total de la onda incidente es igual a la suma de la energía reflejada y la energía parcialmente transmitida.

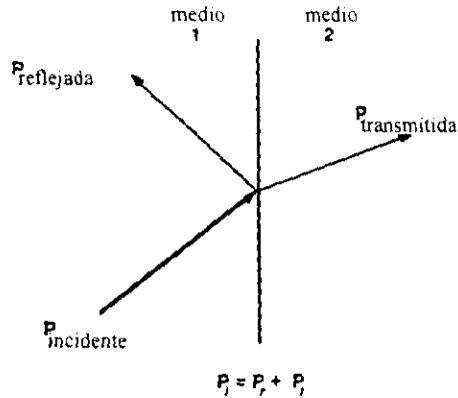


Figura 2.5.3 Reflexión y transmisión parcial de una onda con un medio dieléctrico diferente

## 2.6 REFRACCIÓN Y DIFRACCIÓN

La luz se propaga en línea recta con velocidad constante en un medio uniforme, si cambia el medio, cambiará la velocidad y la luz se propagará en línea recta a lo largo de una nueva trayectoria. A la desviación o cambio de dirección de un rayo de luz cuando pasa oblicuamente de un medio a otro, se le conoce como *refracción*. En la figura 2.6.1 se muestra el principio de la refracción para una onda de luz que entra en el agua proveniente del aire. El ángulo  $\theta_i$ , que el haz incidente forma con la normal a la superficie se denomina ángulo de incidencia. Al ángulo  $\theta_r$ , entre el haz refractado y la normal se le llama ángulo de refracción.

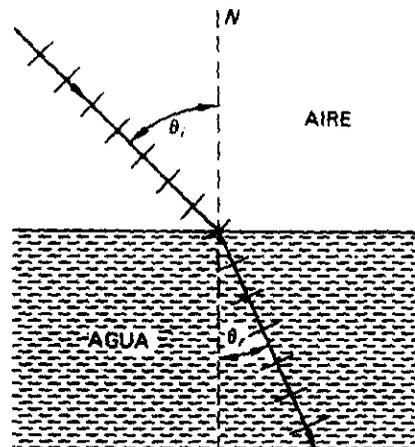


Figura 2.6.1 Refracción de un frente de onda en la frontera entre aire y agua

El índice de refracción de un determinado medio de propagación puede ser expresado como la relación existente entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz dentro de la atmósfera ionizada.

La *difracción* es la capacidad de las ondas para deflectarse o cambiar de dirección alrededor de obstáculos colocados en su trayectoria.

## 2.7 HOMOGENEIDAD, LINEALIDAD E ISOTROPÍA

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, no homogéneo o heterogéneo.

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

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 no isotrópicos o anisotrópicos.

## 2.8 DIELECTRICOS Y PERMITIVIDAD

En un conductor los electrones exteriores de un átomo son liberados fácilmente y emigran con facilidad de átomo en átomo bajo la influencia de un campo eléctrico. Por otro lado, en un dieléctrico, los electrones están tan bien unidos o se conservan cerca de sus posiciones de equilibrio, que no pueden desligarse al aplicárseles campos eléctricos ordinarios. Por esta razón, un campo eléctrico no produce emigración de carga en un dieléctrico, y en general, esta propiedad hace que los dieléctricos actúen como buenos aisladores.

Una característica importante de un dieléctrico es su permitividad  $\epsilon$ . Puesto que la permitividad de un dieléctrico es siempre mayor que la permitividad en el vacío, a menudo es conveniente utilizar la permitividad relativa  $\epsilon_r$  del dieléctrico, es decir, la razón de su permitividad a la del vacío. Entonces

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.8.1)$$

donde:  $\epsilon_r$  = permitividad relativa del dieléctrico [adimensional]

$\epsilon$  = permitividad del dieléctrico

$\epsilon_0$  = permitividad del vacío 8.85 [pF/m]

### 2.8.1 Rigidez Dieléctrica

La intensidad de campo  $E$  en un dieléctrico no puede aumentarse indefinidamente. Si se sobrepasa cierto valor, ocurre una chispa o descarga eléctrica y se dice que el dieléctrico sufre una falla de aislación.

La máxima intensidad de campo que un dieléctrico puede soportar sin que ocurra una descarga eléctrica se llama rigidez dieléctrica.

## 2.9 SEMICONDUCTORES

Los semiconductores constan de algunos elementos y compuestos que no son aisladores eléctricos pero que tampoco exhiben la alta conductividad de los conductores.

En los semiconductores la conducción normal por medio de electrones de valencia es suplementada por otro portador de carga llamado hueco, que representa un espacio vacante en la estructura del semiconductor. Los espacios vacantes dejados por los electrones de valencia pueden emigrar de átomo en átomo en un semiconductor, de manera que el hueco tiende a comportarse como un ión cargado positivamente, pero su movilidad es mayor que la de un electrón.

El Germanio y el Silicio son semiconductores típicos. En su forma intrínseca o pura, los electrones y los huecos (o pares de electrones-huecos) tienen solamente una corta vida, desapareciendo al recombinarse los electrones y los huecos. Pero siempre se forman nuevos pares, y siempre hay algunos presentes. Aumentando la temperatura se acelera la formación de pares, haciendo aumentar la densidad de electrones y de huecos y en consecuencia, la conductividad. Este comportamiento ante la temperatura es opuesto al de los conductores ordinarios, que disminuyen en conductividad (aumentan en resistencia) con la temperatura.

Si se agregan pequeñas cantidades de ciertas impurezas al semiconductor, ya sea durante el crecimiento del cristal o por difusión, la densidad y conductividad de los portadores se aumenta grandemente. Las impurezas, por ejemplo el fósforo, proporcionan más electrones y son llamados donadores, formando semiconductores tipo n en los que los electrones constituyen la mayor parte de los portadores, estando los huecos en minoría.

Las impurezas como el Boro, introducen más huecos y son llamados aceptores, formando semiconductores tipo p con predominancia de huecos. El procedimiento de introducción de impurezas se denomina impurificación o adición de impurezas.

La frontera entre las regiones tipo n y tipo p de un cristal semiconductor simple forma una región de unión o juntura, utilizada en diodos y transistores. (Ver capítulo 4).

Otra forma de visualizar la diferencia entre conductores, aisladores y semiconductores es la teoría de bandas de energía. Ya que los electrones pueden ocupar un número discreto de niveles de energía, sólo pueden tener las energías que caen dentro de bandas

permitidas. La banda de energía en la que los electrones de valencia normalmente se mueven se llama banda de valencia. Los electrones que pueden moverse libremente y que conducen corriente se encuentran en la banda de conducción.

Como puede verse en la figura 2.9.1 en los conductores las bandas de valencia y de conducción se traslapan en tanto que en los aisladores se encuentran muy separadas y en los semiconductores la separación es pequeña. El traslapamiento facilita que en los conductores los electrones se muevan en la banda de conducción. En los aisladores la gran separación hace casi imposible que los electrones se muevan, y en los semiconductores la separación pequeña hace que ellos se muevan con relativa facilidad.

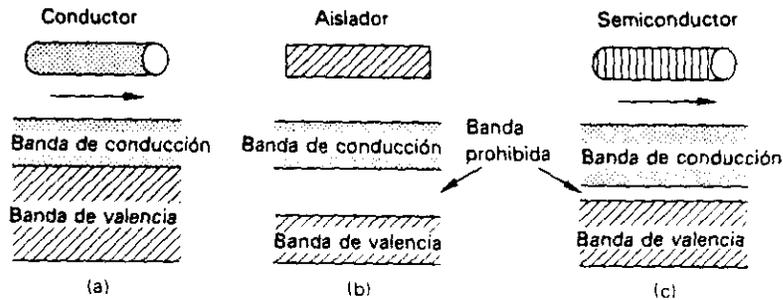


Figura 2.9.1 Teoría de bandas de la conducción

## 2.10 PERMEABILIDAD RELATIVA

En general los materiales pueden clasificarse según su comportamiento magnético en diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, antiferromagnéticos, ferrimagnéticos y superparamagnéticos.

Una característica importante de un material magnético es su permeabilidad  $\mu$ . A menudo es conveniente hablar de la permeabilidad del material en relación con la del vacío ( $\mu_0$ ). Esta razón o permeabilidad relativa,  $\mu_r$ , está dada entonces por:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.10.1)$$

donde:

$\mu_r$  es la permeabilidad relativa [adimensional]

$\mu$  es la permeabilidad en H/m

$\mu_0$  es la permeabilidad del vacío =  $4\pi \times 10^{-7}$

La  $\mu_r$  del vacío o del espacio libre es la unidad por definición. La  $\mu_r$  de sustancias diamagnéticas es ligeramente menor que 1, mientras que para las sustancias paramagnéticas es mayor que 1. Para las sustancias ferromagnéticas es en general mayor que 1 y en algunas aleaciones especiales puede ser hasta de 1 millón. La  $\mu_r$  de sustancias diamagnéticas y paramagnéticas es constante e independiente del campo

aplicado, así como la  $\mu_r$ , de las sustancias dieléctricas es independiente de la intensidad del campo eléctrico aplicado.

## 2.11 MATERIALES SEMICONDUCTORES PARA MICROONDAS

Los principales materiales semiconductores para microondas son el Arsenuro de Galio GaAs y el Fosfuro de Indio InP; son usados para diversos dispositivos como diodos de efecto Gunn, diodos IMPATT, FETs, etc.

**GaAs .- (Gallium Arsenide):** El GaAs es un material semiconductor conformado por 2 elementos, Galio y Arsénico, combinados dentro de un solo compuesto cristalino. El Galio viene del Grupo III de la tabla periódica y el Arsénico del grupo V, así pues el GaAs es uno de varios de los semiconductores referidos como compuestos III-V. Las características del Arsenuro de Galio son similares a las del Silicón, que viene del grupo IV de la tabla periódica, con una diferencia muy importante, la movilidad de electrones, definida como la rapidez de movimiento del electrón por unidad de campo eléctrico en el semiconductor, que es aproximadamente de 5 a 10 veces mayor en el GaAs que en el Silicón. Como consecuencia, dispositivos de 3 terminales hechos con GaAs pueden cambiar de un estado extremo a otro, o sea entre corte y saturación a velocidades mucho más altas que su contraparte de Silicón, además este material tiene una conductividad muy baja. El GaAs es muy resistente a daños por radiación, además tiene una eficiencia muy alta, por lo que estas características lo hacen un compuesto ideal para trabajarse en el espacio. Todas estas propiedades permiten una baja figura de ruido, alta ganancia y altas frecuencias de corte, todas las características importantes que se necesitan para los transistores de microondas, por lo que los transistores de Arsenuro de Galio de alta velocidad encuentran su uso en circuitos para microondas, amplificadores de alta frecuencia, y circuitos lógicos digitales de alta velocidad.

**InP (Fosfuro de Indio):** El Fosfuro de Indio (InP), es también de mucha utilidad dadas sus características de bajo ruido, pero su uso no es muy común en los circuitos electrónicos. A continuación se muestra una tabla donde podremos observar mejor las características y diferencias principales entre el GaAs, el InP, el Germanio y el Si.

Tabla 2.11.1) Propiedades de semiconductores comúnmente usados en dispositivos de ondas milimétricas a 290 K

Semiconductor	Banda energética	Masa del elect(me/mo)	Masa de los huecos(mh/mo)	Movilidad		densidad intrínseca
				$\mu_e$	$\mu_h$	
Silicón (Si)	1.15	1.08	0.56	1350	480	$1.4 \times 10^{10}$
GaAs	1.43	0.07	0.5	8500	400	$1.4 \times 10^6$
InP	0.34	0.08	0.4	4000	100	$1.97 \times 10^9$
Germanio	0.7	0.55	0.37	3900	190	$2.2 \times 10^{13}$

---

## CAUSAS GENERALES DEL DEBILITAMIENTO DE UNA SEÑAL ELECTROMAGNÉTICA EN LA BANDA MILIMÉTRICA

---

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Cuando se hace un radioenlace en línea de vista, se deben de tomar en cuenta tres aspectos importantes de la radiopropagación que básicamente son los causantes del debilitamiento de la señal electromagnética transmitida, considerando que la onda viaja en el espacio libre. Dichos aspectos se refieren a las pérdidas en el espacio libre, a los efectos de los obstáculos sobre la propagación y a algunos efectos atmosféricos.

Las pérdidas en el espacio libre entre el emisor y el receptor al hacer un radioenlace se deben principalmente a objetos que se encuentran en la atmósfera y que absorben o reflejan la energía, lo que significa que dispersan la onda electromagnética que viaja por el espacio causándole un debilitamiento que no se puede evitar, además como se ha venido mencionando otro factor importante es la atenuación de la señal electromagnética transmitida debida a los efectos atmosféricos como la lluvia, la humedad, la absorción gaseosa, entre otros, en sistemas cuya frecuencia de operación es mayor a los 10 GHz.

### 3.2 ATENUACIONES DEBIDAS A EFECTOS ATMOSFÉRICOS Y EFECTOS DE LOS OBSTÁCULOS SOBRE LA RADIOPROPAGACIÓN

El debilitamiento está directamente ligado al mecanismo de propagación; la reflexión, la refracción, la difracción y las atenuaciones son causas que afectan los parámetros de las ondas electromagnéticas.

Otro gran problema son los gases atmosféricos ya que absorben y dispersan cierta cantidad de energía de la señal, y esta cantidad depende principalmente de la frecuencia

de la señal, la altitud sobre el nivel del mar a la que se realiza el radioenlace y de las características propias del terreno.

### 3.2.1 Reflexión

Existe un fenómeno llamado reflexión, el cual, 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 representan mayor desviación de fase a causa de la reflexión, llegando hasta cerca de  $180^\circ$  de desviación, en este caso 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, (donde una zona de Fresnel es el área que debe sumarse a la altura  $h$  debida a la curvatura de la tierra, sobre la máxima altura del obstáculo para asegurar que la trayectoria de la señal de RF esté totalmente libre de obstáculos) las ondas reflejadas estarán fuera de fase de acuerdo a las ondas propagadas sobre la ruta óptica (señal no desfasada) y estas 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).

Para la polarización vertical dicha desviación varía desde  $0^\circ$  hasta  $180^\circ$  dependiendo del ángulo de incidencia y del coeficiente de reflexión terrestre.

### 3.2.2 Refracción

Por definición, la luz se propaga en línea recta con velocidad constante en un medio uniforme, si cambia el medio, cambiará la velocidad y la luz se propagará en línea recta a lo largo de una nueva trayectoria. A la desviación, cambio de dirección ó curvatura de las ondas electromagnéticas, se le conoce como refracción, por lo que podemos definir a la refracción como la alteración que sufre la señal electromagnética al pasar de un medio a otro, o al pasar de determinadas condiciones atmosféricas como la temperatura, la humedad, etc., a otras.

El índice de refracción de un determinado medio de propagación es la relación existente entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz dentro de la atmósfera ionizada. 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. Por último, 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.

Un gran problema de la radiopropagación es el causado por la refracción atmosférica, la cuál no solo afectará en la curvatura de la señal (expresada por un factor  $K$ ), sino que también debilitará la señal.

El factor  $K$  es un factor de escala, actualmente asumido a una constante para una trayectoria particular, que ayuda a cuantificar la curvatura de una señal emitida sobre la atmósfera. Los radioenlaces en línea de vista, a los cuáles se les da un factor  $K = 1$ , indican incorrectamente 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, en alrededor de un 15% más; es decir, con un factor  $K = 1.33$ , esto nos permite realizar radioenlaces con un área de cobertura mayor, lo cuál quiere decir que la línea de vista del radioenlace va más allá de la línea de vista óptica.

Los efectos de diferentes valores del factor  $K$  sobre la curvatura de una señal de radiofrecuencia se deben a la refracción angular ocasionada por efectos atmosféricos y a la altitud sobre el nivel del mar a la que se realiza el radioenlace.

En el caso de que encuentre un obstáculo la señal de radiofrecuencia, se debe tomar en cuenta la altura  $h$  debida a la curvatura de la tierra, la cuál tiene que sumarse a la máxima altura del obstáculo para lograr una línea de vista sin pérdidas por obstáculos.

Esta altura se calcula con la siguiente ecuación:

$$h = \frac{d_1 d_2}{12.75K} \quad (3.2.2.1)$$

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 en metros del obstáculo debida a la curvatura de la tierra

$K$  es el factor 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.

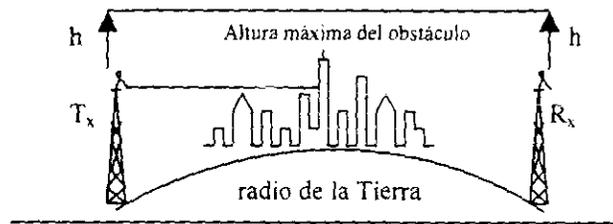


Figura 3.2.2.1. Efecto de la curvatura de la Tierra

A esta última altura se le debe de sumar también la altura o área debida a la zona de *Fresnel*, para así librar totalmente el obstáculo.

### 3.2.3 Difracción

La difracción de una señal de radiofrecuencia ocurre cuando ésta encuentra un obstáculo a su paso, el cuál 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. Lo ideal sería no contar con obstáculos que difracten la señal y tener una transmisión normal, donde la señal no se tope con algún objeto sólido que cause tal difracción.

Para calcular el área de la señal obstruida debemos de tomar en cuenta el problema causado por la conocida zona de *Fresnel*. Como ya habíamos mencionado la zona de *Fresnel* es el área que debe sumarse a la altura  $h$ , debida a la curvatura de la tierra, sobre la máxima altura del obstáculo para asegurar que la trayectoria de la señal de RF esté totalmente libre de obstáculos.

Para calcular la Zona de *Fresnel* y de acuerdo a la figura 3.2.3.1, 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.

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 RF, 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.

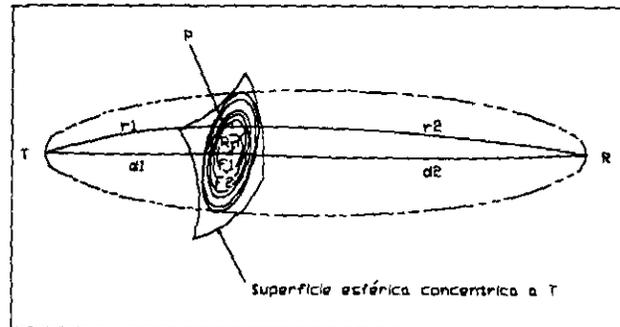


Figura 3.2.3.1. Zonas geométricas de Fresnel

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  $n_{esimo}$  campo electromagnético se encuentra formando la  $n_{esima}$  zona de *Fresnel* sobre una superficie cercana al punto donde se interceptan  $d_1$  y  $d_2$ , que es el 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  $n_{esima}$  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  $n_{esimas}$  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  $n_{esima}$  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:

$$R_n \cong 17.3 \sqrt{\left( \frac{n}{f_{GHz}} \left( \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right) \right)} \quad (3.2.3.1)$$

donde  $R_n$  está en metros y las distancias  $d_1$  y  $d_2$  en km.

Convencionalmente se requiere sólo del 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 sea despreciable.

A continuación, se muestra una figura donde se pueden apreciar los efectos de la radiopropagación de las ondas electromagnéticas sobre la superficie de la tierra en presencia de una atmósfera ionizada, dichos efectos son la reflexión, la refracción y la difracción de las ondas electromagnéticas.

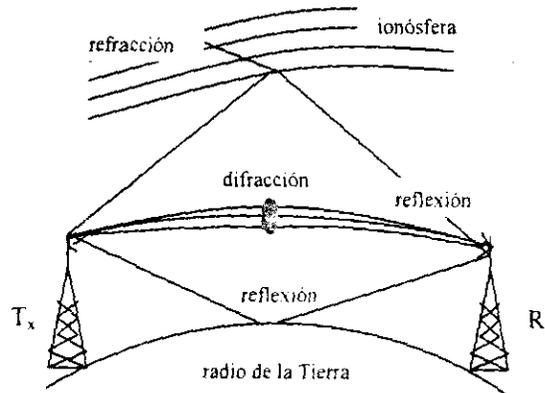


Figura 3.2.3.2. Efectos de la radiopropagación de las ondas electromagnéticas

### 3.2.4 Pérdidas en el Espacio Libre Debidas a Efectos Atmosféricos

La lluvia, la absorción gaseosa y la humedad entre otros, son efectos que se deben de considerar, ya que representan un factor importante en el cálculo de las pérdidas en el espacio libre. 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 transmisiones 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 la lluvia por zonas geográficas.

La onda electromagnética que se propaga en el espacio libre cerca de la superficie de la tierra está dividida en 2 partes: la onda terrestre y la onda celeste u onda en la ionósfera. La onda terrestre es aún dividida en una onda directa, una onda reflejada en la Tierra y una onda de superficie. La figura 3.2.4.1 muestra los componentes de la onda electromagnética proveniente de una antena no direccional a una estación receptora.

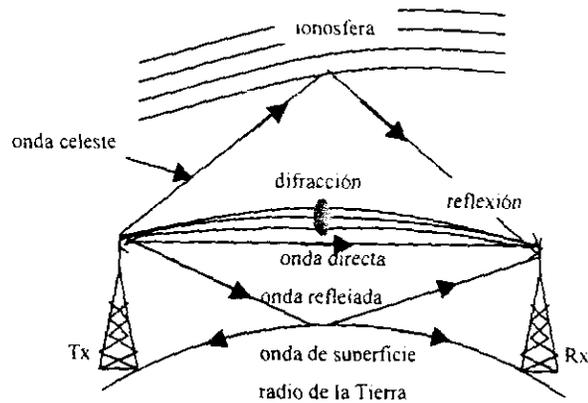


Figura 3.2.4.1 Componentes de onda cerca de la superficie de la Tierra

La ionosfera es aquella región de la atmósfera terrestre en la cuál los gases que la conforman están ionizados por la radiación solar. Esta región se extiende desde aproximadamente los 50 km arriba de la superficie terrestre hasta varios radios exteriores terrestres, y tiene diferentes capas designadas como C,D,E y F en orden de su altitud. La distribución de la densidad de electrones en cada capa varía con la hora del día, la temporada, el año y la locación geográfica. Durante el día la densidad de electrones  $N$  es aproximadamente  $10^{12}$  electrones por metro cúbico a una altitud de entre los 90 y los 1000km. Las capas E y F, son de existencia permanente, pero la capa D se presenta sólo durante el día. La densidad de electrones determina la reflexión y la refracción de las microondas. Para una incidencia vertical, la frecuencia crítica está dada por:

$$F_{CR} = 9 N_{max} \quad (3.2.4.1)$$

Esto significa que una microonda de frecuencia  $F_{CR}$  será reflejada de regreso a la tierra si la densidad electrónica es igual o más alta que la densidad máxima requerida  $N_{max}$ . La onda celeste alcanza la estación receptora después de la reflexión en la ionosfera. De importancia en muchos sistemas de comunicaciones, es que la onda celeste no necesariamente es considerada en muchas aplicaciones de microondas porque una longitud de onda menor que 4m no regresará a la tierra desde la ionosfera. La onda reflejada se refleja de forma tal que llega al receptor. La energía radiada desde la antena no direccional (figura 3.2.4.1) golpea la tierra en todos los puntos entre la base de la antena y el horizonte, pero sólo la onda que abandona la antena en la dirección mostrada alcanza al receptor. La onda de superficie es una onda difractada alrededor de la superficie terrestre o guiada por la interfase Tierra-aire. Este componente es importante a frecuencias de radiodifusión; a frecuencias de microondas, sin embargo, la onda de superficie es rápidamente atenuada, y a una distancia de 2km desde la antena tiene una amplitud de sólo una fracción de 1 % de la onda directa. Este componente debe ser considerado en sistemas de aterrizaje-ciego en cuyos intervalos de menos de 2km son importantes.

La onda directa viaja en una dirección casi recta desde la antena transmisora a la estación receptora. El término "espacio libre" es usado para denotar vacío o cualquier

otro medio que tenga esencialmente las mismas características, como por ejemplo, aire abierto, recintos aislados o blindados.

Cuando la potencia radia desde la antena transmisora, la densidad de potencia llevada por la onda esférica decrecerá con la distancia como la energía en la onda se disperse sobre el área de la superficie que se incrementa conforme la onda progresa en su dirección.

La densidad de potencia está dada por:

$$P_d = \frac{P_t g_t}{4\pi R^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (3.2.4.2)$$

donde:

$P_t$  = potencia transmitida, [W]

$g_t$  = ganancia de la antena transmisora, [adimensional]

$R$  = distancia entre la antena y un punto sobre la superficie. [m]

La potencia recibida por la antena receptora está dada por:

$$P_r = P_d A_e = \left( \frac{P_t g_t}{4\pi R^2} \right) \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} g_r \right) \quad [\text{Watts}] \quad (3.2.4.3)$$

donde:

$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} g_r$  es la apertura efectiva de la antena en metros cuadrados

$\frac{\lambda^2}{4\pi} = A_0$  es la apertura de la antena isotrópica en metros cuadrados

$g_r$  es la ganancia de la antena receptora, [adimensional]

La figura 3.2.4.2 muestra las relaciones de la transmisión de la energía electromagnética en el espacio libre entre dos antenas.

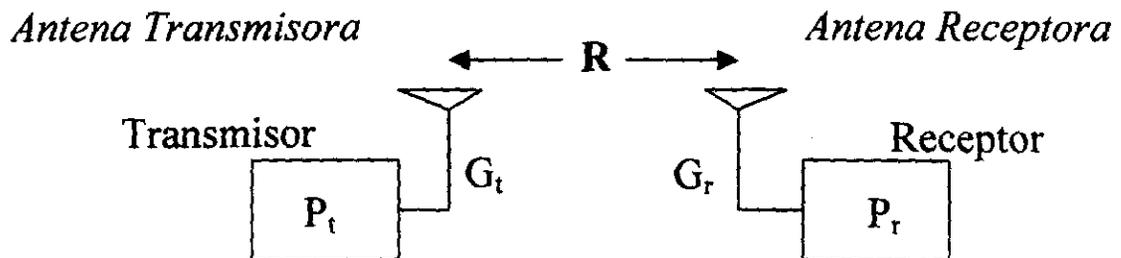


Figura 3.2.4.2 Transmisión de la energía electromagnética entre dos antenas

Si la potencia recibida es expresada en términos de decibeles, (ecuación 3.2.4.3) tenemos entonces:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad [\text{dBW}] \quad (3.2.4.4)$$

donde  $P_t$  está en dBW,  $G_t$  y  $G_r$  están en decibeles (dB). El término  $20 \log (4\pi R/\lambda)$  es mejor conocido como la atenuación en el espacio libre en decibeles.

Debe hacerse notar que la atenuación en el espacio libre es enteramente diferente de la atenuación disipativa de un medio tal como la atmósfera que absorbe energía de la onda. El factor  $4\pi R^2$  en la ecuación 3.2.4.3 simplemente cuenta para el hecho de que la densidad de potencia es decreciente inversamente proporcional con el cuadrado de la distancia cuando la energía se dispersa sobre el espacio libre. El factor  $\lambda^2/4\pi$  es la apertura isotrópica de una antena receptora. Esto no implica que una onda de muy alta frecuencia decrezca en magnitud más rápidamente de lo que lo haría una onda de baja frecuencia. Esto es simplemente una consecuencia del hecho que, para una ganancia de antena dada, la apertura de la antena de muy alta frecuencia es más pequeña que la de una antena de baja frecuencia, así que ésta intercepta una muy pequeña cantidad de potencia proveniente de la onda.

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

$$L = 21.98 + 20 \log_{10} \left( \frac{r}{\lambda} \right) \quad \text{dB} \quad (3.2.4.5)$$

Otro modelo matemático para expresar las pérdidas en el espacio libre es el que describe la ecuación 3.2.4.6, este modelo resulta más práctico y fue obtenido considerando que las antenas transmisora y receptora son isotrópicas. Cabe señalar que las antenas isotrópicas no son físicamente realizables, pero estas representan una referencia fácil para llegar a la expresión que a continuación se muestra:

$$L = 32.4 + 20 \log_{10} D_{\text{km}} + 20 \log_{10} f_{\text{MHz}} \quad (3.2.4.6)$$

De esta forma, el cálculo de las pérdidas en el espacio libre se vuelve relativamente simple, debido a que se observa que dichas pérdidas están en función sólo 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.

La atenuación debida al vapor de agua a una frecuencia de 35GHz es aproximadamente de 0.05 dB/km, esto depende de la humedad relativa, de la temperatura, de la presión atmosférica y de la altitud.

La atenuación debida a la presencia de partículas de oxígeno en la atmósfera depende de la densidad atmosférica a 35 GHz que es aproximadamente de 0.02 dB/km. La atenuación debida a otros gases no se conoce pero son generalmente despreciables.

Las pérdidas debidas al oxígeno junto con las pérdidas debidas al vapor de agua se hacen llamar pérdidas por atenuación atmosférica (absorción atmosférica), y estas son simplemente la suma de ambas atenuaciones. para este caso dicha atenuación asciende a 0.07 dB/km a una frecuencia de 35 GHz, aunque 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 niebla son de 0.1 dB/km a 35 GHz de frecuencia, en este caso 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 la lluvia son uno de los factores que causa mayor atenuación a la señal de RF transmitida en un radioenlace punto a punto con frecuencia 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.

Uno de los métodos más aceptados para el cálculo de las pérdidas por lluvia es el procedimiento empírico basado en la relación  $A = aR^b$ , donde A es la atenuación específica, R es el porcentaje de lluvia en mm/h, y los coeficientes de regresión a y b, que dependen de la frecuencia y de la temperatura de la lluvia; estos pueden determinarse de la siguiente tabla:

Tabla 3.2.4.1. Coeficientes de regresión para estimar una atenuación específica

FRECUENCIA (GHZ)	$A_H$	$A_V$	$B_H$	$B_V$
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

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.

Suponiendo una temperatura de lluvia de 20°C y utilizando la distribución de la cantidad de lluvia de *Laws y Parsons* (determinada desde 1943), se puede calcular la atenuación por lluvia para un radioenlace punto a punto en la Ciudad de México con frecuencia de operación de 35 GHz y polarización vertical. El porcentaje de lluvia debe ser obtenido de fuentes locales.

De los datos proporcionados por la tabla 3.2.4.1, se pueden determinar los valores de los coeficientes de regresión. Donde  $a_v = 0.233$  y  $b_v = 0.963$ . En el caso de la Ciudad de México se tienen  $40 \text{ mm/h} \leq \% \text{ de intensidad de lluvia} \leq 65 \text{ mm/h}$ .

Por lo que la atenuación por lluvia para este caso es:

$$A = a_v R^{b_v} \quad (3.2.4.7)$$

Sustituyendo valores y considerando 55 mm/h de intensidad de lluvia:

$$A = 0.233(55 \text{ mm/h})^{0.963} = 11.05 \text{ dB/km}$$

Para el radioenlace terrestre punto a punto realizado en la Ciudad de México a una frecuencia de operación de 35 GHz, con polarización vertical y a una distancia de 10 km entre el transmisor y el receptor, haremos uso de la siguiente ecuación:

$$A_{\text{eff}} = (A)(L \text{ km})(r) \quad (3.2.4.8)$$

donde:

A es la atenuación por lluvia

L es la distancia en km entre el transmisor y el receptor y

r es un factor que se determina con la siguiente ecuación:

$$r = \frac{90}{90 + 4L_{\text{km}}} \quad (3.2.4.9)$$

El factor  $r$  se hace necesario para el cálculo de la atenuación por lluvia, debido a que la intensidad de lluvia no es constante a lo largo de toda la zona de lluvia.

Sustituyendo valores:

$$r = \frac{90}{90 + 4(10)} = 0.6923$$

Finalmente, la atenuación efectiva ( $A_{\text{eff}}$ ) por lluvia para este radioenlace terrestre es la siguiente:

$$A_{\text{eff}} = (11.05 \text{ dB/km})(10 \text{ km})(0.6923) = 76.49 \text{ dB}$$

La atenuación efectiva por lluvia en aplicaciones terrestres en la banda  $Ka$  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.

Una vez determinadas las pérdidas debidas al vapor de agua, al oxígeno, a la neblina y a la lluvia, se pueden determinar las pérdidas totales en el espacio libre que sufrirá la señal electromagnética transmitida para el radioenlace descrito, utilizando para ello la fórmula de la ecuación 3.2.4.6 se puede deducir la expresión que nos ayudará a hacer el cálculo de las pérdidas totales en el espacio libre para un radioenlace terrestre o satelital en la banda milimétrica, dicha ecuación es la siguiente:

$$L = 92.45 + 20 \log_{10} D_{\text{km}} + 20 \log_{10} f_{\text{GHz}} + a + b + c + d + e \quad [\text{dB}]$$

donde:

$f = 35$  GHz que es la frecuencia de operación

$D = 10$  km que es la distancia entre el emisor y el receptor

$a = 0.05$  (dB/km) = 0.5 dB son las pérdidas debidas al vapor de agua

$b = 0.1$  (dB/km) = 1 dB son las pérdidas debidas a la neblina

$c = 0.02$  (dB/km) = 0.2 dB son las pérdidas debidas al oxígeno

$d =$  son las pérdidas por absorción debidas a otros gases (no se conocen en este caso)

$e = 76.49$  dB son las pérdidas debidas a la lluvia

Sustituyendo valores:

$$L = 92.45 + 20 \log_{10} 10 + 20 \log_{10} 35 + 0.5 + 1 + 0.2 + 0 + 76.49 \text{ dB}$$

$$\text{Por lo tanto } L = 221.53 \text{ dB}$$

Si la polarización de la señal fuera horizontal la atenuación efectiva por lluvia sería la siguiente:

$$A_{\text{eff}} = (13.3 \text{ dB/km})(10 \text{ km})(0.6923) = 92.06 \text{ dB,}$$

y las pérdidas totales en el espacio libre serían entonces:

$$L = 92.45 + 20 \log_{10} 10 + 20 \log_{10} 35 + 0.5 + 1 + 0.2 + 0 + 92.06 \text{ dB}$$

$$L = 237.09 \text{ dB}$$

La diferencia entre la transmisión con polarización horizontal y la transmisión con polarización vertical es de 15.56 dB, por lo que se concluye que el radioenlace con polarización vertical es más confiable que uno con polarización horizontal en presencia de la lluvia.

La mayor atenuación para la banda *Ka* específicamente, es producida por la presencia de hidrometeoros, los cuáles están conformados por agua, oxígeno, nieve y hielo. La propagación de las ondas es afectada principalmente por la presencia de oxígeno y de agua; los efectos del hielo y de la nieve pueden ser ignorados. Varios estudios muestran que un enlace no se ve afectado por la presencia de lluvia durante toda la trayectoria del mismo, ni durante todo el tiempo que dura, por lo que sólo hay que considerar que ésta afecta únicamente al enlace durante un periodo de tiempo finito y a lo largo de un segmento de su trayectoria.

Determinar el margen de atenuación por lluvia para los enlaces de microondas (terrestres y satelitales) es fundamental en la realización de los cálculos del enlace, ya que este margen se encuentra directamente relacionado con la disponibilidad del enlace deseada.

Es necesario entonces, considerar este enlace para evitar la interrupción del servicio y para que se encuentre disponible como mínimo un porcentaje del tiempo deseado.

---

## TRANSISTORES PARA MICROONDAS

---

### 4.1 TRANSISTORES PARA MICROONDAS

En la actualidad, los dispositivos de estado sólido empleados en frecuencias de microondas, son ya de una gran importancia en muchas aplicaciones y se pueden clasificar en 4 grupos. En el primer grupo se encuentran, el transistor bipolar de juntura para microondas (microwave TBJ), el transistor bipolar de heterojuntura (HBT) y los diodos tunnel. El segundo grupo incluye los transistores de efecto de campo para microondas (microwave FET), así como los JFET, los MESFET (metal semiconductor field effect transistor), los transistores de alta movilidad de electrones (HEMT), también los MOSFET (metal oxide semiconductor FET) y los CCD (charge coupled devices). El tercer grupo, cuya característica es el efecto bulk -en el semiconductor- incluye los siguientes dispositivos: el diodo Gunn, los diodos LSA, InP y CdTe. Finalmente los dispositivos del cuarto grupo, los cuáles están operados por el efecto de avalancha del semiconductor, y son referidos como diodos avalancha; así tenemos a los diodos IMPATT (impact ionization avalanche transit time), los diodos TRAPATT (Trapped Plasma Avalanche Triggered Time) y los diodos BARITT (Barrier Injected Transit Time). En nuestro caso, nos referiremos principalmente al grupo dos.

### 4.2 TRANSISTORES BIPOLARES DE JUNTURA (TBJ)

El transistor para microondas es un dispositivo no lineal, y su principio de operación es similar al del dispositivo de baja frecuencia, pero los requerimientos en cuanto a las dimensiones, el proceso de control, la protección con disipadores y su tipo de empaque son mucho más estrictos.

Los transistores bipolares son normalmente dispositivos hechos con Silicón ya sean npn o bien pnp. Su uso para operar en alta frecuencia está limitado ya que para aplicaciones en microondas, el uso de estos transistores depende del espesor en la región de agotamiento de la juntura pn y del tiempo de transición. La máxima corriente que el transistor puede conducir está limitada por el ancho de su base, asimismo el máximo

voltaje es acotado por las dimensiones mismas del transistor. Dentro de su aplicación en microondas, los TBJ de Silicón dominan el intervalo de frecuencia que va desde UHF hasta aproximadamente la banda S (alrededor de 4 GHz). Así los transistores usados en microondas son generalmente operados como amplificadores clase "C". La eficiencia de los transistores es aproximadamente del 50 % con potencias cercanas a 20 W en sus más bajas frecuencias de operación. La potencia disponible de un transistor decrece conforme se incrementa la frecuencia. Las ganancias de potencia toman un valor de alrededor de 10 dB. La mayoría de los transistores bipolares de interés común son fabricados con Silicón, sin embargo dispositivos de otro material llamado Arsenuro de Galio (GaAs) ofrecen prospectos para mejoras en su frecuencia de operación, en altas temperaturas y en radiación intensa. Dentro de las cualidades de los TBJ de Si están su bajo costo, durabilidad, integración y que ofrece ganancias mayores que las disponibles con los dispositivos de efecto de campo. Tiene además una moderada figura de ruido en amplificadores de RF y las características de ruido (1/f) que se encuentran alrededor de entre los 10 a 20 dB superiores incluso a los MESFET de GaAs. Por estas razones, los TBJ de Si dominan las aplicaciones de amplificación para las bajas frecuencias de microondas y son a menudo la elección para los osciladores locales.

#### 4.3 TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO (FET)

Después de que Schokley y sus colaboradores inventaron el transistor en 1948, él propuso en 1952 un nuevo tipo de FET en el cuál la conductividad de una capa de semiconductor es modulada o controlada por un campo eléctrico transversal. En un transistor convencional ambos portadores (mayoritarios y minoritarios) son involucrados; así pues este tipo de transistor es comúnmente conocido como transistor bipolar. En un transistor de efecto de campo, el flujo de corriente es llevado solamente por los portadores mayoritarios, este tipo es conocido como transistor unipolar. Además los FET son controlados por un voltaje en la tercera terminal más que por una corriente como en los TBJ. El FET para microondas tiene la capacidad de amplificar pequeñas señales arriba de la banda de frecuencia "X" con bajas figuras de ruido. El FET unipolar tiene varias ventajas sobre el TBJ, a saber:

- 1.- Puede tener ganancia de voltaje en adición a la ganancia de corriente
- 2.- Su eficiencia es mucho mejor
- 3.- Su figura de ruido es baja
- 4.- Su frecuencia de operación es por encima de la banda X
- 5.- Su resistencia de entrada es muy alta, por encima de varios Megaohms

Quando se diseña un circuito de señal pequeña con un FET, debemos de tomar en cuenta dos parámetros muy importantes que son la máxima ganancia disponible (MGD o MAG por sus siglas en inglés) y el factor de estabilidad "k", dichos parámetros pueden ser modificados si se emplea una realimentación en el circuito. Cualquier elemento de realimentación parásito o intencional afecta a ambos de estos valores (MGD y k). La realimentación positiva incrementa la MGD y lleva el valor de k ha ser muy cercano a la unidad. La realimentación negativa reduce la MGD e incrementa la estabilidad del dispositivo.

En la configuración de source-común de un FET, cualquier elemento que se encuentre separando a la fuente (source) de la tierra del circuito, origina una realimentación conocida como realimentación serie. Esta es distinta de la realimentación paralela, la cuál es conseguida con elementos que conectan a las terminales del gate y del drain. Considérese el muy sencillo modelo del FET mostrado en la figura 4.3.1. La conductancia de salida y la resistencia de entrada son despreciadas con el propósito de no tener una fuente que origine pérdidas. Un elemento en serie  $Z_f$  es introducido en el circuito del source cuya magnitud y fase determinan la pérdida como es vista desde la entrada. La impedancia de entrada de esta configuración está dada por:

$$Z_m = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + Z_f + \frac{Z_f g_m}{j\omega C_{gs}} \quad (4.3.1)$$

y que es independiente de la impedancia de carga  $Z_L$ . La parte real positiva de  $Z_m$  representa las pérdidas de entrada. Como puede verse, componentes resistivos o inductivos de  $Z_f$  contribuyen a las pérdidas, mientras que una  $Z_f$  capacitiva da origen a una resistencia negativa a la entrada. Es entonces posible usar un elemento capacitivo para controlar el nivel de las pérdidas de entrada causadas por un elemento resistivo en  $Z_f$  (o bien por otros elementos en un modo más general). En el sencillo caso de la figura 4.3.1, una combinación RC en paralelo con una constante de tiempo de:

$$RC = \frac{C_{gs}}{g_m} \quad (4.3.2)$$

resulta en una pérdida de entrada nula en todas las frecuencias. El punto ha ser enfatizado es la naturaleza de banda ancha de esta compensación de pérdida. Similares efectos de banda ancha pueden también ser conseguidos con modelos más completos.

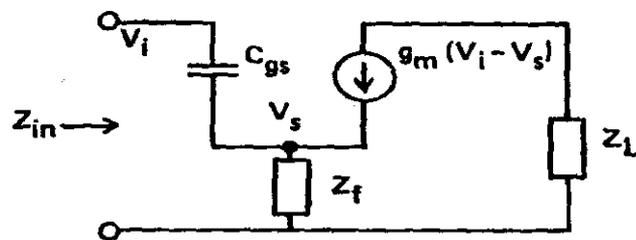


Figura 4.3.1 Modelo del FET en source común usado para calcular los efectos de la realimentación

Además de los FET unipolares están los transistores de efecto de campo de juntura (JFET), los FET de metal semiconductor (MESFET), los HEMT (High Mobility Electron Transistor) y los MOSFET.

### 4.3.1 Transistores de Efecto de Campo de Juntura (JFE I)

Como se mencionó anteriormente, los FET pueden estar en la forma ya sea de la compuerta de juntura PN o bien de la compuerta de barrera Schottky. Así pues, al primero se le conoce como JFET y al segundo como MESFET.

### 4.3.2 Estructura Física del JFET

El material tipo n es encajonado entre 2 capas altamente dopadas de material tipo p y que es designado como p+. Este tipo de dispositivo es llamado JFET de canal n, así también para el JFET de canal p si este material es el que está encajonado. Las dos regiones tipo p en el JFET canal n mostrado en la figura 4.3.2.1 son referidas como las compuertas. Cada esquina o final del canal n está unida por un contacto metálico. En concordancia con las direcciones de los voltajes de polarización mostradas en la figura, el contacto izquierdo, el cual proporciona a la fuente el flujo de electrones es referido como SOURCE, mientras que el contacto derecho drena hacia afuera del material los electrones es llamado DRAIN. Se muestra también el símbolo del circuito del JFET canal n. Dado que los electrones tienen mucho mayor movilidad que los huecos, el JFET de canal n provee mayor conductividad y mayor velocidad y es preferido en muchas aplicaciones sobre el JFET de canal p.

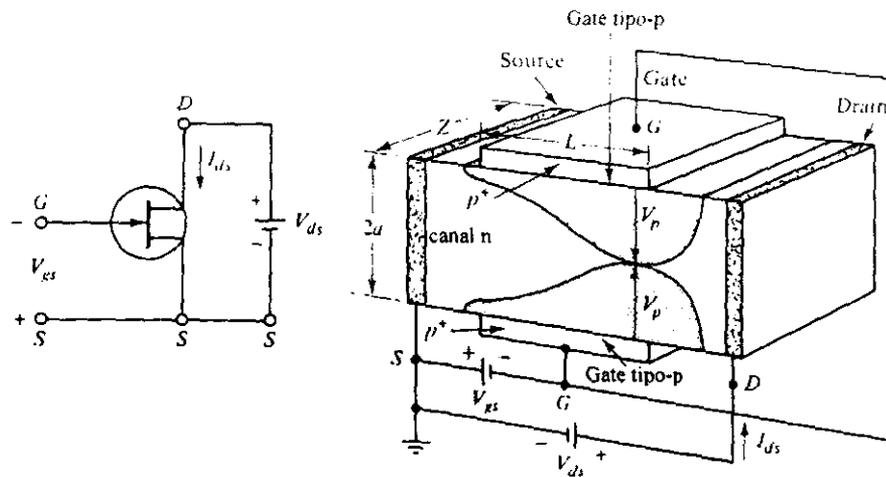


Figura 4.3.2.1 Símbolo del circuito y diagrama esquemático del JFET canal n

### 4.3.3 Principio Básico de Operación

Bajo condiciones normales de operación, cuando el voltaje del gate  $V_g$  es cero, la corriente del drain  $I_d$  es también cero. El canal entre las junturas del gate está enteramente abierto. Cuando un pequeño voltaje del drain  $V_d$  es aplicado entre el drain y el source, la barra de semiconductor de tipo n actúa como una simple resistencia y la corriente  $I_d$  se incrementa linealmente con  $V_d$ . Ahora si un voltaje de gate  $V_g$  inverso es aplicado a través de las junturas p-n, la mayoría de los electrones libres son disminuidos o agotados del canal, y las regiones de espacio-carga son extendidas dentro

del canal. Mientras el voltaje  $V_d$  sea incrementado aún más, las regiones espacio-carga se expanden y se unen, por lo cuál todos los portadores de electrones libres son completamente agotados en la región unida. Esta condición es llamada pinch-off (estrangulamiento). Cuando el canal se encuentra estrangulado, la corriente del drain  $I_d$  permanece casi constante, pero el voltaje del drain  $V_d$  es continuamente incrementado.

#### 4.3.4 Transistor de Efecto de Campo de Material Semiconductor (MESFET)

De particular importancia fue el éxito del MESFET de GaAs. Este dispositivo fue responsable de muchos de los avances hechos en componentes de estado sólido de alta velocidad, en particular de los MMIC (circuitos integrados monolíticos para microondas).

La disponibilidad de los MMIC permitió reducir el tamaño y el peso en los módulos transmisor-receptor para una variedad de aplicaciones de comunicaciones, así como también para radares aéreos, sistemas de guía y contramedidas electrónicas. Los MESFET de GaAs encuentran creciente aplicación en circuitos lógicos comerciales de alta velocidad. Parece que actualmente con nuevos materiales y técnicas de fabricación, el MESFET básico está evolucionando a un número de transistores de alto desempeño para aplicaciones más especializadas tales como la optoelectrónica. De estos transistores, el de alta movilidad de electrones (HEMT) es de particular importancia en aplicaciones de alta velocidad.

El MESFET se origina a partir de un FET que es construido con un diodo de barrera Schottky de juntura metal-semiconductor. El material puede ser ya sea Silicón (Si) o Arsenuro de Galio (GaAs) y el tipo de canal puede ser bien canal n o p. Figura 4.3.4.1.

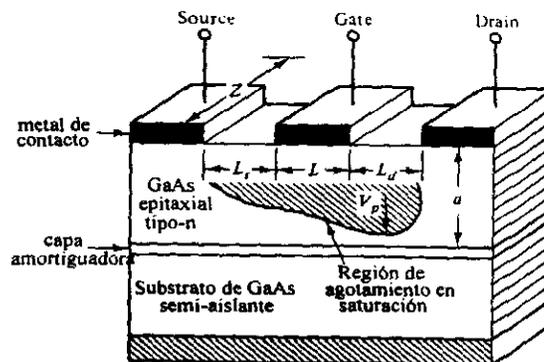


Figura 4.3.4.1 Diagrama esquemático de un GaAs MESFET

Dado que el MESFET tiene la capacidad de amplificar señales pequeñas arriba de la banda X con una baja figura de ruido, fueron entonces el reemplazo de los voluminosos amplificadores paramétricos entonces usados por ejemplo en sistemas de radar. El MESFET de GaAs tiene una mayor movilidad electrónica, un mayor campo eléctrico y una mayor velocidad de saturación de electrones que los dispositivos de Silicón, por lo que su potencia de salida también es mayor. Otra característica especial es su bajísima figura de ruido.

### 4.3.5 Estructura Física del MESFET

En este tipo de dispositivo el sustrato está dopado con cromo (Cr), el cuál tiene un nivel de energía cercano al centro de la banda de separación de energía (bandgap) del GaAs. Como el Cr es la impureza dominante, el nivel Fermi es fijado cerca del centro de dicha banda. Así, un sustrato altamente resistivo (cerca de  $10^8$  ohm-cm) generalmente resulta, y es comúnmente llamado el "sustrato semiaislante GaAs". En este sustrato no conductor una delgada capa de GaAs tipo n ligeramente dopado se encuentra creciendo epitaxialmente para formar la región del canal del transistor de efecto de campo. En muchos casos una capa epitaxial de GaAs de alta resistividad llamada la capa amortiguadora (buffer layer), crece igualmente entre la capa de GaAs tipo n y el sustrato mismo. El proceso de fotolitografía puede ser usado para definir los patrones en las capas de metal tales como Au-Ge para los contactos óhmicos del source y del drain y en la capa de aluminio (Al) del contacto de la compuerta de barrera Schottky. La razón para usar GaAs en vez de Silicón es que el primero tiene mayor movilidad de electrones y puede operar a temperaturas más altas al igual que potencias más altas.

El otro proceso mencionado es el de implantación de iones. Una delgada capa de tipo n puede ser formada en la superficie del sustrato mediante el implante de Si o un donante de impurezas como el Selenio (Se) proveniente de la columna VI de la tabla periódica de elementos. Sin embargo, el proceso de implantación iónica requiere de un "templado" para remover el daño por radiación. En ambos, ya sea el dispositivo totalmente implantado o el epitaxial, los contactos del source y del drain pueden ser mejorados por una implantación mayor de n+ en esas regiones.

Después de que los procesos de fabricación se han completado, el transistor individual es separado de la oblea, y este transistor discreto es llamado "dispositivo chip". Este dispositivo es entonces ligado a un depósito para proveer un contacto a la región colector, y alambres de oro o aluminio son unidos (o bien soldados) a las regiones metalizadas para servir como puntas para el emisor y la base. Este transistor ya unido es entonces nombrado "transistor empacado". La figura 4.3.5.1 muestra ambos tipos de dispositivos.

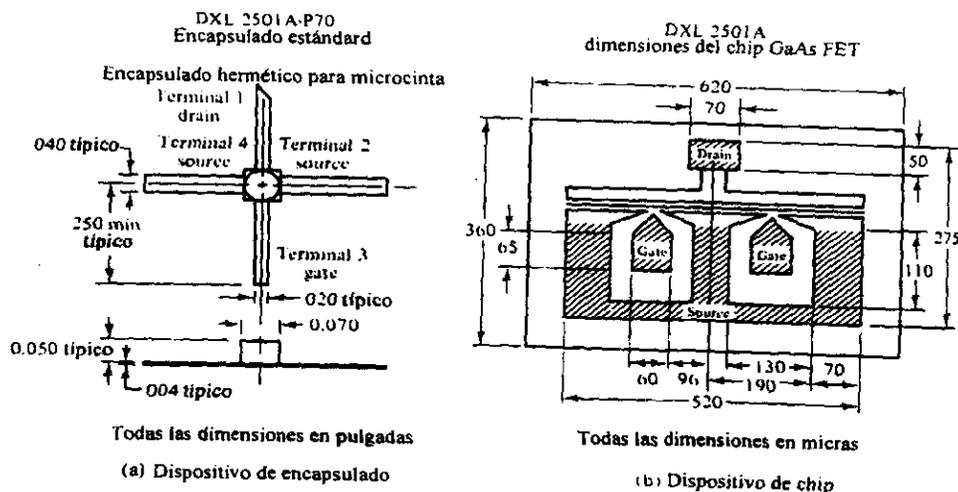


Figura 4.3.5.1 Dimensiones del transistor GaAs MESFET empacado y chip

El dispositivo MESFET es de una estructura interdigitalizada fabricada mediante una película epitaxial de GaAs tipo n de aproximadamente 0.15 a 0.35  $\mu\text{m}$  de espesor en un sustrato semiaislante de alrededor de 100  $\mu\text{m}$ . La capa de canal n está dopada con sulfuro o con estaño en una concentración de dopaje N entre  $8 \times 10^{16} / \text{cm}^3$  y  $2 \times 10^{17} / \text{cm}^3$ . La movilidad electrónica en la capa está en el rango de 3000 a 4500  $\text{cm}^2 / \text{Vs}$ . La compuerta de barrera Schottky es aluminio evaporado. Los contactos del source y del drain son de Au-Ge, Au-Te o bien aleaciones de Au-Te-Ge. Un patrón de contacto metalizado de oro es usado para sacar los contactos del source, drain y gate hacia almohadillas de soldado sobre el sustrato semi-aislante. La capa amortiguadora de aproximadamente 3  $\mu\text{m}$  con una concentración de dopaje de  $10^{15}$  a  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$  es ocasionalmente fabricada entre la capa epitaxial activa de tipo n y el sustrato semiaislante.

### 4.3.6 Principio Básico de Operación

En la figura 4.3.2.1 correspondiente al JFET, un voltaje es aplicado en la dirección en la cuál se polariza en inversa la juntura pn, entre el source y el gate, mientras que los electrodos del source y drain se encuentran polarizados en directa. Bajo estas condiciones de polarización, los portadores mayoritarios (electrones) fluyen en la capa epitaxial tipo n desde el electrodo del source, a través del canal por debajo del gate, y finalmente hasta el electrodo del drain. La corriente en el canal ocasiona una caída de voltaje a lo largo de su longitud, así que el electrodo de la compuerta de la barrera Schottky llega a ser progresivamente polarizado en inversa de mayor forma conforme se va hacia el electrodo del drain. Como resultado, una región de agotamiento de carga se establece en el canal y gradualmente estrangula al canal contra el sustrato semiaislante en dirección a la terminal del drain. Conforme se incrementa la polarización inversa entre el source y el gate, asimismo lo hace la altura (o anchura) de la región de agotamiento de carga. El decremento de la altura del canal en la región no estrangulada incrementa la resistencia del canal. Consecuentemente, la corriente del drain  $I_d$  será modulada por el voltaje del gate. Este fenómeno es análogo a las características de la corriente de colector  $I_c$  contra  $V_c$  con la corriente de base  $I_b$  como un parámetro en un transistor bipolar. En otras palabras, una familia de curvas de la corriente del drain  $I_d$  contra el voltaje entre source y drain  $V_{ds}$  con el voltaje del gate  $V_g$  como parámetro es generada en un MESFET de GaAs.

Teniendo en cuenta un diagrama simplificado de la estructura básica de un MESFET, figura 4.3.6.1, la corriente que fluye a través de dicho canal semiconductor dopado está dada por:

$$I = \frac{q \mu N_d W g h c}{L} V_{ds} = g_o V_{ds} \quad (4.3.6.1)$$

donde:

- Wg es el ancho del canal
- hc es el espesor
- L es la longitud
- go es la conductancia de bajo campo del canal

Conforme  $V_{ds}$  se incrementa, la corriente se satura y así tenemos:

$$I_{sat} = q V_s N_d W_g h_c$$

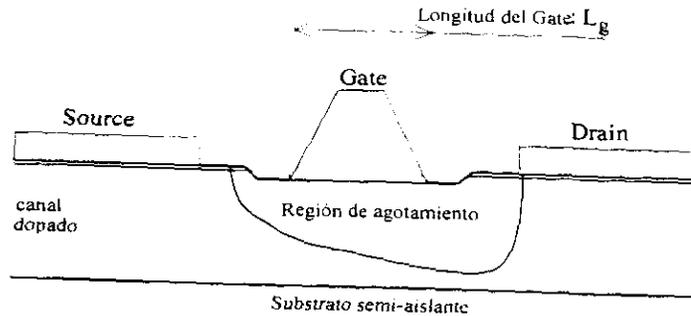


Figura 4.3.6.1 Estructura básica de un MESFET

Debido a la presencia de una compuerta Schottky entre source y drain, la cual como ya se dijo reduce una porción de los portadores mayoritarios, reduciendo el espesor del canal y aumentando su resistencia nos conduce a una expresión para  $I_{ds}$  aproximada a:

$$I_{ds} = g_0 \left[ V_{ds} - \frac{2}{3} - \frac{(V_{ds} + V_{bi} - V_{gs})^3}{V_{po}^2} - \frac{(V_{bi} - V_{gs})^3}{V_{po}^2} \right] \quad (4.3.6.2)$$

donde:

$V_{gs}$  es el voltaje gate source

$V_{bi}$  es el voltaje interno de la compuerta Schottky (gate)

$V_{po}$  es el voltaje pinch off, que es el voltaje en el gate que cierra completamente el canal y está dado aproximadamente por:

$$V_{po} = \frac{q N_d h_c^2}{2 \epsilon_s} \quad (4.3.6.3)$$

donde:

$q$  es la carga en coulombs

$N_d$  es la concentración de electrones (electrones/ $m^3$ )

$h_c$  es la altura del canal en metros

$\epsilon_s \rightarrow \epsilon_r \epsilon_0$  es la permitividad relativa, con  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  [F/m] que es la del espacio libre y  $\epsilon_r$  la del material

La anterior expresión para  $I_{ds}$  es válida sólo después de que la saturación es alcanzada, y que puede ser mediante 2 mecanismos:

1.- Los portadores alcanzan la velocidad de saturación en la región por debajo del gate donde el espesor efectivo del canal es mínimo. En esta región del canal, la resistencia es la mayor posible al igual que el campo eléctrico horizontal.

2.- La saturación puede ser dominante por la polarización inversa del gate-drain, causando que el canal sea completamente estrangulado.

El punto a considerar es el hecho de que cuando el gate y el source tienen el mismo potencial, estrangulando el canal mediante el incremento del voltaje del drain no reduce la corriente, solamente la satura. Después de que el punto de estrangulamiento del canal es alcanzado, cualquier incremento adicional de  $V_d$  no cambiará significativamente los límites de agotamiento del gate en el lado del source. El punto de estrangulamiento a lo largo del canal aún sirve como un punto de inyección para los portadores de carga dentro del lado del drain en el canal, y la corriente permanece relativamente inafectada por  $V_d$ .

Ahora bien, cuando  $V_{ds}$  se incrementa más allá del voltaje de saturación  $V_s$ ,  $I_d$  no se incrementa más con el voltaje del drain  $V_d$ , así pues es posible sustituir  $V_s$  por  $V_{ds}$  en la expresión para  $I_{ds}$ , teniendo como resultado:

$$I_{ds} = g_0 \left[ V_s - \frac{2}{3} \frac{(V_s + V_{bi} - V_{gs})^3 - (V_{bi} - V_{gs})^3}{V_{po}^2} \right] \quad (4.3.6.4)$$

Más allá de la corriente de saturación del drain, el parámetro que puede alterar significativamente la corriente es el potencial en el gate. Un potencial negativo en el gate ensancha la región de agotamiento del gate hacia el contacto del source, y la región de pinch-off llega a ser amplísima. Por este mecanismo, el potencial del gate controla la corriente del drain, y para un particular potencial del gate, es decir,  $V_{po}$  reduce la corriente a cero. La tasa de cambio de  $I_d$  con respecto a  $V_g$  es referida como la transconductancia  $g_m$ , el cuál es un importante parámetro en la operación del MESFET:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = g_0 \frac{(V_s + V_{bi} - V_{gs})^2 - (V_{bi} - V_{gs})^2}{V_{po}^2} \quad (4.3.6.5)$$

Pero para aplicaciones más prácticas del MESFET, es decir para  $V_s \ll (V_{bi} - V_g)$ , entonces tenemos que:

$$g_m \approx g_0 \frac{V_s}{2 V_{po} (V_{bi} - V_g)} = \left[ \frac{q N_d \epsilon_0 \epsilon_r}{2 (V_{bi} - V_{gs})} \right]^2 V_s W g \quad (4.3.6.6)$$

Finalmente otro parámetro importante que afecta el desempeño del MESFET especialmente a altas frecuencias, es la capacitancia entre gate y source  $C_{gs}$ . En muchas aplicaciones de este dispositivo, esta es la mayor fracción de la capacitancia de entrada. Como se sabe la capa de agotamiento del gate Schottky en un transistor no tiene una apariencia uniforme. Este hecho complica cualquier cálculo riguroso que se quiera hacer de la capacitancia asociada a él. No obstante, se prefiere ignorar esta forma irregular de dicha región y calcular la capacitancia usando la fórmula de placas paralelas:

$$C_{gs} \approx \epsilon_0 \epsilon_r \frac{WgL}{W} = \frac{qNd\epsilon_0\epsilon_r}{2(V_{bi} - V_{gs})} (WgL) \quad (4.3.6.7)$$

En esta última expresión  $W$  (espesor de la capa de agotamiento) está dada por:

$$W = \frac{2\epsilon_0\epsilon_r(V_{bi} \pm V)}{qNd} \quad (4.3.6.8)$$

### 4.3.7 Circuito Equivalente de Señal Pequeña

Para frecuencias de microondas, el MESFET tiene una muy corta longitud de canal, y su velocidad de saturación ocurre en el canal antes de lograr la ruta estrangulada. Las características electrónicas de un MESFET dependen no solamente de los parámetros intrínsecos (figura 4.3.7.2) tales como  $g_m$ ,  $G_d$ ,  $R_i$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , sino también de los parámetros extrínsecos  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_p$  y  $C_p$ . La figura 4.3.7.1 muestra un corte de sección de un MESFET al igual que su circuito equivalente.

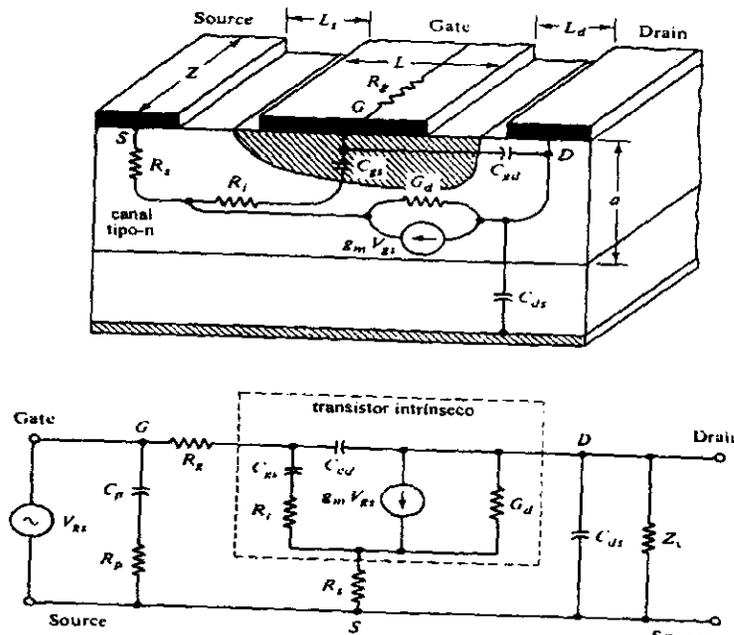


Figura 4.3.7.1 Sección transversal y circuito equivalente de un MESFET

## 1.-Elementos Intrínsecos

$g_m$ = transconductancia del MESFET  
 $G_d$ = conductancia del drain  
 $R_i$ = resistencia de entrada  
 $C_{gs}$ = capacitancia gate-source  
 $C_{gd}$ = capacitancia gate-drain o de retroalimentación

## 2.- Elementos Extrínsecos

$R_g$ = resistencia de metalización del gate  
 $R_s$ = resistencia source-gate  
 $C_{ds}$ = capacitancia drain-source  
 $R_p$ = resistencia parásita de la almohadilla de soldado del gate  
 $C_p$ = capacitancia parásita de la almohadilla de soldado del gate

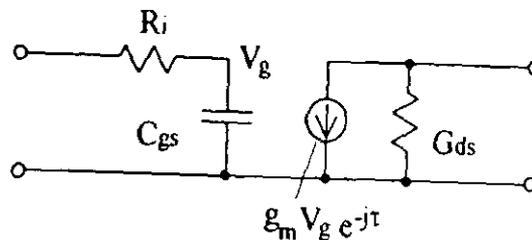


Figura 4.3.7.2 Modelo del circuito equivalente del FET intrínseco

Los valores de estos elementos intrínsecos y extrínsecos dependen del tipo de canal, del material, de la estructura y de las dimensiones de la compuerta de barrera Schottky. Un valor grande de las resistencias extrínsecas disminuiría seriamente la ganancia de potencia y la eficiencia e incrementarían la figura de ruido del MESFET. Es ventajoso incrementar el dopaje  $N$  del canal lo más alto posible en orden de decrementar la influencia relativa de la capacitancia de retroalimentación  $C_{gd}$  e incrementar la transconductancia  $g_m$  y la ganancia de voltaje en DC de circuito abierto. Sin embargo, un incremento en la concentración  $N$  disminuiría el voltaje de ruptura del gate. Un dopaje de  $10^{18}$  por  $cm^3$  puede ser el límite superior.

La ganancia de corriente de un dispositivo (GaAs FET, MESFET) a cualquier frecuencia dada está definida como:

$$h_{21} = \left[ \frac{\partial I_{ds}}{\partial I_{gs}} \right]_{V_{ds}=0}$$

Esto es, la relación entre la corriente de salida de corto circuito y la corriente de entrada excluyendo las corrientes de polarización. La ganancia de corriente decrece conforme se incrementa la frecuencia a una tasa de cambio de 6 dB por octava, dado el hecho de que el voltaje a través de  $C_{gs}$  cae, así como un incremento en la fracción del voltaje de

entrada aparece a través de  $R_i$ . La frecuencia a la cual la ganancia de corriente llega a ser unitaria es llamada la frecuencia de corte de ganancia de corriente  $f_T$ . De acuerdo al modelo de la figura 4.3.7.2, la  $f_T$  para un dispositivo intrínseco está dada por:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (4.3.7.1)$$

Bajo la aproximación de velocidad saturada del canal completa, las ecuaciones de  $g_m$  y  $C_{gs}$  pueden ser usadas para encontrar que:

$$\frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{V_s}{L} \quad \text{así entonces,} \quad f_T \approx \frac{1}{2\pi} \frac{V_s}{L} = \frac{1}{2\pi\zeta} \quad (4.3.7.2)$$

donde  $\zeta$  es el tiempo de transición del electrón bajo el gate,  $f_T$  es algunas veces referida como la frecuencia de corte del tiempo de transición.

Con este simple modelo puede ya ser visto que (1) dispositivos con un gate más corto (en longitud) operan a mayores velocidades y (2) la velocidad del dispositivo es independiente del ancho del gate, dado que este parámetro cambia con la misma relación a  $g_m$  y  $C_{gs}$ . Ambas afirmaciones son válidas mientras la longitud del gate permanezca siendo mucho más larga que el espesor del canal y el elemento parásito asociado con la resistencia de metalización del gate sea despreciado.

Otro parámetro o medida importantísima, es la frecuencia máxima de oscilación  $f_{max}$ . Este parámetro está definido como la más alta frecuencia a la cual el dispositivo es capaz de proveer ganancia de potencia sin ninguna retroalimentación externa añadida. Una definición equivalente de  $f_{max}$  es: la frecuencia a la cual la máxima ganancia disponible (Maximum Available Gain) llega a ser cero. La máxima ganancia disponible es la ganancia conseguida mediante el acoplamiento conjugado simultáneo de ambas, entrada y salida cuando el dispositivo es estable.

$$f_{max} = \frac{f_T}{2 \sqrt{R_i G_{ds}}} \quad (4.3.7.3)$$

En los MESFET para microondas,  $R_i G_{ds} \ll 1$  y así la máxima frecuencia de oscilación es normalmente mucho mayor que la frecuencia de corte de ganancia de corriente.

El parámetro  $f_T$  sirve como una simple medida de la velocidad de un FET. Por definición, un incremento en  $f_T$  significa un incremento en la transconductancia por unidad de capacitancia del gate. La reducción de la longitud del gate incrementa  $f_T$  linealmente tanto como la longitud del gate permanece mucho más larga que el espesor del canal, rechazando los efectos del gate corto. Un canal mucho más delgado significa sacrificar la capacidad de potencia que puede mantener el FET, porque así el canal lleva menos corriente saturada. Este problema puede ser evitado mediante el incremento del

dopaje semiconductor, lo cual aumenta el nivel de corriente. El dopaje alto incrementa tanto  $g_m$  como  $C_{gs}$  proporcionalmente a  $N_d$ , dejando  $f_T$  sin cambio. El efecto negativo del alto dopaje es que la movilidad y la velocidad de saturación de los portadores se ven reducidas debido a que el dispersamiento se incrementa, también se reduce el voltaje de ruptura. Si dicho voltaje es muy bajo, el dispositivo no podrá llegar al punto de estrangulamiento y su operación por consiguiente será muy ineficiente.

Otro modo por el cual la corriente total del drain puede ser incrementada es mediante el ensanchamiento del FET o el incremento de la periferia del gate. En primera instancia,  $f_T$  permanece sin cambio. Existen, sin embargo otros serios efectos. La resistencia del gate metálico se incrementa con el ancho del gate. Un gate con perfil de hongo o un trazado interdigitalizado puede mantener la resistencia del gate bajo control. Pero eventualmente, gates muy anchos resultan en valores mucho más altos de otros elementos parásitos como lo es la capacitancia de la almohadilla y reduce el aislamiento entre el gate y el drain.

#### 4.4 TRANSISTORES DE ALTA MOVILIDAD ELECTRONICA (HEMT)

Algunos autores en los inicios de la década de los años 70 predijeron que la máxima frecuencia de operación de un GaAs FET útil sería alrededor de los 30 GHz. Desde entonces, los MESFET de GaAs han sido fabricados con un desempeño respetable más allá de los 60 GHz. No obstante los equilibrios entre potencia, velocidad, ganancia y ruido permanecieron iguales. Así el HEMT, también conocido como MODFET (modulation doped FET), elude algunos de los equilibrios mencionados arriba mediante una aproximación fundamentalmente diferente.

Un HEMT es una clase de transistor de efecto de campo, el cual fue inventado por los japoneses (Fujitsu Co.) y exitoso en ser comercializado. Como se sabe en la teoría de los semiconductores, es de un sentido común que una impureza de tipo n deba ser dopada en una capa de semiconductor para generar electrones en él. Así los electrones no podrán moverse rápido debido a sus colisiones con las impurezas residentes en la misma región.

El HEMT es entonces un dispositivo "inteligente" para resolver esta contradicción mediante el uso de electrones de alta movilidad generados por una heterojuntura de una capa delgada de AlGaAs tipo n altamente dopada y una capa de GaAs no dopada. Los electrones generados en el AlGaAs de tipo n caen completamente dentro de la siguiente capa de GaAs para hacer una capa de AlGaAs agotada, debido a que la heterojuntura creada por una diferente banda de separación (bandgap) de un material forma una especie de escalón en el lado del GaAs donde el electrón puede moverse rápido sin colisión con las impurezas. El primer HEMT exitoso fue el dispositivo de GaAs / AlGaAs que demostraron tener ganancias más altas y figuras de ruido bajísimas de las que hayan sido obtenidas por los GaAs FET. Otras estructuras HEMT empleando canales de InGaAs pronto siguieron ofreciendo incrementos en sus ventajas.

Actualmente, los HEMT fabricados en InP están creando nuevas posibilidades tanto en alta frecuencia, operación en bajo ruido y en la promesa de una más fácil integración de circuitos de alta velocidad con componentes ópticos operando a longitudes de onda para comunicaciones con fibra óptica. Las mayores mejoras sobre los MESFET incluyen longitudes del gate más cortos, reducción de las resistencias de los contactos del gate y el source.

#### 4.4.1 Estructura Física

La estructura básica de un HEMT es una estructura de heterojuntura selectivamente dopada de GaAs-AlGaAs mostrado en la figura 4.4.1.1

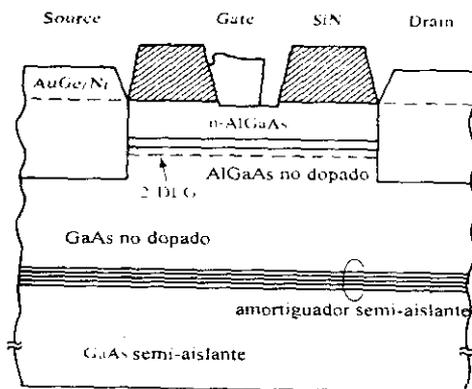


Figura 4.4.1.1 Sección transversal de un HEMT

Una capa no dopada de GaAs y una capa de AlGaAs tipo n dopada con Silicio (Si) están creciendo sucesivamente en un sustrato semiaislante de GaAs. Un gas de electrones bidimensional (2-Dimensional Electron Gas- 2DEG-) es creado entre la capa no dopada y la de tipo n. Una capa amortiguadora es encajonada entre la capa no dopada de GaAs y el sustrato semiaislante. El HEMT puede ser fabricado usando las técnicas de circuitos integrados. La figura 4.4.1.2 indica la secuencia para los procedimientos de autoalineación del gate en la fabricación de alta escala de integración de los HEMT, incluyendo el tipo "E" (modo de enriquecimiento) y el tipo "D" (modo de agotamiento).

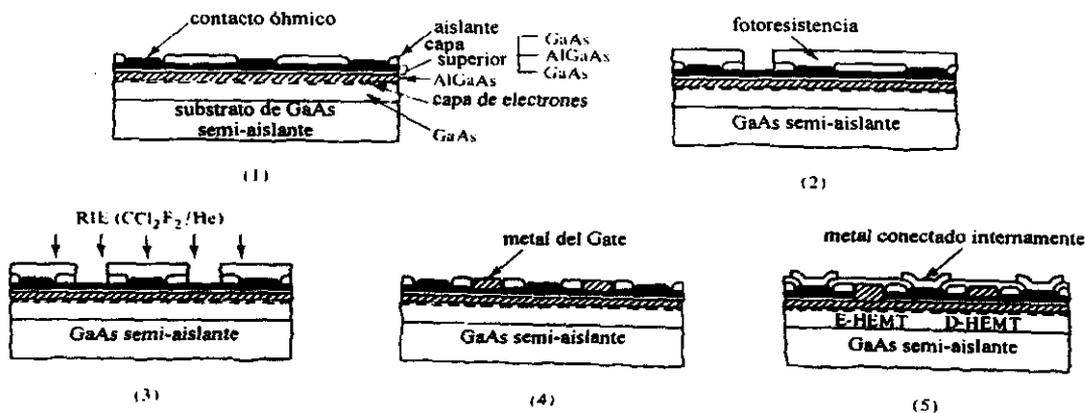


Figura 4.4.1.2 Pasos de procesamiento para el acoplamiento directo de un HEMT

Los pasos del proceso incluyen lo siguiente:

1.- Formación del contacto óhmico:

La región activa es aislada por una placa de escalón poco profunda (180 nm) el cuál es casi conseguido en un sencillo proceso, y puede ser hecho casi plano. El source para los HEMT variantes E y D están metalizados con una aleación de máxima fusibilidad de AuGe y un revestimiento de una aleación de Au para producir contactos óhmicos con la capa de electrones.

2.- Abertura de Ventanas del Gate:

Los finos patrones del gate son formados para los E-HEMT cuando la capa superior de GaAs y la delgada de  $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$  (que sirve de tapón) son dibujados mediante grabado químico no selectivo.

3.- Grabado Selectivo en Seco:

Con el mismo proceso fotoresistivo para la formación de patrones del gate en los D-HEMT, el grabado selectivo en seco es desarrollado para remover la capa superior del GaAs de los D-HEMT y también remover la capa de GaAs bajo la delgada capa de  $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$  de los E-HEMT.

4.- Metalización del Gate:

Los contactos Schottky del gate para los HEMT E y D son proporcionados mediante el depositamiento de aluminio (Al). Estos contactos y la capa superior de GaAs para los contactos óhmicos son entonces autoalineados para conseguir desempeño de alta velocidad.

5.- Metalización de la Interconexión:

Finalmente, las conexiones eléctricas provenientes del metal interconector compuesto de Ti, Pt y Au, hacia las terminales del dispositivo son proporcionados a través de hoyos de contacto grabados o impresos en una película aislante cruzada.

#### 4.4.2 Principio Básico de Operación

Dado que el GaAs tiene una mayor afinidad electrónica, los electrones libres en la capa de AlGaAs son transferidos a la capa no dopada de GaAs donde formaran un gas de alta movilidad de electrones bidimensional con unos 100 Å (angstrom) de interfase. La capa tipo n del AlGaAs del HEMT es completamente agotado a través de 2 mecanismos de agotamiento:

1.- El atrapamiento de electrones libres por los estados de la superficie causan el agotamiento de la superficie.

2.- La transferencia de electrones dentro de la capa no dopada de GaAs lleva consigo el agotamiento de la interfase.

El nivel de energía Fermi del gate metálico es ajustado al punto fijo, el cual es 1.2 eV por debajo de la banda de conducción. Con el reducido espesor de la capa de AlGaAs, los electrones provistos por los donadores en la mencionada capa son insuficientes para fijar el nivel Fermi de la superficie, y la región espacio-carga se extiende dentro de la capa no dopada de GaAs. Como resultado, la curvatura de la banda es movida hacia arriba y el gas de electrones bidimensional no aparece. Cuando un voltaje positivo mucho mayor que el voltaje de umbral es aplicado al gate ocasiona que los electrones se acumulen en la interfase y formen ahora sí el mencionado gas. La concentración de electrones puede controlar la operación de los HEMT tipo D y E. Conforme la temperatura decrece, la movilidad electrónica, la cuál es de aproximadamente 8000 cm<sup>2</sup>/V\*s a 300 K, se incrementa dramáticamente a 2x10<sup>5</sup> cm<sup>2</sup>/V\*s a 77K. Cuando la temperatura decrezca aún más, la movilidad electrónica a 50 K es 1.5x10<sup>6</sup> cm<sup>2</sup>/V\*s y de 2.5x10<sup>6</sup> cm<sup>2</sup>/V\*s a 4.5 K.

Las características de su desempeño son las siguientes:

- Corriente vs Voltaje ( I-V): La corriente del drain puede ser evaluada de la siguiente ecuación básica:

$$I_{ds} = qn(z)Wv(z) \quad (4.4.2.1)$$

donde:

q=carga del electrón

n(z)= concentración del gas de electrones bidimensional

W = ancho del gate

v(z) = velocidad del electrón

Las mayores ventajas conseguidas por un HEMT son su muy alta frecuencia de operación, bajísimo ruido y altísima velocidad. La tabla 4.4.2.1 compara datos del HEMT con otros dispositivos electrónicos de semiconductor.

Tabla 4.4.2.1 Desempeño del HEMT comparado con otros dispositivos

Dispositivo	Frecuencia (GHz)	Ruido	Potencia	Velocidad
HEMT	mas de 70 GHz	muy bueno	muy bueno	excelente
GaAs MESFET	40	bueno	bueno	bueno
GaAs/AlGaAs HBT	20	bueno	bueno	excelente
Si MOSFET	10	pobre	muy bueno	muy pobre
Si BJT	1	pobre	pobre	bueno

Los HEMT son dispositivos muy promisorios para alta velocidad, para muy alta escala de integración (VLSI), con baja disipación de potencia, pero ellos requieren nuevos y grandes avances tecnológicos para conseguir la calidad de la alta escala de integración del material GaAs-AlGaAs. Tales tecnologías incluyen MBE (molecular beam epitaxy)

y OMPVE (organic metal vapor phase epitaxy) así como la fabricación de dispositivos autoalineados.

La figura 4.4.2.1 muestra el circuito equivalente de un HEMT que puede ser de utilidad en los cálculos de señal pequeña o grande de un amplificador HEMT.

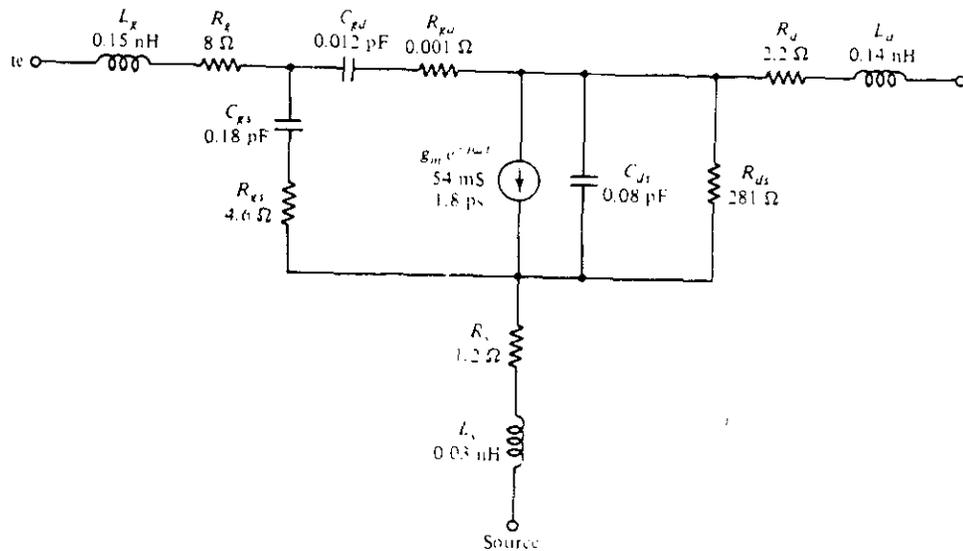


Figura 4.4.2.1 Circuito equivalente de un HEMT

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, Source y Drain), además de los efectos capacitivos y resistivos entre cada una de las terminales del dispositivo.

#### 4.4.3 Otras estructuras para HEMT: pHEMT (pseudomórfico)

Los amplificadores de bajo ruido empleando HEMT llevaron a la obsolescencia al pesado y torpe amplificador paramétrico. El concepto de HEMT, sin embargo, no se detiene con el dispositivo ya mencionado de GaAs/AlGaAs. Otros materiales semiconductores son conocidos por tener mucho mayores movilidades electrónicas y velocidades saturadas que el GaAs, haciéndolos deseables como materiales para el canal de un HEMT. Uno de esos materiales es el InGaAs, cuyas superiores propiedades para el transporte de electrones fueron establecidas a principios de los años 80. Estas propiedades son enriquecidas con una creciente fracción mol de Indio en este compuesto. La incorporación de una pequeña fracción de Indio en el canal de un HEMT de GaAs/AlGaAs tiene el doble efecto de incrementar la movilidad del canal así como la de mejorar la discontinuidad en la heterojuntura. El único efecto adverso de dicha incorporación es la tensión resultante en la retícula o rejilla de la estructura cristalina -en muchos casos- del material. A diferencia del AlGaAs, el cuál tiene una constante Lattice (constante de la retícula) fija, la constante Lattice del InGaAs se incrementa con altas fracciones de Indio. Debido al desajuste de la retícula, este tipo de HEMT es conocido como PSEUDOMÓRFICO. La fracción de Indio en el compuesto  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  no debe exceder aproximadamente 0.35 en los pHEMT de GaAs con el fin de evitar un excesivo

desajuste en la red (enramado). Un excesivo desajuste o un grueso crecimiento de capas desajustadas puede causar dislocaciones en la red que impidan el transporte de portadores.

Es posible tomar ventaja de las propiedades mejoradas de altos contenidos de Indio en el AlGaAs si el material del sustrato del HEMT no es GaAs sino InP, el cual es un material para sustrato completamente disponible. Sin embargo, mientras que las propiedades electrónicas del InP son muy similares a las del GaAs, este material no es de uso común en circuitos electrónicos. La razón primordial es que un aceptable contacto Schottky con el InP no está disponible; así el desempeño de los MESFET de InP caen por debajo de sus contrapartes de GaAs. Esto no es de importancia cuando el dispositivo activo es un HEMT. El contacto Schottky es construido en un material cuya banda de separación (bandgap) es más alta y cuya red está acoplada al sustrato. Cuando los HEMT están construidos sobre GaAs, el contacto Schottky es hecho entonces de AlGaAs. Para los HEMT hechos sobre InP, el compuesto  $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$  acoplado en su red al InP está disponible para soportar la barrera Schottky como se observa en la gráfica de la figura 4.4.3.1. La banda de separación de este material es 1.45 eV. Mientras que el  $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}$ . Así tiene una banda de 0.75 eV, con una movilidad electrónica excediendo los  $12000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  a temperatura de habitación. En la figura 4.4.3.2 se muestra la estructura de un HEMT de InGaAs/InAlAs sobre un sustrato InP. Este dispositivo registra las más altas velocidades y las más bajas figuras de ruido reportadas para cualquier transistor. Los HEMT de InP pseudomórfico han sido también construidos usando fracciones mol aún más altas de Indio (arriba de 65 %).

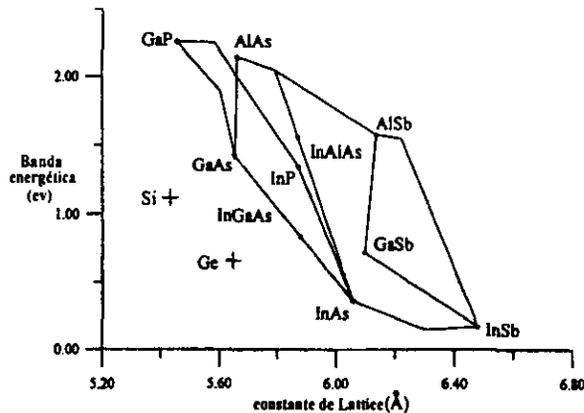


Figura 4.4.3.1 Bandas energéticas y constantes Lattice de semiconductores

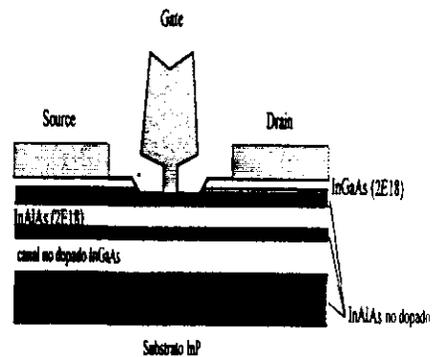


Figura 4.4.3.2

## PARÁMETROS INDISPENSABLES PARA EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

### 5.1 INTRODUCCIÓN

En este proyecto se plantea desarrollar amplificadores de bajo ruido para utilizarlos en sistemas satelitales de gran capacidad a frecuencias muy altas como es el caso de la banda Ka, ya que como hemos venido mencionando, se ha tenido que incrementar la frecuencia de operación de los sistemas de radiocomunicaciones debido al congestionamiento del espectro radioeléctrico a frecuencias bajas.

Las tecnologías de bajo ruido en microondas en la banda milimétrica han sido 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 recepción remota.

El amplificador de bajo ruido para la banda milimétrica constituye una parte muy importante en los sistemas de comunicación, ya que el nivel de potencia de la señal de entrada es muy pequeño, lo cual 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. En lo que se refiere 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, o sea que la intensidad de la señal decrece mientras el nivel de ruido aumenta, y la relación señal a ruido 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 relación señal a ruido se conservará en el mejor de los casos sin cambio. En realidad la amplificación deteriora aún más la relación señal a ruido 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 TEORÍA DE BIPUERTOS

Un par de terminales al que se puede conectar una fuente de excitación o una impedancia de carga, se denomina puerto. Cuando un circuito tiene dos pares de terminales se denomina circuito de dos puertos o simplemente bipuerto. Los métodos de análisis de bipuertos se desarrollan a partir de las variables externas de la red, esto es, de aquellas variables que pueden medirse en los dos puertos; no toman en cuenta las variables interiores de la red.

Los bipuertos se caracterizan mediante sistemas de ecuaciones que tienen como variables a las corrientes y voltajes de los puertos, sin embargo, cuando dos de las cuatro variables se escogen como variables independientes, las otras dos pueden expresarse como variables dependientes por medio de ecuaciones independientes, y como coeficientes de estas variables están los parámetros de impedancia ( $Z$ ), de admitancia ( $Y$ ), híbridos ( $H$ ) y de transmisión ( $ABCD$ ). La figura siguiente representa una red de microondas mediante la teoría de bipuertos:

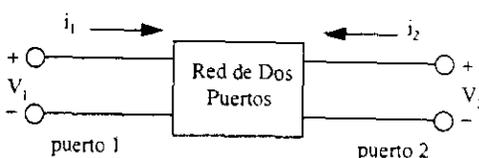


Figura 5.2.1. Diagrama esquemático de un bipuerto

Los transistores para microondas pueden ser representados por bipuertos, aunque a bajas frecuencias los bipuertos se representan por los parámetros  $Z$ ,  $Y$ ,  $H$  o  $G$  y  $ABCD$  como ya habíamos mencionado, pero para altas frecuencias estos parámetros no pueden ser medidos en forma precisa 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, por lo que 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, y caracterizan completamente el comportamiento de una red de dos puertos para microondas.

## 5.3 REPRESENTACIÓN DE UN BIPUERTO MEDIANTE PARÁMETROS $Z$

La representación más común de una red de dos puertos a baja frecuencia es la matriz de impedancias o parámetros  $Z$ , para su obtención se escoge a  $V_1$  y  $V_2$  como variables dependientes y a  $i_1$  e  $i_2$  como variables independientes, es decir:

$$V_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2$$

$$V_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2$$

Y en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (5.3.1)$$

Los parámetros  $Z$  pueden determinarse experimentalmente midiendo los voltajes y corrientes, en pruebas de circuito abierto, en los dos pares de terminales del bipuerto.

$$V_1 = Z_{11} i_1 \quad i_2=0 \Rightarrow Z_{11} = \frac{V_1}{i_1 \quad i_2=0}$$

$$V_1 = Z_{12} i_2 \quad i_1=0 \Rightarrow Z_{12} = \frac{V_1}{i_2 \quad i_1=0}$$

$$V_2 = Z_{21} i_1 \quad i_2=0 \Rightarrow Z_{21} = \frac{V_2}{i_1 \quad i_2=0}$$

$$V_2 = Z_{22} i_2 \quad i_1=0 \Rightarrow Z_{22} = \frac{V_2}{i_2 \quad i_1=0}$$

donde:

- $Z_{11}$ : impedancia de entrada a circuito abierto
- $Z_{21}$ : impedancia de transferencia directa a circuito abierto
- $Z_{12}$ : impedancia de transferencia inversa a circuito abierto
- $Z_{22}$ : impedancia de salida a circuito abierto

Se dice que un bipuerto es recíproco, si la excitación y la respuesta forzada no varían al intercambiar los puertos de excitación y de respuesta.

La condición para que un bipuerto sea recíproco es que las impedancias de transferencia sean iguales, osea:

$$Z_{21} = Z_{12}$$

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

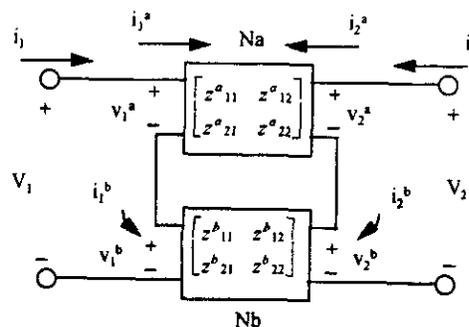


Figura 5.3.1. Bipuertos conectados en serie usando parámetros  $Z$

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

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a + v_1^b \\ v_2^a + v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z^{a_{11}} + z^{b_{11}} & z^{a_{12}} + z^{b_{12}} \\ z^{a_{21}} + z^{b_{21}} & z^{a_{22}} + z^{b_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (5.3.2)$$

#### 5.4 REPRESENTACIÓN DE UN BIPUERTO MEDIANTE PARÁMETROS $Y$

Otra representación de un bipuerto a baja frecuencia es la matriz de admitancias o parámetros  $Y$ . Para obtener los parámetros de admitancia, las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  se toman como variables dependientes y los voltajes  $V_1$  y  $V_2$  como variables independientes.

Por el principio de superposición, las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  tienen, cada una de ellas dos componentes, una debida al voltaje  $V_1$  y la otra a  $V_2$ , es decir:

$$i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$i_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

Y en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.4.1)$$

Los parámetros  $Y$  pueden determinarse experimentalmente midiendo los voltajes y las corrientes, en pruebas de corto circuito, en los dos pares de terminales.

$$i_1 = Y_{11}V_1 \Big|_{V_2=0} \Rightarrow Y_{11} = \frac{i_1}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$

$$i_1 = Y_{12}V_2 \Big|_{V_1=0} \Rightarrow Y_{12} = \frac{i_1}{V_2} \Big|_{V_1=0}$$

$$i_2 = Y_{21}V_1 \Big|_{V_2=0} \Rightarrow Y_{21} = \frac{i_2}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$

$$i_2 = Y_{22}V_2 \Big|_{V_1=0} \Rightarrow Y_{22} = \frac{i_2}{V_2} \Big|_{V_1=0}$$

donde:

$Y_{11}$ : admitancia de entrada en cortocircuito

$Y_{21}$ : admitancia de transferencia directa en cortocircuito

$Y_{12}$ : admitancia de transferencia inversa en cortocircuito

$Y_{22}$ : admitancia de salida en cortocircuito

Como una admitancia es el inverso de la impedancia tenemos la relación siguiente entre las matrices  $Y$  y  $Z$ :

$$Y=Z^{-1}$$

La condición para que el bipuerto sea recíproco es que:  $Y_{12}=Y_{21}$

### 5.5 REPRESENTACIÓN DE UN BIPUERTO MEDIANTE PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN $ABCD$

Para la obtención de los parámetros de transmisión consideramos a  $V_1$  e  $i_1$  como variables dependientes y a  $V_2$  y  $-i_2$  como variables independientes. La razón por la cual se usa  $-i_2$  como variable independiente en vez de  $i_2$ , es porque el uso más importante de este conjunto de parámetros está en el estudio de bipuertos conectados en cascada, estos pueden estar en serie o en paralelo.

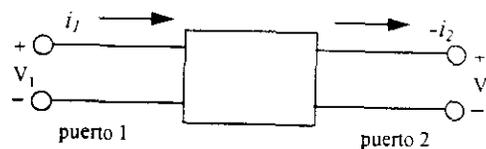


Figura 5.5.1. Bipuerto para obtener los parámetros  $ABCD$

Las ecuaciones que describen al bipuerto de la figura 5.5.1 son:

$$V_1=AV_2 - Bi_2$$

$$i_1=CV_2 - Di_2$$

y en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (5.5.1)$$

Cada uno de los coeficientes de  $V_2$  y  $-i_2$  en las ecuaciones puede determinarse experimentalmente midiendo los voltajes y corrientes, en pruebas de circuito abierto y cortocircuito, en los dos pares de terminales del bipuerto.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{i_2=0}$$

$$B = \left. \frac{V_1}{-i_2} \right|_{V_2=0}$$

$$C = \left. \frac{i_1}{V_2} \right|_{i_2=0}$$

$$D = \left. \frac{i_1}{-i_2} \right|_{V_2=0}$$

donde:

- A: ganancia inversa de voltaje a circuito abierto
- B: impedancia de transferencia a cortocircuito
- C: admitancia de transferencia a circuito abierto
- D: ganancia inversa de corriente a cortocircuito

En este caso la condición para que el bipuerto sea recíproco es que el determinante de la matriz  $ABCD$  sea unitario, es decir:

$$\Delta_{ABCD} = AD - CB = 1$$

Es conveniente usar la matriz de transmisión  $ABCD$  para caracterizar los parámetros eléctricos de una red de microondas ya que cuando se tienen redes de dos o más puertos conectados en cascada la matriz  $ABCD$  equivalente es igual al producto de las matrices individuales  $ABCD$  de cada uno de los puertos, no importa que estén en serie o en paralelo. La forma de representar bipuertos con otro tipo de parámetros diferentes a los  $ABCD$ , es mediante la conversión de parámetros.

### 5.6 REPRESENTACIÓN DE UN BIPUERTO MEDIANTE LA MATRIZ DE DISPERSIÓN $S$

A frecuencias de microondas no es posible determinar ninguno de los parámetros antes mencionados, por lo que es necesario una nueva representación de las redes de dos puertos a estas frecuencias. La representación más apropiada es la matriz de dispersión, cuyos elementos son los parámetros de dispersión  $S$ . Estos parámetros definen única y completamente la ganancia de señal pequeña y las propiedades de emitancia de entrada/salida de una red de dos puertos. Interpretados fácilmente, los parámetros  $S$  son meramente ganancias de inserción, en directa e inversa; y coeficientes de reflexión, de entrada y de salida, con impedancias iguales en ambos puertos, usualmente  $50\Omega$ . Este tipo de medida de un sistema es particularmente atractivo, ya que es relativamente sencillo obtener una medida más precisa a frecuencias de microondas.

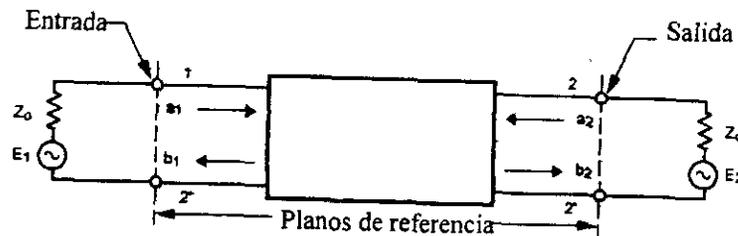


Figura 5.6.1. Bipuerto para obtener los parámetros  $S$

Donde  $a_1$  representa la onda incidente y  $b_1$  la onda reflejada para el puerto de entrada 1, mientras que  $a_2$  representa la onda incidente y  $b_2$  la onda reflejada para el puerto de salida 2 y  $Z_0$  es la impedancia característica igual a  $50\Omega$ . Los parámetros  $S$  se determinan de la siguiente forma:

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

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

y en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (5.6.1)$$

donde:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{\text{onda reflejada}}{\text{onda incidente}} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{\text{potencia de salida}}{\text{potencia de entrada disponible}} = T_{dir}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \Gamma_{out} \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} = T_{inv}$$

donde:

- S11: coeficiente de reflexión  $\Gamma_{in}$  de entrada
- S21: coeficiente de transmisión  $T_{dir}$  en directa
- S12: coeficiente de transmisión  $T_{inv}$  en inversa
- S22: coeficiente de reflexión  $\Gamma_{out}$  de salida

Los parámetros de dispersión representan los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) y los coeficientes de transmisión en directa y en inversa ( $S_{21}$  y  $S_{12}$ ).

Los parámetros  $S$  son medidos para diferentes frecuencias cuando los puertos de entrada y de salida del transistor se encuentran conectadas a una carga que generalmente es de  $50 \Omega$  y físicamente sólo se pueden medir en un punto determinado. Dichos parámetros también se pueden dar en dB:

$$S_{11, dB} = 20 \log S_{11}, \quad S_{12, dB} = 20 \log S_{12}, \quad S_{21, dB} = 20 \log S_{21}, \quad S_{22, dB} = 20 \log S_{22}$$

Con los parámetros  $S$  es posible calcular los coeficientes de reflexión y los coeficientes de transmisión para una impedancia de carga y de fuente arbitrarias donde dichas impedancias están descritas por sus  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_s$  respectivamente:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

## 5.7 RELACIONES ENTRE LAS MATRICES DE BIPUERTOS

Un bipuerto puede ser descrito en términos de varios parámetros, por lo que es necesario tener relaciones para convertir de un tipo de parámetros a otro. A continuación se presenta la conversión de parámetros  $S$ ,  $Z$  y  $ABCD$ .

donde:

$$\begin{aligned} |Z| &= Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \\ \Delta Z &= (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21} \\ \Delta ABCD &= A + B/Z_0 + C/Z_0 + D \end{aligned}$$

Tabla 5.7.1. Relación entre las matrices de bipuertos

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

## 5.8 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión se puede definir como un dispositivo para transmitir o guiar energía de un punto a otro. La energía puede ser para iluminación, calefacción o para desarrollar trabajo, o puede estar en forma de información de señal (palabras, imágenes, datos, música). Básicamente, una línea de transmisión tiene dos terminales en las que se alimenta potencia (o información) y dos terminales en las que se recibe la potencia (o información). Así pues, una línea de transmisión se puede considerar como un dispositivo de cuatro terminales para conectar los dispositivos eléctricos que sean.

Las líneas de transmisión están en todas partes y son de una variedad infinita, pero independientemente del tipo, longitud o construcción, todas funcionan de acuerdo a los mismos principios básicos.

Es conveniente clasificar las líneas de transmisión en tres grupos principales:

1. Las que tiene modos electromagnéticos transversales TEM: tanto el campo magnético como el eléctrico son enteramente transversales a la dirección de propagación. No existe componente de  $\vec{E}$  ni de  $\vec{H}$  en la dirección de transmisión, ejemplos de ellas son todos los tipos bifilares, incluyendo líneas coaxiales. La potencia fluye a lo largo de los conductores y entre ellos.

2. Tipo de modo superior: siempre tienen por lo menos una componente de campo en la dirección de la transmisión, o sea  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ , o ambos. Las guías de onda de conductor hueco sencillo, las varillas dieléctricas y las fibras ópticas son ejemplos de este tipo. La potencia fluye en el espacio interior del conductor, o dentro o cerca de la varilla dieléctrica o fibra de que se trate.

3. Las ondas espaciales TEM entre antenas de un sistema de radio. La potencia se radia a través del espacio.

Una línea de transmisión se puede representar 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 5.8.1 una línea de transmisión es representada esquemáticamente como un par de líneas paralelas que pueden conducir ondas electromagnéticas transversales (modo de propagación TEM), donde es evidente la falta de componentes de campo longitudinales.

La diferencial de longitud que se muestra en la figura 5.8.1 puede modelarse para su análisis mediante un circuito eléctrico, como se observa en la figura 5.8.2.

donde :

- R: es la resistencia en serie por unidad de longitud para ambos conductores en  $\Omega/m$
- 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  $S/m$
- C: es la capacitancia en paralelo por unidad de longitud en  $F/m$

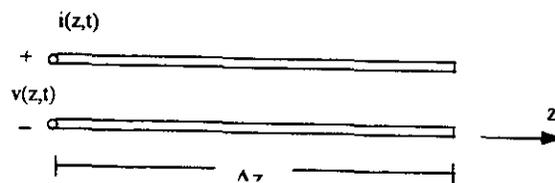


Figura 5.8.1. Representación esquemática de un elemento diferencial de una línea de transmisión

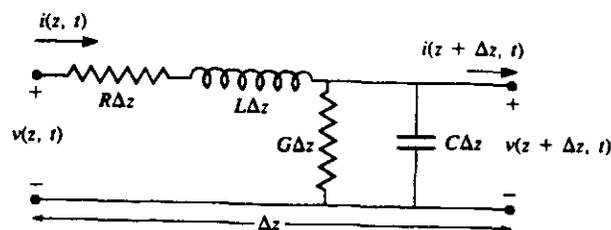


Figura 5.8.2. Circuito equivalente de una línea de transmisión

La inductancia en serie  $L$  representa la inductancia total de los dos conductores, mientras 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 dos conductores, y la conductancia en paralelo  $G$  es debida a las pérdidas en el dieléctrico.

### 5.8.1 Propagación de la Onda sobre una Línea de Transmisión

Aplicando las leyes de Kirchhoff al circuito de la figura 5.8.2 obtenemos lo siguiente:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0, \quad (5.8.1.1)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0. \quad (5.8.1.2)$$

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

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), \quad (5.8.1.3)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z). \quad (5.8.1.4)$$

Notándose la similitud entre este par de ecuaciones y las ecuaciones de Maxwell representadas por la ley de Faraday y por la ley de Ampere.

Ley de Faraday:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}. \quad (5.8.1.5)$$

Ley de Ampere:

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J}. \quad (5.8.1.6)$$

donde:

$\bar{E}$  es la intensidad de campo eléctrico en  $[V/m]$

$\bar{H}$  es la intensidad de campo magnético en  $[A/m]$

$\bar{B}$  es la intensidad de flujo magnético en  $[Webers/m^2]$

$\bar{D}$  es el desplazamiento eléctrico en  $[Coulombs/m^2]$

$\bar{J}$  es la intensidad de corriente eléctrica en  $[A/m^2]$ .

Resolviendo este par de ecuaciones simultáneas se obtienen las ecuaciones de onda o ecuaciones de Helmholtz:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0, \quad (5.8.1.7)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0. \quad (5.8.1.8)$$

donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (5.8.1.9)$$

que es la constante de propagación, la cual está en función de la frecuencia. Las soluciones de las ecuaciones de onda se pueden expresar como:

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}, \quad (5.8.1.10)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z}. \quad (5.8.1.11)$$

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

$$Z_0 = \frac{V_o^+}{I_o^+} = \frac{-V_o^-}{I_o^-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (5.8.1.12)$$

Se puede observar que para determinar la impedancia característica de la línea de transmisión es necesario conocer las cantidades por unidad de longitud  $R$ ,  $L$ ,  $G$ ,  $C$  y la frecuencia de operación  $\omega$ .

## 5.8.2 Líneas de Transmisión sin Pérdidas

De acuerdo al circuito de la figura 5.8.1 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 pueden despreciarse, por lo que si  $R = G = 0$  ( $\alpha = 0$ ) la constante de propagación  $\gamma$  se definiría como:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = j\omega\sqrt{LC} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}, \quad (5.8.2.1)$$

por lo tanto:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\sqrt{\mu\epsilon}. \quad (5.8.2.2)$$

donde:

$\alpha$ : es la constante de atenuación

$\beta$ : es la constante de fase

$\mu = \mu_r \mu_0 = \mu_r * 4\pi * 10^{-7}$  [H/m] es la permeabilidad de la línea de transmisión y

$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = \epsilon_r * 8.854 * 10^{-12}$  [F/m] es la permitividad de la línea de transmisión.

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

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (5.8.2.3)$$

Es decir, para una línea de transmisión sin pérdidas la impedancia característica  $Z_0$  depende únicamente de la permeabilidad  $\mu$  y de la permitividad  $\epsilon$  de la línea de transmisión. Parámetros producidos por el efecto inductivo y capacitivo presentes sobre la línea.

### 5.8.3 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.

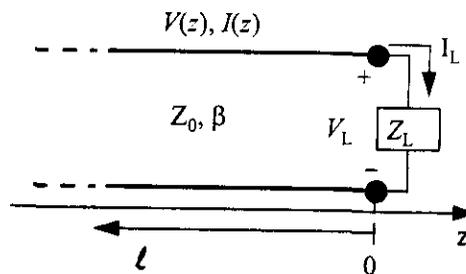


Figura 5.8.3.1. Representación de una línea de transmisión sin pérdidas y con carga

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

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}, \quad (5.8.3.1)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z}. \quad (5.8.3.2)$$

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

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_0. \quad (5.8.3.3)$$

donde:

$$V_o^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_o^+. \quad (5.8.3.4)$$

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  $\Gamma$ , definido de la siguiente forma:

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (5.8.3.5)$$

Por lo tanto, la componente total de voltaje y de corriente sobre la línea de transmisión puede expresarse como:

$$V(z) = V_o^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}], \quad (5.8.3.6)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}]. \quad (5.8.3.7)$$

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. Solo cuando  $\Gamma = 0$  no hay onda reflejada, para obtener  $\Gamma = 0$  la impedancia de carga  $Z_L$  debe ser igual a la impedancia de la línea de transmisión  $Z_0$ , esto es  $Z_L = Z_0$ . Es entonces cuando se dice que la carga esta acoplada a la línea debido a que no existe reflexión alguna y toda la potencia esta siendo transferida hacia la carga.

Una vez definido el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ , 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:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (5.8.3.8)$$

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.

Debido a que la impedancia vista hacia la carga varia 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  $z = -l$ :

$$\Gamma(l) = \frac{V_o^- e^{-j\beta l}}{V_o^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta l} \quad (5.8.3.9)$$

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

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (5.8.3.10)$$

Cabe mencionar que esta ecuación es muy importante, ya que determina la impedancia vista hacia la carga sobre cualquier punto de 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.

## 5.9 CARTA SMITH

El análisis de problemas para el diseño de líneas de transmisión y acoplamiento de circuitos a frecuencias de microondas puede ser muy complicado e inconveniente si se hace en forma analítica. Por lo que un método gráfico como la carta Smith es muy útil para la solución de dichos problemas.

La carta Smith fue desarrollada en los laboratorios Bell en 1939 por P. Smith; es una gráfica polar del coeficiente de reflexión de voltajes  $\Gamma$ , o también conocido como el parámetro distribuido de un puerto  $s$  o  $s_{11}$  para reflexiones de la impedancia de carga compleja normalizada  $z = r + jx$ ; la impedancia normalizada es una cantidad dimensionalmente compleja obtenida por dividir la impedancia de carga real  $Z_L$  en ohms por la impedancia característica  $Z_0$  también en ohms de la línea de transmisión, este 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  $\theta$  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.

La utilidad real de la carta Smith es convertir coeficientes de reflexión a impedancias o admitancias normalizadas y viceversa; podemos definir al coeficiente de reflexión como la relación que se tiene entre la onda que llega y la onda que se refleja por ser el medio limitado por fronteras. Debido a que la onda que llega cambia de magnitud y fase a diferentes valores de  $Z_L$  entonces el coeficiente de reflexión también cambia a medida que  $Z_L$  se hace diferente de cero.

Las bases teóricas de la carta Smith son las siguientes:

Si 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:

$$\Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = |\Gamma|e^{j\theta}, \quad (5.9.1)$$

o bien:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (5.9.2)$$

donde la impedancia normalizada de la carga  $z_L$  es:

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + |\Gamma|e^{j\theta}}{1 - |\Gamma|e^{j\theta}}. \quad (5.9.3)$$

Tanto el coeficiente de reflexión como la impedancia normalizada son complejos, por lo que se pueden expresar en términos de su parte real y su parte imaginaria. Por lo que:

$$\Gamma = \Gamma r + j\Gamma i, \quad (5.9.4)$$

$$z_L = r_L + jx_L. \quad (5.9.5)$$

Y se puede reescribir la ecuación de la siguiente manera:

$$r_L + jx_L = \frac{(1 + \Gamma r) + j\Gamma i}{(1 - \Gamma r) - j\Gamma i}, \quad (5.9.6)$$

Agrupando la parte real y la imaginaria

$$r_L = \frac{1 - (\Gamma r)^2 - (\Gamma i)^2}{(1 - \Gamma r)^2 + (\Gamma i)^2}, \quad (5.9.7)$$

$$x_L = \frac{2(\Gamma i)^2}{(1 - \Gamma r)^2 + (\Gamma i)^2}. \quad (5.9.8)$$

Por último, 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, dichos círculos son ortogonales.

Círculos de resistencia constante:

$$\left( \Gamma r - \frac{r_L}{1 + r_L} \right)^2 + \Gamma i^2 = \left( \frac{1}{1 + r_L} \right)^2. \quad (5.9.9)$$

Círculos de reactancia constante:

$$(\Gamma r - 1)^2 + \left(\Gamma i - \frac{1}{x_L}\right)^2 = \left(\frac{1}{x_L}\right)^2. \quad (5.9.10)$$

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

$$|\Gamma| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}. \quad (5.9.11)$$

El SWR representa el grado de acoplamiento entre  $Z_0$  y  $Z_L$ , por lo tanto:

$$SWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad \text{si} \quad SWR = 1 \Rightarrow \Gamma = 0 \quad (5.9.12)$$

En conclusión la carta Smith es una herramienta gráfica que sirve para determinar todos aquellos parámetros de importancia sobre una línea de transmisión, aunque con un cierto porcentaje de error ya que la escala angular del borde de la carta tiene divisiones de 1/500 de la longitud de onda (0.72 grados) y la escala del coeficiente de reflexión puede ser leída con una precisión de 0.02, pero esto es suficiente para nuestros propósitos.

## 5.10 PRINCIPALES ESTRUCTURAS FÍSICAS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

A frecuencias de microondas las estructuras físicas de las líneas de transmisión son muy variadas, por lo que podemos tener 4 categorías:

1. líneas de transmisión de 2 conductores
2. líneas de transmisión coaxiales
3. guías de onda
4. línea plana y microcintas

Las líneas de dos conductores son para aplicaciones muy limitadas debido a las pérdidas por radiación y sólo son usadas para las frecuencias más bajas del espectro. Las líneas coaxiales superan el problema de las pérdidas por radiación por medio de la contención de la onda por el conductor exterior. Las líneas coaxiales están limitadas por la potencia que pueden transmitir. Como la frecuencia aumenta dentro de la región de microondas, el efecto de la superficie da por resultado un incremento en atenuación a través de las líneas coaxiales, limitando su uso a longitudes de línea cortas donde las pérdidas de potencia no son problema. Como la frecuencia aumenta más allá en la región de microondas, una guía de onda es la única solución práctica para entregar alta potencia electromagnética de un lado a otro sin grandes pérdidas de potencia en las líneas de transmisión. Las líneas planas y las microcintas son más útiles dentro de las estructuras

de componentes de microondas. Se adaptan rápidamente a las técnicas de circuitos impresos para microondas. Las microcintas no tienen las mismas ventajas de protección de las líneas planas, pero pueden ser fácilmente modificadas en el circuito para evitar el desacoplamiento. La impedancia característica de la línea plana, la microcinta, y las guías de onda dependen de los modos de transmisión de las ondas electromagnéticas.

Para reducir el número de configuraciones mecánicas diferentes e impedancias características, los valores de las líneas coaxiales y las guías de onda están estandarizadas a través de la industria, y generalmente son de  $50\Omega$ . Los tamaños de las líneas de transmisión coaxiales y guías de onda están estandarizadas por las bandas de frecuencia. Las líneas coaxiales vienen en configuraciones rígidas, flexibles, semiflexibles y sólido-flexibles.

### 5.11 MICROCINTAS

La microcinta está catalogada dentro de las líneas planas de transmisión, es compacta, de bajo costo y puede fabricarse por medio de procesos fotolitográficos. Está formada por una tira conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico que sirve como sustrato.

La figura 5.11.1 muestra la evolución de la microcinta a partir de una línea integrada de dos conductores. La transformación de (a) a (b) es esencialmente un cambio en la forma de los conductores, mientras que de (b) a (c) involucra el cambio de una placa conductora al plano de simetría. La configuración final (d) se obtiene insertando un dieléctrico entre los dos conductores.

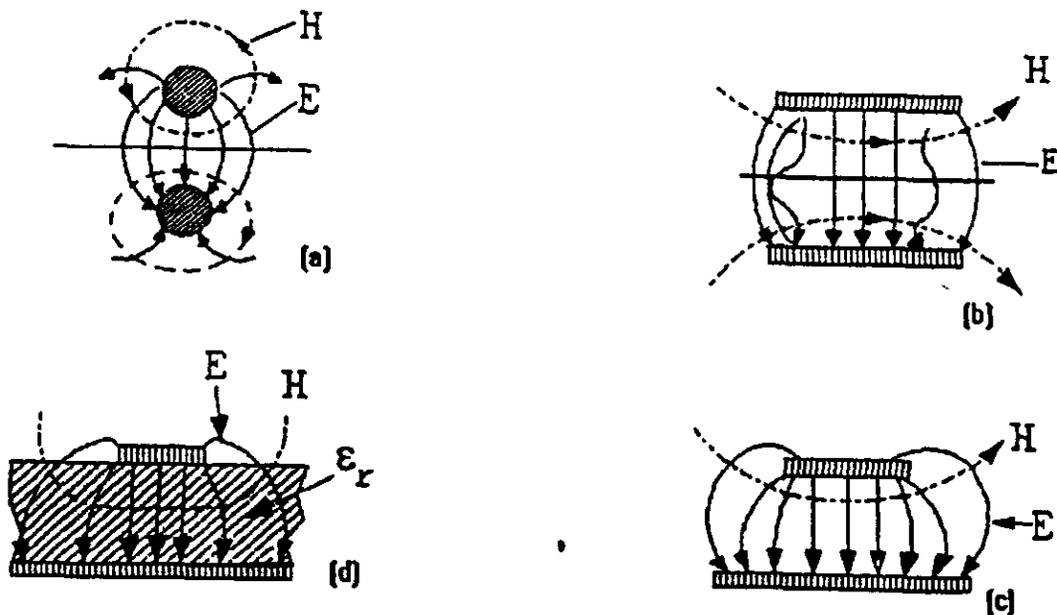


Figura 5.11.1 Transformación de la microcinta a partir de una línea de dos conductores

Por ser una estructura abierta, la microcinta es apropiada para conectar elementos pasivos y/o activos en el mismo sustrato, sin embargo, ésta misma ventaja es una dificultad al efectuar su análisis matemático ya que como se observa en la figura 5.11.2 existe una región de transición aire-dieléctrico que afecta a los campos TEM. Sin embargo, dado que las ventajas son mayores a las desventajas, se ha continuado en el desarrollo de este concepto.

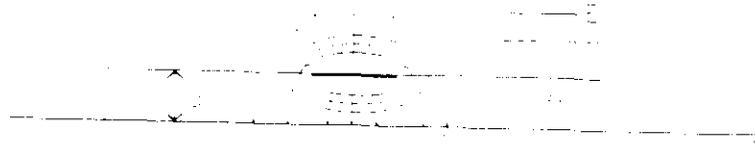


Figura 5.11.2. Distribución de los campos eléctrico y magnético sobre la microcinta

Si uno resuelve las ecuaciones electromagnéticas para encontrar las distribuciones de campo, uno encuentra rápidamente un patrón completo TEM (transversal electromagnético). Esto significa que hay tan sólo unas regiones en donde hay una componente de campo eléctrico o magnético en la dirección de propagación de la onda, por lo que el modo dominante en la microcinta es un modo híbrido.

El modelo de campo es normalmente llamado Quasi TEM, éste surge debido a la interface entre el sustrato dieléctrico y el aire circundante. Las líneas de campo eléctrico tienen una discontinuidad en dirección a la interface. Las condiciones de frontera para el campo eléctrico son que la componente normal del campo eléctrico mide la constante dieléctrica que es continua a través del límite; así en el dieléctrico que tiene que tener una constante dieléctrica de 10, el campo eléctrico decrece a 1/10 de su valor en el aire. Por otro lado, la componente tangencial (paralela a la interface) del campo eléctrico es continuo a través de la frontera o el límite. En general entonces observamos un cambio súbito de dirección de las líneas de campo eléctrico a la interface, que da lugar a una componente de campo magnético longitudinal de la segunda ecuación de Maxwell,  $E = -d\mathbf{B}/dt$ .

Puesto que algo de energía eléctrica es acumulada en el aire y alguna en el dieléctrico, la constante dieléctrica efectiva para las ondas en la línea de transmisión quedará en alguna parte entre el aire y entre el dieléctrico, por ésta razón la microcinta no puede soportar un modo de transmisión TEM, debido a que la velocidad de fase sobre el dieléctrico sería  $c/\sqrt{\epsilon}$ , (donde  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio libre) y la velocidad de fase sobre el aire sería  $c$ . Típicamente la constante dieléctrica efectiva debe de ser del 50-85% del sustrato de la constante dieléctrica.

Como ya se mencionó el modo de propagación en una microcinta es un modo híbrido compuesto por ondas eléctricas transversales (TE) y por ondas magnéticas transversales (TM) y como para muchas aplicaciones prácticas  $d \ll \lambda$  los campos presentes son quasi-TEM, caso en el que es más fácil analizar las características de la microcinta. Las siguientes ecuaciones que definen la constante de fase y la longitud de onda en el sustrato de la microcinta se determinaron precisamente utilizando el caso estático.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5.11.1)$$

y

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\mu_r \epsilon_{ef}} \quad (5.11.2)$$

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 ( $f_c$ )

$\mu_r = 1$

$\epsilon_{ef}$  es la permitividad efectiva de la microcinta sobre el sustrato

El sustrato dieléctrico es usualmente delgado (se considera delgado cuando su grosor es menor a 0.05mm) así que los componentes del campo eléctrico paralelo al plano de tierra deben ser muy pequeños a través del sustrato.

La permitividad efectiva de la microcinta ( $\epsilon_{ef}$ ) sobre el sustrato, alumina u otros materiales, depende de la distancia  $d$  entre el sustrato y el plano de tierra y de la anchura  $W$  del conductor. Su valor debe cumplir con la siguiente desigualdad:

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \quad (5.11.3)$$

Considerando una impedancia característica de la microcinta de  $50\Omega$ , un dieléctrico de alumina ( $\epsilon_r = 9.8$ ) y una distancia [ $0.125 \text{ mm} < d < 6.35 \text{ mm}$ ] entre la cinta y el plano de tierra de 0.5mm, se puede determinar la permitividad efectiva de la microcinta, utilizando para ello la siguiente aproximación:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (5.11.4)$$

La permitividad efectiva de la microcinta puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza a las constantes del aire y del dieléctrico. La relación  $W/d$  puede determinarse mediante la siguiente igualdad:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (5.11.5)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \right], \quad (5.11.6)$$

Y

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (5.11.7)$$

La geometría de la microcinta se muestra en la figura 5.11.3. El resultado que se obtuvo para este caso fue una anchura del conductor  $W=0.4876$  mm y una permitividad efectiva del dieléctrico  $\epsilon_{ef}=6.6063$ .

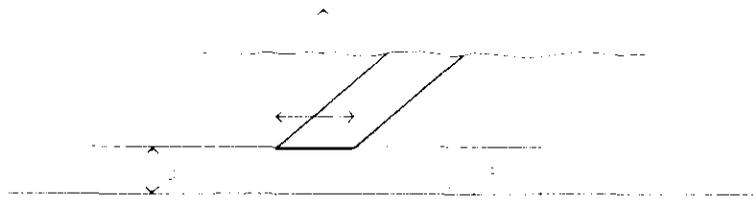


Figura 5.11.3. Geometría de la microcinta

El ancho de banda se incrementa con el grosor del sustrato y decrece con el incremento en la permitividad del sustrato. Un sustrato delgado con una constante dieléctrica alta es preferible para líneas de transmisión de microcinta y para circuitería de microondas.

El material dieléctrico del sustrato juega un papel esencial en el diseño, producción y funcionamiento del producto terminado. Durante la etapa de diseño existen varios aspectos de los materiales que deben ser considerados para hacer la elección correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto de vista de diseño, puede no durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los sustratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños. A continuación se presenta una tabla con algunos sustratos y quienes los fabrican.

Tabla 5.11.1 Algunos de los substratos disponibles en el mercado

$\epsilon_r$	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb (panel)	CibaGeigy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, CB2 4QD
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cumming Inc, Canton, Massachusetts, USA
2.1	RT Duroid 5880 (Politetrafluoretileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA
2.32	RT Duroid 5870	Rogers Corp.
3.5	Kapton Film	Dupont (Fortin Laminating Ltd., Unit 3, Brookfield Industrial State, Glossop, Derbyshire, UK)
6.0	RT Duroid 6006	Rogers Corp.
9.9	Alumina	Omni Spectra Inc, 24600 Hallwood Ct. Farmington, Michigan, 48024 USA
10.2	RT Duroid 6010	Rogers Corp.

Una vez determinada la anchura y la permitividad efectiva del dieléctrico, ( $W=0.4876$  [mm] y  $\epsilon_e = 6.6063$  para este caso) la atenuación debida a la presencia del dieléctrico, puede determinarse de la siguiente forma:

$$\alpha_{\omega} = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad [\text{Np} / \text{m}]. \quad (5.11.8)$$

donde:  $\tan \delta = 0.0003$ , son las pérdidas tangenciales del dieléctrico.  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ , es la constante de fase para el espacio libre.

La atenuación debida a las pérdidas por conducción puede determinarse de la siguiente forma:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad [\text{Np} / \text{m}], \quad (5.11.9)$$

donde  $R_s$  es la resistencia superficial del conductor, y es igual a:

$$R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2 \sigma} \quad (5.11.10)$$

donde:  $\sigma = 5.813 \cdot 10^7$  [S/m], es la conductividad del cobre. 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, éstas pueden expresarse también en dB/m, utilizando para ello la siguiente conversión:

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

## 5.12 ACOPLAMIENTOS

No cabe duda que uno de los problemas más serios a los que se enfrenta un diseñador 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 en particular. Precisamente, el potencial práctico de la carta Smith es de gran ayuda para el diseño de circuitos acopladores de impedancias.

### 5.12.1 Acoplado con Stubs.

El acoplamiento de la impedancia de una red a la impedancia de una línea de transmisión tiene dos ventajas principales. Primero, toda la potencia incidente es entregada a la red. Segundo, el generador es usualmente diseñado para trabajar dentro de una impedancia cercana a las impedancias comunes usadas en líneas de transmisión. Si esto se da, se tendrá su mejor comportamiento, la impedancia de carga no tiene parte reactiva, la cual puede jalar o arrastrar la frecuencia del generador, y el VSWR (relación de onda estacionaria de voltaje) en la línea es unitario o cerca a la unidad de tal forma que la longitud de la línea es inmaterial y la línea que conecta el generador a la carga es no resonante.

El acoplamiento con un stub sencillo se puede hacer de la siguiente forma:

Si se observa la carta Smith, se podrá encontrar un círculo de impedancia real constante  $r = 1$ , el cual va desde el punto de circuito abierto hasta el centro de la carta. Si alguien traza una impedancia arbitraria en la carta Smith y sigue alrededor de un radio constante en dirección hacia el generador, uno debe cruzar el círculo  $r = 1$  en cualquier lugar. Esta transformación en un radio constante representa un movimiento a lo largo de la línea de transmisión en dirección al generador. Un circuito o vuelta completa en la carta Smith representa un viaje de media longitud de onda hacia el generador. En este punto de intersección la impedancia de carga arbitraria  $r + jx$  ha sido transformada en  $1 + jx'$ , de tal manera que al menos la parte real de la impedancia iguala o equivale a la impedancia característica de la línea. Nótese que en general  $x'$  es diferente de  $x$ . En este punto uno corta la línea y suma una reactancia pura  $-jx'$ . La impedancia total vista dentro de la suma de la impedancia de la línea y de  $-jx'$  es así  $1 + jx' - jx' = 1$  y la línea está acoplada.

Ahora, supóngase que la impedancia de carga cambia. Ajustando un sintonizador de stub sencillo es muy difícil. Uno tiene que quitar o mover el stub, rehacer la línea donde la discontinuidad o ruptura estaba, y calcular la nueva longitud del stub y el punto de acoplamiento.

Podemos usar entonces el acoplamiento simultáneo de doble stub, o sea dos stubs permanentemente acoplados a la línea en puntos fijos para el acoplamiento, y sintonizarlos o ajustarlos mediante la alteración de sus longitudes. Dos valores tienen que ser acoplados ( $r$  y  $x$ ) y tenemos dos variables; la longitud de cada stub.

Como antes, el stub en el extremo del generador tiene reactancia  $-jx'$  y es acoplado en un punto donde la impedancia de línea, incluyendo el efecto del otro stub a su punto fijo de acoplamiento, es entonces  $1+jx'$ . Transformando el círculo unitario  $r = 1$  en dirección a la carga hasta que se alcance el acoplamiento del stub en el extremo de carga, el círculo  $r = 1$  se transforma en otro círculo, llamado "B", tocando el exterior de la carta Smith, y también pasando a través de su centro.

La impedancia de carga, cuando es transformada en dirección del generador por encima del extremo final de la carga de la posición del stub, será una impedancia generalizada  $Z_L'$  diferente de  $Z_L$ . El efecto de este stub en el extremo de carga es el de añadir una reactancia  $x''$  a  $Z_L'$  de tal forma que el valor de la impedancia  $Z_L'+jx''$  cae en el círculo "B" antes mencionado. Entonces se escoge la longitud del stub para hacer que  $x''$  sea el valor requerido para que esto suceda. Si nosotros escribimos  $Z_L=r'+jx'$ , entonces el efecto de añadir el stub es el de mover la reactancia  $j(x'+x'')$  a lo largo de la curva constante de  $r'$  dependiendo del tamaño de  $x''$ .

Los circuitos acopladores se diseñan para una frecuencia central, en este caso es necesario conocer algunos parámetros del transistor a esa frecuencia sobre los cuales se estará realizando el acoplamiento. Por ejemplo: si se desea diseñar, como es el caso, un amplificador de bajo ruido para un receptor satelital en la banda milimétrica a 35 GHz de frecuencia, es necesario conocer el coeficiente de reflexión óptimo a esta frecuencia de operación, y diseñar con la ayuda de la carta Smith una red de acoplamiento que permitirá operar con los mínimos ruidos posibles. Y para obtener la máxima transferencia de potencia, es decir para obtener un perfecto acoplamiento es necesario que:

$$Z_{in} = Z_0$$

### 5.12.2 ¿ Por que Stubs ?

Los stubs son longitudes de línea de transmisión en circuito abierto o corto circuito con la intención de producir una reactancia pura en el punto de acoplamiento, para la frecuencia de interés de la línea. Cualquier valor de reactancia puede ser creado, como sea variada la longitud del stub que puede ir desde cero hasta media longitud de onda.

De nuevo, obsérvese la carta Smith y encuentre el círculo más externo donde el módulo del coeficiente de reflexión sea uno. En este círculo están los puntos de "corto" y "abierto", y todos los valores de reactancia positiva o negativa. La resistencia es cero en cualquier lugar. Para generar una reactancia específica, empiece en un corto circuito (o bien en circuito abierto) y siga alrededor en dirección del generador hasta que la reactancia deseada sea obtenida. En este punto el stub corta el número que indica el largo de la longitud de onda.

Es importante mantener la longitud total del stub lo más corta posible, si anchos de banda amplios son requeridos. Cada vez que se agrega media longitud de onda a la longitud del stub, la reactancia del stub llega de nuevo a ser el mismo valor. Es buena práctica de diseño crear stubs en el intervalo de 0 a 0.5 de longitud de onda. Sin

embargo, esto puede requerir un stub muy impráctico, de tal manera que uno puede construir el stub justo un poco mayor a 0.5 longitudes de onda.

### 5.12.3 ¿ Stubs abiertos ó cerrados?

Si a uno se le permite usar ya sea stubs abiertos o cerrados a voluntad, uno puede entonces mantener siempre la longitud total del stub en el intervalo de 0 a 0.25 longitudes de onda. Una longitud de línea de transmisión de 0.25 longitudes de onda nos toma solo medio camino alrededor de la carta y transforma un "abierto" en un "corto", o viceversa. En microcintas es usualmente más fácil dejar stubs en circuito abierto, por razones de construcción. En línea coaxial o de alambres paralelos, un stub de corto circuito tiene menos radiación de los extremos: es difícil hacer un circuito abierto perfectamente no radiante porque siempre existen algunos efectos finales en la línea.

### 5.12.4 Acoplamientos con Microcinta

Existen cuatro posibles formas de acoplar con microcintas, aunque no todas son idóneas ya que representan ciertos problemas a la hora de implementarlo físicamente.

1. STUB ABIERTO conectado en paralelo + línea de transmisión conectada en serie.
2. STUB CERRADO conectado en paralelo + línea de transmisión conectada en serie.
3. STUB ABIERTO conectado en serie + línea de transmisión conectada en serie.
4. STUB CERRADO conectado en serie + línea de transmisión conectada en serie.

Para el diseño del amplificador de este proyecto utilizaremos el stub abierto conectado en paralelo más la línea de transmisión conectada en serie, ya que es la manera más práctica de hacer las conexiones correspondientes, ya que si lo hiciéramos con un stub cerrado se tendría que agujerar el dieléctrico para poderlo conectar a tierra, y esto implicaría pérdidas, además de que desequilibraría el acoplamiento.

Es entonces más fácil trabajar en admitancias. Nótese que la carta Smith puede ser usada como una carta de admitancias meramente al rotarla 180 grados. Reactancia normalizada llega a ser conductancia normalizada así como susceptancia normalizada. Las admitancias en paralelo se suman, el punto de corto circuito tiene admitancia infinita y el punto de circuito abierto tiene cero admitancia.

El acoplamiento con stubs es solo deseable para anchos de banda fraccionalmente pequeños. Para acoplamientos con anchos de banda más amplios, un transformador de un cuarto de onda ( $\lambda/4$ ) puede ser usado. El acoplamiento de impedancias puede llevarse a cabo usando la carta Smith para cálculos y diseño, y componentes distribuidos toman el lugar de las longitudes de líneas de transmisión. Es posible hacer reflexiones indeseables si se usa un acoplamiento con stubs erróneo, por lo cual debemos tener cuidado al hacer el acoplamiento.

### 5.13 ESTABILIDAD

La estabilidad de un amplificador, o su resistencia a oscilar, es una consideración muy importante en el diseño y se puede determinar mediante los parámetros S, las redes de acoplamiento, y las terminales. En una red de dos puertos, las oscilaciones se producen cuando tanto los puertos de entrada como los de salida presentan una resistencia negativa.

Para determinar la estabilidad de una red de dos puertos se utiliza el factor k de estabilidad de Rollett dado por la siguiente ecuación:

$$k = \frac{1 - |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (5.13.1)$$

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

Una red de dos puertos es incondicionalmente estable si no existe ninguna combinación de cargas pasivas o impedancias de fuente que hagan que el circuito oscile. En términos de los parámetros S, la estabilidad incondicional se da si se cumplen las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &< 1 \\ |S_{22}| &< 1 \\ \frac{|S_{12}S_{21}| - |C_1^*|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} &> 1 \\ \frac{|S_{12}S_{21}| - |C_2^*|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} &> 1 \end{aligned}$$

donde  $C_1^* = (S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*$  y  $C_2^* = (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*$

Bajo éstas condiciones, el factor de estabilidad de Rollett es  $k > 1$ , el  $|\Delta| < 1$  y la ganancia máxima disponible es real y definida como:

$$G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \left( k \pm \sqrt{k^2 - 1} \right) \right| \quad (5.13.2)$$

Cuando  $k < 1$ , la red de dos puertos es potencialmente inestable, pero pueden existir áreas del plano  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_L$  en donde la parte real de la impedancia total de entrada (ó salida) es positiva y la red es condicionalmente estable. Las regiones de inestabilidad ocurren en los círculos de estabilidad, los centros y radios están definidos por:

$$rS_1 = \text{Centro del círculo de estabilidad en el plano de entrada}$$

$$= \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.13.3)$$

$$RS_1 = \text{Radio del círculo de estabilidad en el plano de entrada}$$

$$= \left[ \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right] \quad (5.13.4)$$

$$rS_2 = \text{Centro del círculo de estabilidad en el plano de salida}$$

$$= \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.13.5)$$

$$RS_2 = \text{Radio del círculo de estabilidad en el plano de salida}$$

$$= \left[ \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right] \quad (5.13.6)$$

La figura es un ejemplo físico del plano de entrada de una red condicionalmente estable y la localización del círculo de estabilidad. El área sombreada representa el área del plano de entrada en donde ocurre la inestabilidad u oscilación.

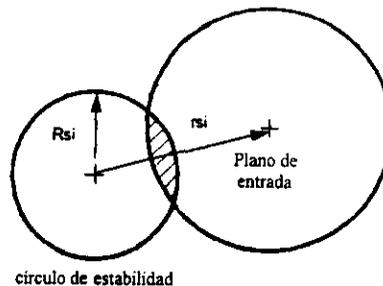


Figura 5.13.1 Representación gráfica de una red condicionalmente estable

El amplificador está diseñado utilizando un transistor de efecto de campo, por lo que la estabilidad está en función de los parámetros S del transistor. Si el transistor no es incondicionalmente estable se necesitará entonces algo para estabilizarlo. El método que se utiliza es hacer una modificación en la impedancia de entrada de la red activa, así al agregar impedancias en realimentación ya sea en serie o en paralelo al bipuerto del transistor, se puede transformar la matriz S de la red activa en una red modificada que sea estable, la cuál se puede calcular convirtiendo la matriz S del transistor en una matriz de impedancias o admitancias y sumarle la matriz de impedancias o admitancias del elemento en serie o paralelo.

En nuestro caso, utilizamos matrices de impedancias, así para el diseño del amplificador se utilizó una inductancia en serie entre la fuente del transistor y la tierra del circuito

para estabilizar a nuestro transistor, ya que la inductancia no incrementa el ruido en la etapa de amplificación por ser un elemento no disipativo.

La conexión entre el transistor y la inductancia corresponde a una conexión de bipuertos en serie como se muestra en la figura siguiente:

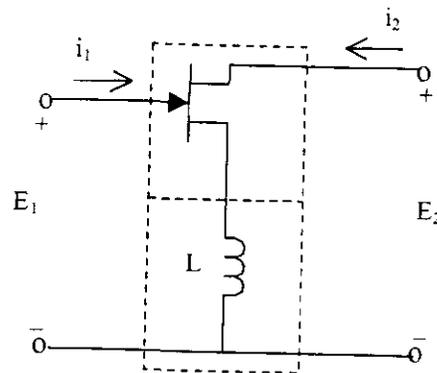


Figura 5.13.2 Red activa modificada

Dicho arreglo se calcula entonces de la siguiente manera, primero se obtiene la matriz  $Z_n$  del bipuerto del transistor:

$$Z_n = \begin{bmatrix} Z_{11}^n & Z_{12}^n \\ Z_{21}^n & Z_{22}^n \end{bmatrix} \quad (5.13.7)$$

Ahora se obtiene la matriz  $Z_d$  del inductor:

$$Z_d = \begin{bmatrix} Z_{11}^d & Z_{12}^d \\ Z_{21}^d & Z_{22}^d \end{bmatrix} \quad (5.13.8)$$

donde  $Z_{11}^d = Z_{12}^d = Z_{21}^d = Z_{22}^d = j\omega L$

Después se suman ambas matrices para obtener la matriz  $Z_T$  total equivalente del arreglo. Y por último se efectúa una conversión de parámetros  $Z$  a parámetros  $S$  para obtener los parámetros de dispersión  $S$  modificados y así poder evaluar nuevamente la estabilidad del transistor y determinar entonces qué valor de inductancia es el adecuado para estabilizar nuestro transistor.

Si el dispositivo usado en el amplificador fuera unilateral, su coeficiente de transmisión en inversa  $S_{12}$  sería igual a cero e inherentemente estable, pero normalmente la mayoría de los dispositivos no presentan esta propiedad principalmente a altas frecuencias ya que hace que el transistor se pueda volver inestable a frecuencias donde su realimentación interna es muy grande, por lo que su ganancia se haría infinita y el transistor entraría en un estado de oscilación. Por estas razones los dispositivos no unilaterales son los que se emplean mayormente en el diseño de circuitos para microondas, además de sus características de alta ganancia, baja figura de ruido y alta frecuencia de transición.

## 5.14 RUIDO

El ruido, en general, consiste en fluctuaciones espontáneas eléctricas u ópticas que compiten con la señal deseada por ejemplo en sistemas de comunicación, recepción, etc. Existen principalmente dos tipos de dichas fluctuaciones que son: el ruido térmico y el ruido impulsional o mejor conocido como shot noise.

El ruido térmico es causado por el movimiento aleatorio de los portadores de corriente (electrones o huecos) debido a su temperatura finita. La energía térmica de todos los objetos como electrones, átomos, etc., es la responsable del funcionamiento de resistores, semiconductores, y otros tantos dispositivos. La energía térmica se manifiesta en un objeto como movimientos físicos aleatorios como la traslación, rotación y vibración. También se manifiesta como radiación (en el caso de las ondas electromagnéticas) junto con el ambiente. La frecuencia de la radiación teóricamente atraviesa a través de todo el espectro, de VLF a VHF, debido a su naturaleza aleatoria. Este tipo de ruido prevalece en la mayoría de los componentes y sistemas electrónicos de alta velocidad.

El ruido también puede ser causado por fuentes extraterrestres, y radiación térmica proveniente de la atmósfera y la Tierra. El ruido cósmico es una forma de radiación extraterrestre, así como el sol también es una fuente de ruido muy grande, entre otros.

El ruido impulsional o shot noise es importante en las junturas de los semiconductores ya que resulta del arrastre de portadores causado por la aplicación de un campo eléctrico externo (polarización del dispositivo).

Otros tipos de ruido como el ruido de baja frecuencia ( $1/f$ ) o ruido flicker es generado por fluctuaciones lentas en conductividad, con espectro en frecuencia que sigue la ley de variación  $1/f^n$ . Este tipo de ruido puede ser despreciado en el rango de microondas ya que sólo se encuentra en bajas frecuencias.

Así también el ruido blanco que se refiere a todo el ruido aleatorio donde la potencia de ruido es igual para todas las frecuencias, y el ruido rosa ó ruido Gaussiano que su amplitud varía aleatoriamente en el tiempo, y la potencia de ruido decrece cuando la frecuencia se incrementa.

Las telecomunicaciones involucran la transmisión de ondas electromagnéticas en la atmósfera o fuera de ella. La señal en el receptor es usualmente debilitada y contaminada por diferentes tipos de ruido tanto internos como externos como los que arriba mencionamos. Lo mismo pasa con otros tipos de señales de microondas como los radares; en la mayoría de los casos, la principal fuente de ruido en el receptor es el ruido térmico.

En nuestro caso más específico es importante el estudio del ruido, ya que nuestro diseño del amplificador es a mínimos ruidos, y su funcionamiento puede ser afectado por muchos factores, pero el ruido es probablemente uno de los más importantes. El ruido puede provenir de fuentes externas o generarse dentro del propio amplificador.

El estudio del ruido es básico para el entendimiento del comportamiento de materiales semiconductores debido a que proporcionan información del carácter interno del fenómeno de conducción, además de que cuando el ruido es caracterizado se puede utilizar como herramienta para el conocimiento de otros parámetros físicos del dispositivo. La figura de ruido y la temperatura de ruido equivalente son las características más importantes de las propiedades de ruido de un sistema.

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, y para ello se deben de utilizar coeficientes de reflexión óptimos.

En el caso particular de un transistor GaAsFET, el ruido térmico se produce en la región óhmica del dispositivo y con contribuciones importantes de las resistencias intrínsecas que se relacionan a corrientes y voltajes de ruido asociadas principalmente al Gate y al Drain, y las resistencias extrínsecas que se relacionan con resistencias de contribución  $R_G$ ,  $R_S$  y  $R_D$ , además del desplazamiento de cargas generado por el movimiento aleatorio de los portadores que se produce en la región de saturación del dispositivo y que es llamado ruido de difusión.

Existe también un efecto de transferencia llamado ruido de recombinación que es inherente al material Arsenuro de Galio.

## 5.15 POTENCIA DE RUIDO Y TEMPERATURA DE RUIDO EQUIVALENTE

La potencia de ruido térmico  $NP$  disponible de un componente eléctrico en cualquier banda de frecuencia es proporcional a la temperatura:

$$NP = kTB \quad (5.15.1)$$

donde:

$k=1.38 \times 10^{-23}$  J/K es la constante de Boltzman

$B$  es el ancho de banda y

$T$  es la temperatura absoluta en Kelvins

En este caso, el ruido térmico dentro de éste rango de frecuencia contaminará a la señal de interés.

La potencia de ruido generada por un amplificador es el resultado de un proceso aleatorio producido por cargas en movimiento dentro del dispositivo. Como ejemplo tenemos el ruido generado por una resistencia como se muestra en la figura 5.15.1. Este movimiento aleatorio produce una pequeña fluctuación de voltaje entre las terminales de la resistencia.

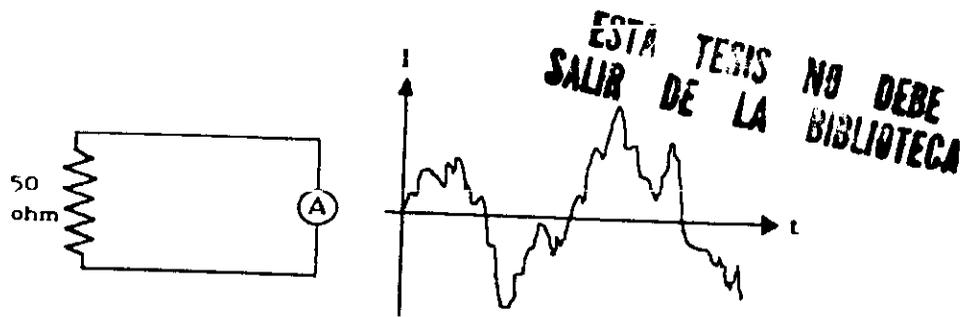


Figura 5.15.1. Voltaje de ruido generado en una resistencia

El voltaje promedio es igual a cero, pero el voltaje *rms* es diferente de cero e igual a:

$$V_n = \frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1} \quad (5.15.2)$$

donde:

$h = 6.546 \times 10^{-34}$  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 Kelvins

$B$  es el ancho de banda del sistema en Hertz

$f$  es la frecuencia central dentro del ancho de banda del sistema en Hertz

$R$  es el valor de la resistencia en  $\Omega$ .

La resistencia de ruido de la figura 5.15.1 puede ser reemplazada por su circuito equivalente de Thevenin. Si conectando una resistencia de carga  $R$ , la transferencia de potencia desde la resistencia de ruido será máxima, esto último se puede observar en la siguiente figura:

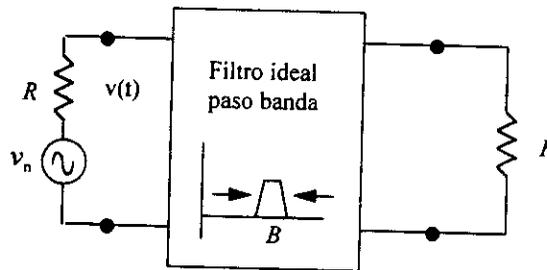


Figura 5.15.2. Circuito equivalente de Thevenin de la resistencia de ruido

La potencia entregada a la carga sobre un ancho de banda  $B$  está dada por la ecuación 5.15.3:

$$P_n = \left( \frac{V_n}{2R} \right)^2 R = kTB \quad (5.15.3)$$

$$\frac{V_n^2}{4R} = kTB \quad ; \quad V_n^2 = 4RkTB \quad ; \quad V_n = \sqrt{4RkTB} \quad (5.15.4)$$

En ésta ecuación 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 (ruido blanco). Además la potencia de ruido es directamente proporcional al ancho de banda, por lo cuál en la práctica  $B$  se limita al ancho de banda de los sistemas de microondas para mantener una baja potencia de ruido.

Si  $B \rightarrow 0$ ,  $P_n \rightarrow 0$  quiere decir que un sistema con poco ancho de banda va a generar menos potencia de ruido.

Si  $T \rightarrow 0$ ,  $P_n \rightarrow 0$  quiere decir que los componentes y dispositivos con algún sistema de enfriamiento generarán menos potencia de ruido.

Si  $B \rightarrow \infty$ ,  $P_n \rightarrow \infty$  es llamado catástrofe ultravioleta, esto no puede ocurrir en la realidad ya que las ecuaciones 5.15.3 y 5.15.4 no son válidas cuando  $f$  o  $B \rightarrow \infty$ ; por lo que para este caso se deberá usar la ecuación 5.15.2.

Nuestro ambiente está lleno de ruidos. El ruido térmico es sólo una de las muchas fuentes de ruido como ya habíamos mencionado. Aunque el ruido en un receptor puede venir de varios tipos de fuentes de ruido, es común describir el ruido resultante en términos del ruido térmico teniendo la potencia equivalente.

La temperatura de ruido da al diseñador una idea de dónde está el límite final del ruido térmico. La temperatura de ruido  $T_x$  es una medida de la potencia de ruido producida por un sistema de comunicaciones, subsistema, componente ó fuente de ruido que es designada por el subíndice  $x$ ; es siempre una temperatura "efectiva" antes que una temperatura física, ya que es una medida de todo el ruido, tanto térmico como no térmico.

$T_x$  es la relación de la densidad de potencia de ruido disponible con la constante de Boltzman:

$$T_x = \frac{NP}{k} \text{ [K]} \quad (5.15.5)$$

Es una medida conveniente, ya que cae en el rango de unos cuantos grados a unos cuantos miles de grados en circuitos de comunicaciones vía satélite. Osea que la temperatura de ruido es empleada como la temperatura equivalente del ambiente en orden para producir la misma cantidad de ruido térmico que se midió.

Éste concepto puede ser fácilmente aplicado a un dispositivo, ya que un dispositivo ordinario inyecta su propio ruido a la señal procesada, así podemos ignorar el origen de ese ruido pero se deberá encontrar la temperatura equivalente del dispositivo. Ver figura 5.15.4. En otras palabras, si el ruido térmico fuese la única fuente de ruido, la temperatura equivalente del dispositivo sería la temperatura a la cuál debe de estar el dispositivo en orden para producir la misma cantidad de ruido que inyecta. Si el dispositivo fuera perfecto, no se le tendría que sumar ningún otro ruido, como en la figura 5.15.3.

Para la temperatura equivalente de ruido se pueden suponer los siguientes casos:

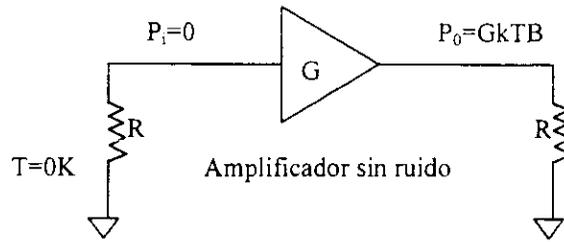


Figura 5.15.3 Amplificador ideal

En este caso suponemos un amplificador con un ancho de banda  $B$  y una ganancia  $G$ , que está acoplado a una fuente sin ruido y a una carga  $R$  como se muestra en la figura 5.15.3, la resistencia interna de la fuente (hipotéticamente) se encuentra a una temperatura  $T = 0$  K, por lo que la potencia de entrada hacia el amplificador será  $P_i = 0$ , y como se supone que es un amplificador ideal, entonces  $P_o = GkTB$ , donde la temperatura de ruido sería igual a  $T_e = P_o / GkB$ .

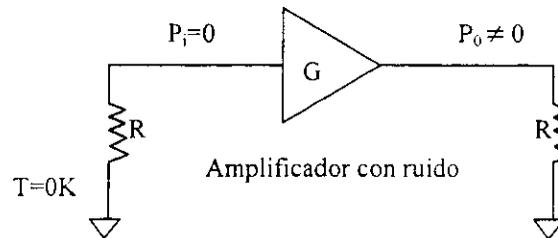


Figura 5.15.4 Amplificador con ruido generado dentro del amplificador

Como sabemos en un amplificador para microondas, aunque no haya señal a la entrada de éste, puede existir un pequeño voltaje de salida. Esta pequeña potencia de salida, es referida como potencia de ruido del amplificador.

En la figura 5.15.4 suponemos un amplificador con un ancho de banda  $B$  y una ganancia  $G$ , que está acoplado a una fuente sin ruido y a una carga  $R$ , la resistencia interna de la fuente (hipotéticamente) se encuentra a una temperatura  $T = 0$  K como en el caso anterior, por lo que la potencia de entrada hacia el amplificador será  $P_i = 0$ , y la potencia de ruido de salida  $P_o$  será la debida solo al ruido generado dentro del amplificador.

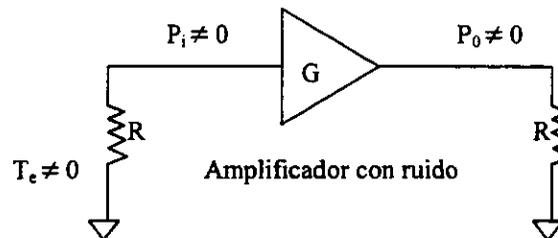


Figura 5.15.5 Amplificador con ruido generado dentro y fuera del amplificador

En este caso tenemos un amplificador real con un ancho de banda  $B$  y una ganancia  $G$ , que está acoplado a una fuente con ruido y a una carga  $R$ , por lo que la potencia de

entrada hacia el amplificador será  $P_i \neq 0$ , y la potencia de ruido de salida  $P_n$  será la debida al ruido generado dentro del amplificador y a  $P_0 = GkTB$ .

290 K es la temperatura de operación que convencionalmente se usa para la mayoría de los sistemas.

Así, de la ecuación 5.15.3 tenemos que:

$$T_e = \frac{P_n}{kB}$$

donde:

$P_n$  es la potencia de ruido entregada a una resistencia de carga R

$T_e$  es la temperatura de ruido equivalente seleccionada para que la resistencia de ruido R produzca la misma potencia de ruido que la fuente sobre la carga R.

## 5.16 FIGURA DE RUIDO

Los parámetros principales para determinar el comportamiento del ruido de un sistema son la potencia de ruido, la temperatura de ruido equivalente y la figura de ruido.

La figura de ruido es una medida común del ruido generado por dispositivos activos de dos puertos. El ruido, el cuál establece un límite más bajo en la sensibilidad del amplificador, es el factor de ruido F el cuál está definido como:

$$F = \frac{\text{Relación Señal a Ruido de Entrada}}{\text{Relación Señal a Ruido de Salida}} \geq 1 \quad (5.16.1)$$

ó de una forma más general:

$$F = \frac{\text{Potencia de Ruido Total de Salida}}{\text{Potencia de Ruido de Salida Esperado}} \quad (5.16.2)$$

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.

A altas frecuencias, el factor de ruido para una pequeña fracción de ancho de banda (por ejemplo 1%) es usada y normalmente expresada como figura de ruido  $NF$ , en decibeles:

$$NF = 10 \log F \geq 0 \text{ dB} \quad (5.16.3)$$

$$F = 1 + (L - 1) \cdot \frac{T}{290 \text{ K}} \quad (5.16.6)$$

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  $T = 290 \text{ K}$  la figura de ruido es igual al factor de pérdidas, es decir,  $F = L$ .

La figura de ruido nunca debe ser menor a 1 (0dB). El caso ideal sería tener la relación señal a ruido de entrada igual a la relación señal a ruido de salida.

En el caso de involucrar más de una etapa, la temperatura de ruido de un sistema en cascada se puede determinar de la siguiente forma:

$$T_{cav} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (5.16.7)$$

La figura de ruido de un dispositivo, como un amplificador, está usualmente dada por el fabricante en dB.

En general, la ganancia de un amplificador debe de ser tratada en orden para tener bajo ruido. La señal recibida en la etapa de recepción de un sistema es usualmente débil y contaminada con ruido. Esto es indeseable para obtener una muy alta ganancia en la primera etapa porque la alta ganancia viene acompañada por mucho ruido, por lo que la etapa de recepción debe de ser un LNA, uno que tenga un ganancia razonable pero que siga manteniendo una baja figura de ruido.

## 5.17 CARACTERIZACIÓN DEL RUIDO

Aunque los parámetros S definen completamente la estabilidad, las condiciones de acoplamiento de ganancia y potencia de una red lineal de dos puertos, no son suficientes para describir el comportamiento del ruido de una red lineal de dos puertos como un transistor de señal pequeña.

Otro tipo de parámetros, llamémosles parámetros de ruido, son requeridos junto con los parámetros S para describir dicha red.

La figura de ruido de una red lineal de dos puertos en función de la admitancia de la fuente puede ser representada por:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} \left[ (G_{OPT} - G_s)^2 + (B_{OPT} - B_s)^2 \right] \quad (5.17.1)$$

donde:

$G_s + jB_s$  es la admitancia de la fuente presentada a la entrada del bipuerto  
 $G_{opt} + jB_{opt}$  es la admitancia de fuente donde la figura de ruido óptima ocurre

---

## RESULTADOS DEL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO EN LA BANDA Ka ACOPLANDO CON MICROCINTAS

---

### 6.1 ELEMENTOS QUE COMPONEN EL CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

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

- 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 representación esquemática considerada en la figura 6.1.1. tiene la característica de ser una red de dos puertos, en la cuál el ruido interno ( $P_n$ ) puede determinarse según el modelo siguiente:

$$P_n = kT_0BG(F - 1) \quad (6.1.1)$$

donde:

- k es la constante de Boltzmann,  $1.38 \times 10^{-23}$  [J/K]
- $T_0$  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 la figura de ruido

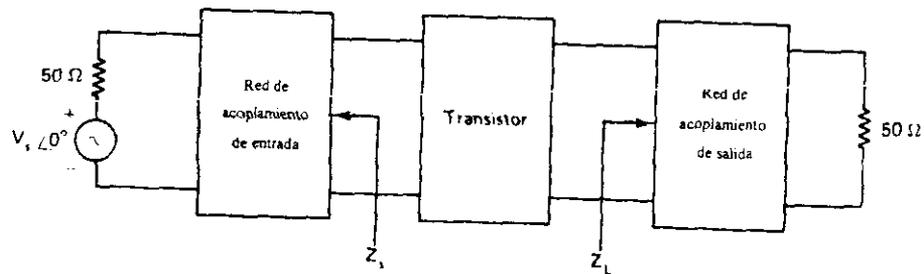


Figura 6.1.1 Representación en bloques del LNA

## 6.2 RESULTADOS DE LA ESTABILIZACIÓN

Para el diseño de este amplificador se empleó el transistor de alta movilidad electrónica pseudomórfico de tecnología GaAs FET denominado pHEMT JS8910-AS, el cuál presenta una figura de ruido muy baja (2 dB con una ganancia asociada de 6 dB), operando hasta los 60 GHz.

De acuerdo a los modelos matemáticos empleados para determinar la estabilidad incondicional de una red de dos puertos como la que caracteriza al LNA, tenemos el factor  $k$  de estabilidad de Rollet:

$$k = \frac{1 - \Delta^2 - S_{11} - S_{22}}{2 S_{21} S_{12}} \quad (6.2.1)$$

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

Considerando lo siguiente, si  $k > 1$  y  $|\Delta| < 1$ , (capítulo 5.13), entonces la red de dos puertos de la figura 6.1.1 es incondicionalmente estable para  $\text{Re}(Z_{in} + Z_f) > 0$  y  $\text{Re}(Z_{out} + Z_c) > 0$ . Ahora bien si  $k < 1$  se presentarán ciertas impedancias de fuente y de carga que causarían que la red oscile.

Así pues, para el caso que nos ocupa se realizó el análisis de estabilidad con los parámetros "S" originales provistos por el fabricante, cuyos resultados son mostrados gráficamente en la figura 6.2.1

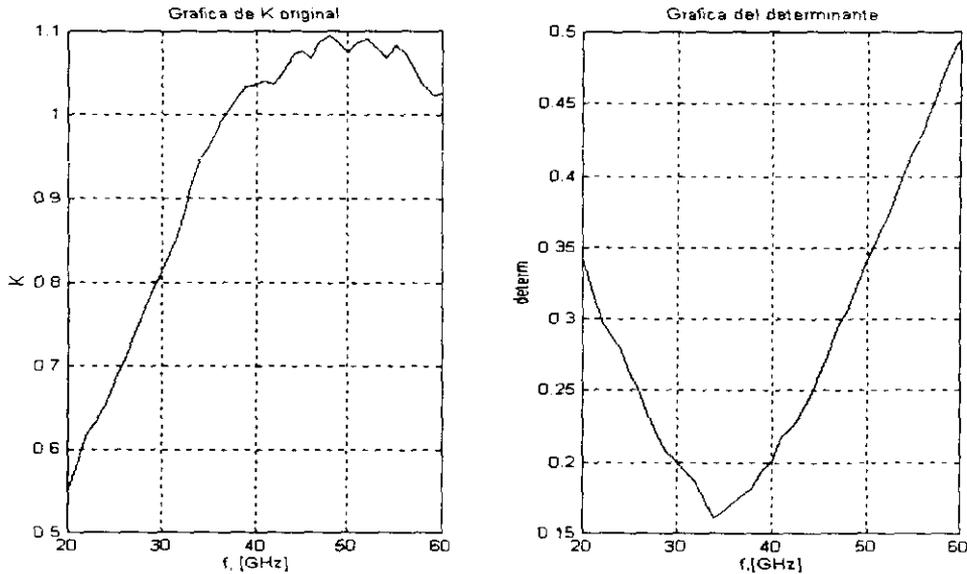


Figura 6.2.1 Valor de  $k$  y  $|\Delta|$  de la red no estabilizada

A continuación es mostrada una tabla en la que se compara el valor de  $k$  y  $|\Delta|$  para frecuencias cercanas a la frecuencia de operación  $f_c @ 35$  GHz.

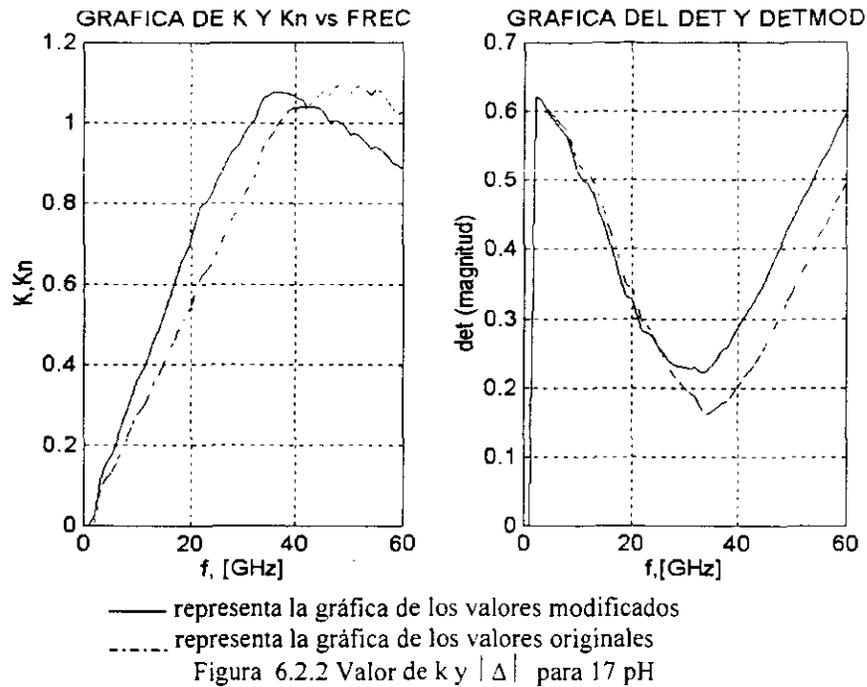
Tabla 6.2.1 Valor de  $k$  y de  $|\Delta|$  desde 33 a 37 GHz

Frecuencia, GHz	K	Determinante $ \Delta $
33	0.9133	0.1712
34	0.9452	0.1608
35	0.9645	0.1656
36	0.9653	0.1856
37	1.0048	0.1776

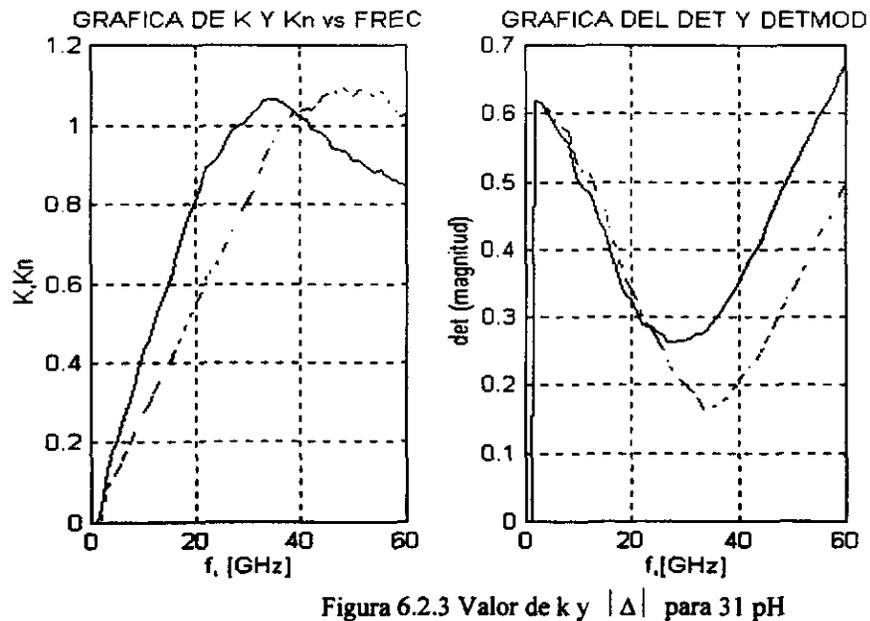
Como puede observarse de la anterior tabla, así como de la gráfica, la estabilidad se presenta a partir de los 37 GHz en adelante, por lo que la frecuencia de operación a 35 GHz queda fuera, razón por la que se emplea un método de estabilización consistente en la modificación de la red activa del transistor, teniendo una retroalimentación serie provista por la colocación de un inductor entre en el source del pHEMT y la tierra del circuito, logrando tener así una banda de frecuencias de interés que incluye a la frecuencia de operación a la cuál está siendo diseñado el amplificador de bajo ruido.

Las siguientes gráficas tienen por objeto mostrar cómo varían los resultados de la estabilización usando diferentes valores de inductancias, observándose así como se modifica la banda de frecuencias que resulta de interés.

La figura 6.2.2 nos muestra los resultados de la estabilización empleando un valor de inductancia de 17 pH.



Ahora bien en la figura 6.2.3, se observan los resultados de la estabilización de la red activa empleando un inductor cuyo valor es de 31 pF ( $Z_L = 6.8173 j @ 35$  GHz), y dado lo cuál se obtiene un ancho de banda (28.7 a 41.6 GHz) en donde el amplificador es incondicionalmente estable.



La tabla 6.2.2 muestra los valores modificados de los parámetros "S", así como los nuevos valores de  $k$  y la magnitud del determinante en el intervalo de frecuencias donde se presenta la estabilidad incondicional.

Tabla 6.2.2 Parámetros "S" modificados ( $\Delta$ pH),  $k$  y  $|\Delta|$

F	S11	S11	S21	S21	S12	S12	S22	S22	$K_{NLEVA}$	DET
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		MAG
28	0.5002	-165.3393	2.3366	53.0615	0.1629	37.0568	0.2444	-91.1183	0.9975	0.2632
29	0.5026	-170.5686	2.2777	49.2929	0.1669	36.9286	0.2342	-95.6985	1.0025	0.2639
30	0.5035	-176.0506	2.2172	46.3946	0.1699	35.8821	0.2207	-101.1197	1.0198	0.2656
31	0.5051	178.466	2.1569	43.4974	0.173	34.7666	0.2099	-106.9674	1.0354	0.2682
32	0.5074	173.0157	2.097	40.6001	0.1776	34.2914	0.2032	-113.4065	1.0425	0.2743
33	0.5122	167.7995	2.0393	36.8083	0.1784	34.7662	0.2015	-120.4136	1.0604	0.273
34	0.5245	163.4883	1.9888	33.8947	0.1799	35.2723	0.1971	-128.3111	1.0669	0.2781
<b>35</b>	<b>0.5326</b>	<b>158.1183</b>	<b>1.9372</b>	<b>30.9902</b>	<b>0.185</b>	<b>34.3262</b>	<b>0.1947</b>	<b>-135.5034</b>	<b>1.0645</b>	<b>0.2908</b>
36	0.5418	153.8786	1.8861	28.0841	0.1897	33.4058	0.1929	-142.8322	1.0628	0.3022
37	0.5514	149.6719	1.835	25.1788	0.1959	33.0189	0.1967	-149.4975	1.0529	0.3157
38	0.5643	146.7293	1.7859	21.3414	0.2007	32.2055	0.2042	-157.4641	1.0402	0.3253
39	0.5791	142.4861	1.7336	18.3923	0.206	30.8341	0.2074	-166.275	1.0339	0.3418
40	0.5936	138.337	1.6897	15.455	0.2113	29.3262	0.2134	-174.9038	1.0251	0.3604
41	0.6065	135.0798	1.6452	13.4654	0.2155	28.3633	0.2248	-179.347	1.0145	0.3711
42	0.6218	132.005	1.6018	10.5467	0.2214	27.8014	0.2391	176.4219	0.9925	0.3844

Finalmente la figura 6.2.4 muestra la estabilidad de la red para un valor de inductancia de 47 pH.

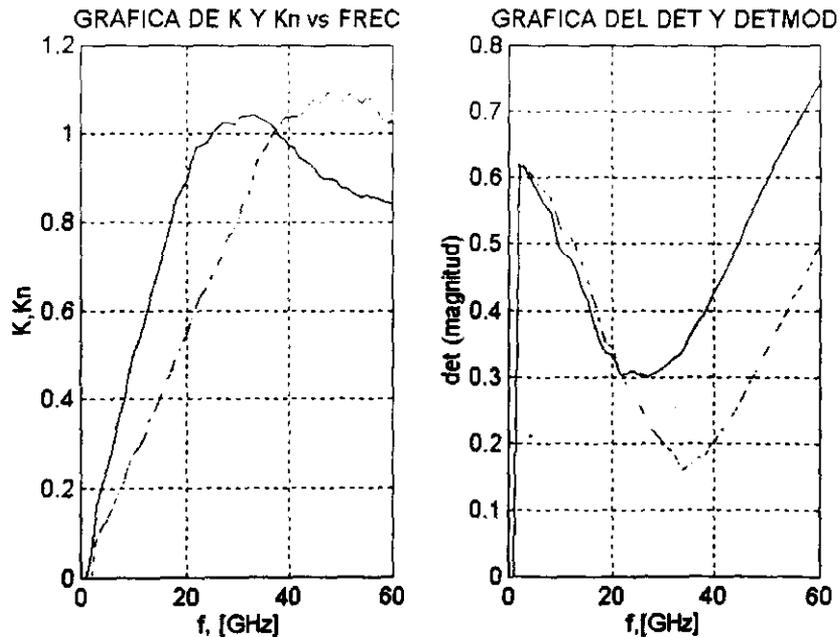


Figura 6.2.4 Valor de  $k$  y  $|\Delta|$  para 47 pH

Así se puede concluir de las últimas tres figuras, que con el uso de la inductancia en realimentación serie obtenemos un ancho de banda donde la red activa del amplificador es estable incondicionalmente incluyendo la frecuencia de operación. Ahora bien, como se observa de las anteriores gráficas aún con valores más grandes de inductancia, tenemos un intervalo de estabilidad incondicional aceptable, sin embargo, el uso de valores más grandes ocasionaría la modificación substancial de los parámetros de ruido

y de los parámetros "S" dados por el fabricante. Como se observa de la figura 6.2.3 el valor de 31 pH ( $Z_L = 6.8173 j @ 35 \text{ GHz}$ ) proporciona el ancho de banda más amplio incluyendo a la  $f_{\text{operación}}$ , y dicho valor de impedancia  $Z_L$  del inductor no altera significativamente los parámetros de ruido. Así pues, tanto en la siguiente tabla como en la figura se podrá apreciar el porcentaje de variación existente entre los parámetros "S" originales y modificados a la frecuencia de operación (tabla 6.2.3), así como en una visión generalizada se apreciará la variación de los parámetros "S" en la totalidad de los valores de frecuencia en los que opera el transistor pHEMT (figura 6.2.5).

Tabla 6.2.3 Comparación de los parámetros "S" originales y modificados

	En forma polar	En forma cartesiana	
	Parámetros "S" originales	Parámetros "S" originales	
S11	$0.655 \angle -201^\circ$	$-0.6115+0.2347j$	
S12	$0.14 \angle 2^\circ$	$0.1399+0.0049j$	
S21	$2.02 \angle 32^\circ$	$1.7113+1.0704j$	
S22	$0.23 \angle -153^\circ$	$-0.2049-0.1044j$	
	Parámetros "S" modificados	Parámetros "S" modificados	% de dif
S11	$0.5326 \angle 158.1183^\circ$	$-0.4942+0.1985j$	-18.68%
S12	$0.1850 \angle 34.3262^\circ$	$0.1528+0.1043j$	32.14%
S21	$1.9372 \angle 30.9902^\circ$	$1.6607+0.9974j$	-4.09%
S22	$0.1947 \angle -135.5034^\circ$	$-0.1389-0.1365j$	-15.34%

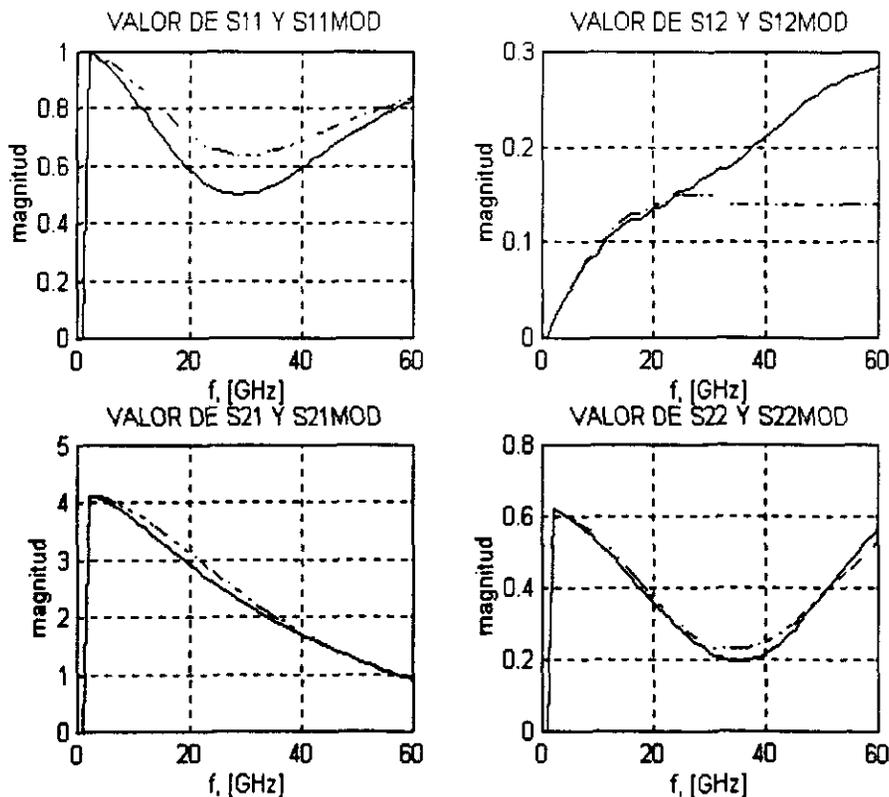


Figura 6.2.5 Comparación de los parámetros "S" originales y modificados

### 6.3 RESULTADOS DEL DISEÑO A MÍNIMOS RUIDOS EMPLEANDO MICROCINTAS COMO MEDIO ACOPLADOR

Dado que el diseño del amplificador puede tener tres vertientes diferentes según el tipo de aplicación para lo cuál se desee emplear el amplificador, a saber; diseño a máxima ganancia, a una ganancia específica o bien, como es el caso que nos ocupa, un diseño a mínimos ruidos.

Además de la estabilidad y la ganancia, otra importante consideración de diseño para un amplificador de microondas es su figura de ruido. Especialmente en aplicaciones de receptor, se requiere a menudo tener un preamplificador con una baja figura de ruido tanto como sea posible, ya que la primera etapa de un receptor tiene el efecto dominante en el desempeño del ruido en el sistema completo. Generalmente no es posible obtener tanto una mínima figura de ruido y una máxima ganancia para un amplificador, de ahí que cierta clase de compromiso se tenga que dar. Esto se puede hacer, mediante el uso de círculos de ganancia constante y círculos de figura de ruido constante para seleccionar así un equilibrio factible entre figura de ruido y ganancia.

Así pues, la figura de ruido de un amplificador de dos puertos puede expresarse como:

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{G_S} (Y_S - Y_{opt})^2 \quad (6.3.1)$$

donde:

$Y_S = G_S + jB_S$  = admitancia de fuente presentada al transistor

$Y_{opt}$  = admitancia de fuente óptima que resulta en una mínima figura de ruido

$F_{min}$  = figura de ruido mínima del transistor, conseguida cuando  $Y_S = Y_{opt}$

$R_N$  = resistencia de ruido equivalente del transistor

$G_S$  = parte real de la admitancia de fuente

Entonces como primer paso, se calcula la admitancia de fuente óptima para una figura de ruido mínima ( $Y_{optin}$ );

$$Y_{OPTin} = \frac{1 - \Gamma_{OPT}}{1 + \Gamma_{OPT}} \quad (6.3.2)$$

donde  $\Gamma_{OPT} = .53,234^\circ = -.3133 - .4314j$ , es el coeficiente de reflexión óptimo a 35 GHz y con el cuál se garantiza que se tendrán los mínimos ruidos del transistor, y entonces  $Y_{OPTin} = 1.0883 + 1.3119j$  que para efectos de cálculo y resolución sobre la carta Smith  $Y_{OPTin} = 1.09 + 1.31j$ . Empleando este valor de admitancia normalizada (empleando la carta Smith) se determinó, el acoplamiento requerido entre la fuente y el transistor. Para dicho acoplamiento se empleo un stub abierto conectado en paralelo y una línea de transmisión conectada en serie, como se muestra en las siguientes figuras.

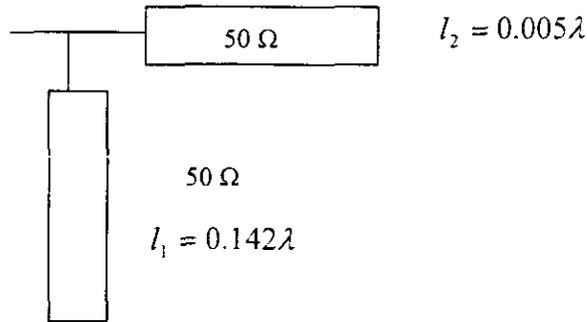


Figura 6.3.1 Representación del circuito de acoplamiento de entrada

Ahora bien para obtener el acoplamiento de salida, se tienen que calcular las matrices  $ABCD$ , primeramente del stub abierto en paralelo en la entrada ( $l_1$ ), luego la de línea de transmisión en serie también de la entrada ( $l_2$ ) y finalmente la del transistor.

Matriz  $ABCD1$  del stub abierto en paralelo de la entrada:

$$ABCD1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan(l_1 \beta) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ .248j & 1 \end{bmatrix} \quad (6.3.3)$$

donde:

$Z_0 = Z_f = 50\Omega$ ,  $Z_f$  es la impedancia de fuente

$\beta$  es la constante de fase

$\lambda$  es la longitud de onda

$l_1 = 0.142\lambda$

$l_2 = 0.005\lambda$

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{v_r \epsilon_r}{f} = \frac{\epsilon_{eff}}{f} = \frac{2.998 \times 10^8}{35 \times 10^9} = 3.3326 \times 10^{-3} = .0033 \quad (6.3.4)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = 1885.3924 \quad (6.3.5)$$

siendo  $v_p$  la velocidad de fase,  $\epsilon_{eff}$  (6.6063) la permitividad efectiva de la microcinta sobre el sustrato determinado.

Matriz  $ABCD2$  de la línea de transmisión conectada en serie:

$$ABCD2 = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(l_2 \beta) & jZ_0 \sin(l_2 \beta) \\ j \frac{1}{Z_0} \sin(l_2 \beta) & \cos(l_2 \beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9995 & 1.6428j \\ 0.0007j & 0.9995 \end{bmatrix} \quad (6.3.6)$$

Con base en los parámetros S modificados con el inductor de 31 pF ( $Z_L = 6.817j$ ) a  $f_{operación}$ )

	MAG	ANG
S11	0.5326	158.1183
S12	0.1850	34.3262
S21	1.9372	30.9902
S22	0.1947	-135.5034

Matriz ABCD3 del transistor:

$$ABCD_3 = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{Z_0(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{1-(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{Z_0} & \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix} \quad (6.3.7)$$

Tras lo anterior se realiza la multiplicación de las 3 matrices en el orden indicado anteriormente y se obtiene la submatriz mostrada a continuación:

$$ABCD_{123} = \begin{bmatrix} .2477 + .0559j & 2.3472 - 3.976j \\ .0046 + .0006j & .4071 - .1383j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{sub} & B_{sub} \\ C_{sub} & D_{sub} \end{bmatrix} \quad (6.3.8)$$

A partir de esta submatriz se realizó el cálculo de la admitancia normalizada de salida ( $Y_{out}$ ):

$$Y_{out} = \frac{C_s Z_f + A_s}{D_s Z_f + B_s} = 0.7815 + j0.5641 \quad (6.3.9)$$

Así entonces con este último valor se puede realizar el cálculo del acoplamiento entre el transistor y la carga, es decir, el acoplamiento de salida igualmente empleando la carta Smith, en la cuál se empleó para su acoplamiento una línea de transmisión conectada en serie de longitud ( $l_4$ ) y un stub abierto conectado en paralelo de longitud ( $l_3$ ) como se aprecia en la figura 6.3.2. Se utiliza el conjugado de la admitancia de salida ( $Y_{out}$ ) con el propósito de respetar el sentido sobre la carta Smith, es decir, hacia la carga (sentido antihorario)

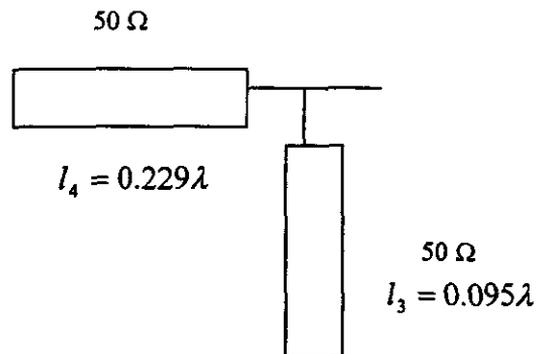


Figura 6.3.2 Representación del circuito de acoplamiento de salida

Tras la determinación del acoplamiento de salida se obtuvo su respectiva matriz  $ABCD$  de la línea de transmisión de salida conectada en serie, de acuerdo al siguiente modelo:

$$ABCD_4 = \begin{bmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(l_4\beta) & jZ_0 \operatorname{sen}(l_4\beta) \\ j \frac{1}{Z_0} \operatorname{sen}(l_4\beta) & \cos(l_4\beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1364 & 49.5330j \\ 0.0198j & 0.1364 \end{bmatrix} \quad (6.3.10)$$

donde  $l_3 = 0.095\lambda$   
 $l_4 = 0.229\lambda$

Se obtuvo la matriz  $ABCD$  del stub abierto de salida conectado en paralelo, cuya expresión está dada por:

$$ABCD_5 = \begin{bmatrix} A_5 & B_5 \\ C_5 & D_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan(l_3\beta) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.0136j & 1 \end{bmatrix} \quad (6.3.11)$$

Finalmente, se tiene la matriz  $ABCD$  Total cuya expresión es la siguiente:

$$ABCD_{12345} = ABCD_T = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -.0462 + .0209j & -2.4653 + 11.7551j \\ 0.0005 + 0.0085j & 0.0230 + 0.2135j \end{bmatrix} \quad (6.3.12)$$

Después de obtener la matriz  $ABCD$  Total se pueden calcular todos los parámetros necesarios del amplificador de bajo ruido, a saber:

La impedancia de entrada del amplificador:

$$Z_{in} = \frac{A_T Z_c + B_T}{C_T Z_c + D_T} = 19.4283 + 9.0364j \quad (6.3.13)$$

donde  $Z_c$  es la impedancia de la carga igual a  $50\Omega$ .

La impedancia de salida del amplificador:

$$Z_{out} = \frac{D_T Z_f + B_T}{C_T Z_f + A_T} = 50.2684 + 0.4846j \quad (6.3.14)$$

El coeficiente de ganancia:

$$G(35\text{GHz}) = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_c) \operatorname{Re}(Z_f)}{A_T Z_c + B_T + C_T Z_c Z_f + D_T Z_f^2} = 5.0099$$

y en dB 6.9975

La relación de onda estacionaria a la entrada del amplificador:

$$SWR_{in} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = 2.6719 \quad (6.3.15)$$

donde :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_f}{Z_{in} + Z_f} = 0.4582 \quad (6.3.16)$$

La relación de onda estacionaria a la salida del amplificador:

$$SWR_{out} = \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}} = 1.0161 \quad (6.3.17)$$

donde:

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_c - Z_{out}}{Z_c + Z_{out}} = 0.0080 \quad (6.3.18)$$

La figura de ruido del amplificador:

$$F_N = \frac{10^{\frac{NF_{min}}{10}} + R_n}{50 * g_s * \text{abs}((Y_s - Y_{optin})^2)} \quad (6.3.19)$$

expresado en decibeles:

$$F_{dB} = \frac{10 * \log(F_N)}{\log(10)} = 1.2326dB \quad (6.3.20)$$

donde  $Y_s$ , es la admitancia de la fuente vista por el transistor y que para efectos de mínimos ruidos debe ser igual a la admitancia óptima ( $Y_{opt}$ ) a la frecuencia de operación.

$$Y_s = 1.0882 + 1.3118j$$

$$Y_{optin} = 1.0882 + 1.3119j$$

$g_s$  = parte real de  $Y_s$

$$NF_{min} = 0.00053 + 0.03345x + .00005x^2$$

$$R_N = 14.3356 + .21281x - .0564x^2 + .00117x^3$$

$$Y_{OPTin} = \frac{1}{Z_{OPTin}} \quad (6.3.21)$$

$$Z_{OPTin} = \frac{1 + \Gamma_l}{1 - \Gamma_l} \quad (6.3.22)$$

donde:

$$\Gamma_r = \text{gama} * e^{\left(\frac{f * \pi}{180 * \text{ang}}\right)} \quad (6.3.23)$$

$$\text{gama} = 1.14498 - .04583x + .00081x^2$$

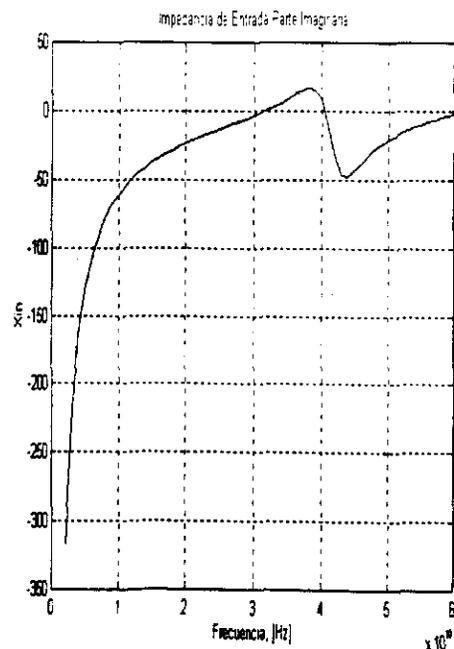
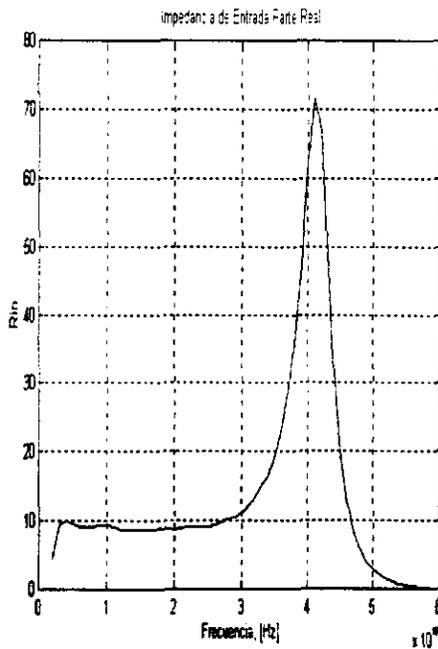
$$\text{ang} = 20.77167 + 0.09963x + 0.25838x^2 - 0.00249x^3$$

Donde todos los anteriores polinomios resultan de la extrapolación de los parámetros de ruido dados por el fabricante. [6]

## 6.4 RESULTADOS GRÁFICOS DEL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

En las siguientes figuras se mostrarán algunos de los resultados más importantes, que incluyen tanto elementos de diseño como consideraciones necesarias en cuanto a las diversas causas de pérdida que se puedan presentar debido al comportamiento propio de los materiales empleados, así como de la naturaleza de las ondas electromagnéticas.

En primera instancia se muestran tanto la impedancia de entrada  $Z_{in} = 19.4283 + 9.0364 j$  como la de salida  $Z_{out} = 50.2684 + 0.4846 j$ , desglosadas en parte real e imaginaria indicándose los valores correspondientes a la frecuencia de operación (35 GHz).



Figuras 6.4.1 y 6.4.2 Impedancia de entrada parte real e imaginaria

A continuación se muestran las gráficas correspondientes a la impedancia de salida tanto en parte real como imaginaria ( $Z_{out} = 50.2684 + 0.4846 j$ ).

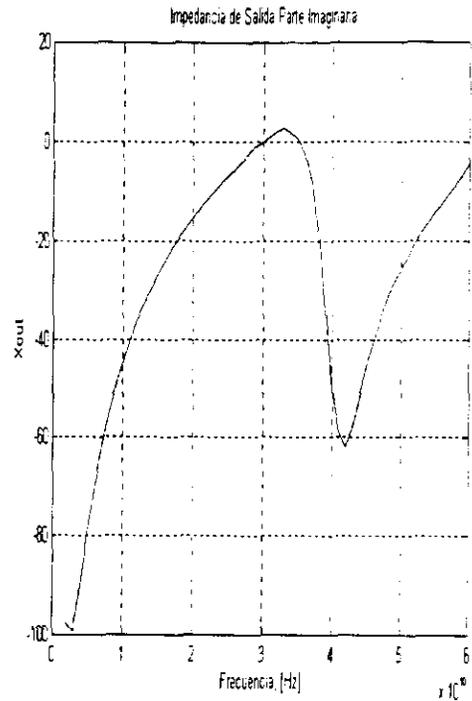
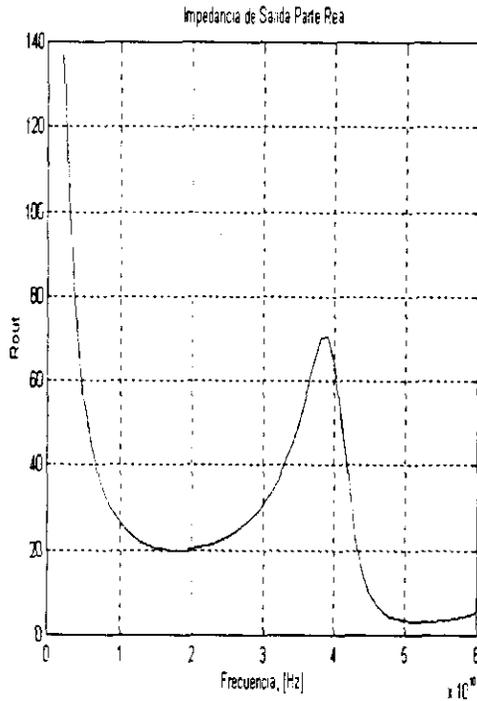


Figura 6.4.3 y 6.4.4 Impedancia de salida parte real e imaginaria

Las figuras 6.4.5 y 6.4.6 muestran otros resultados importantes, que son las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida, cuyos resultados a frecuencia de operación de 35 GHz se indican en las ecuaciones 6.3.15 y 6.3.17 respectivamente.

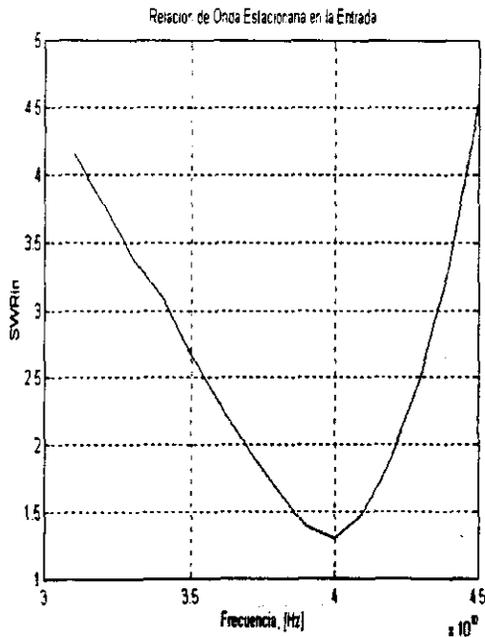


Figura 6.4.5 Relación de onda estacionaria a la entrada

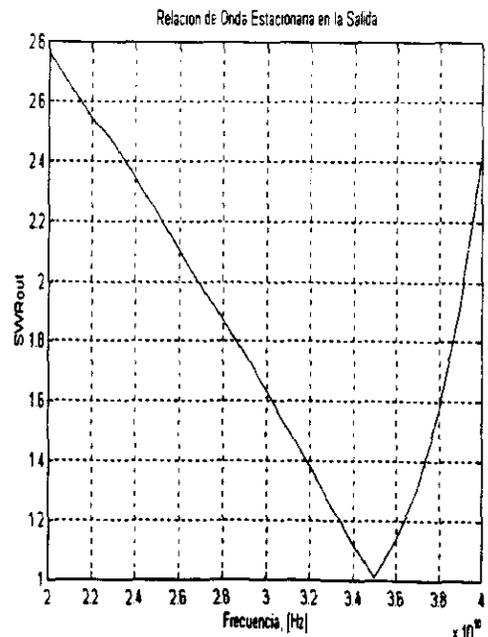


Figura 6.4.6 Relación de onda estacionaria a la salida

Ahora bien para la figura de ruido también se muestra su desempeño en todo el intervalo de frecuencias (figura 6.4.7), refiriéndose a la ecuación 6.3.20 en donde el valor de NF a 35 GHz es 1.2326 dB. En la tabla siguiente se muestran algunos valores de NF (en dB) para frecuencias cercanas a la frecuencia de operación.

Tabla 6.4.1 Figuras de ruido de 32 a 36 GHz

Frec, [GHz]	NF, [dB]
32	1.2389
33	1.2134
34	1.21
<b>35</b>	<b>1.2326</b>
36	1.2861

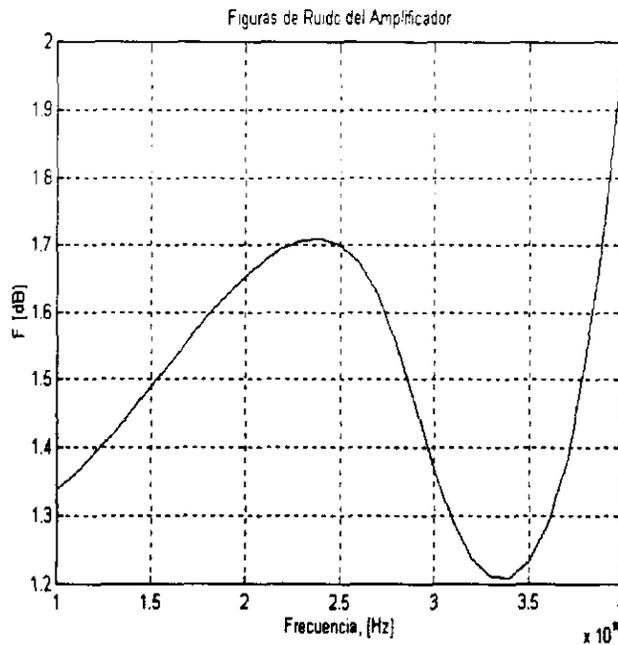


Figura 6.4.7 Figura de ruido expresada en decibeles

Finalmente concluimos con la gráfica que muestra el comportamiento de la ganancia obtenida por todo el amplificador, de la cuál se observa que precisamente después de nuestra frecuencia de interés la ganancia presenta una disminución conforme la misma frecuencia aumenta.

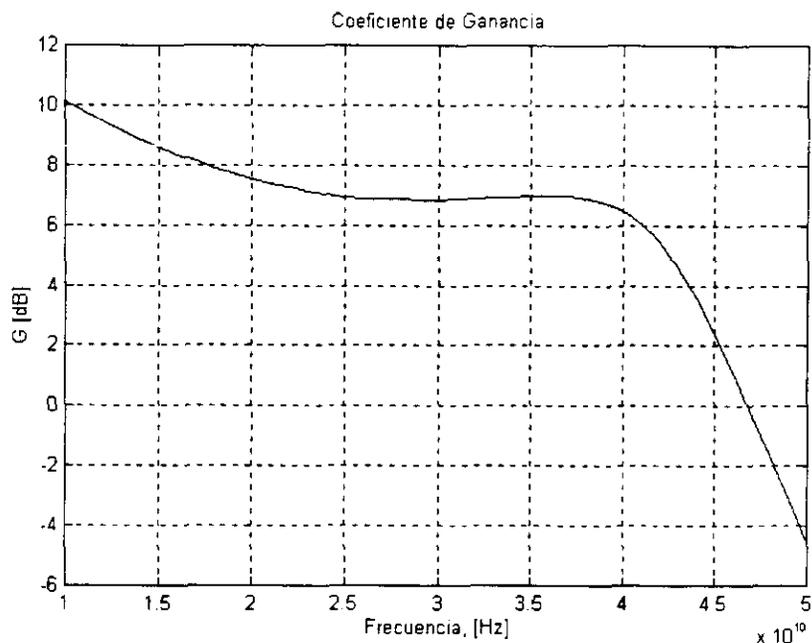


Figura 6.4.8 Coeficiente de ganancia del amplificador

### 6.4.1 Cálculo de las Pérdidas en la Microcinta (Conducción y dieléctrico)

Con objeto de determinar las pérdidas en el dieléctrico y por conducción en la microcinta, es necesario conocer ciertos parámetros, a saber:

La constante dieléctrica efectiva de una línea en microcintas está dada por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{1 + 12 \frac{d}{W}} \right) \quad (6.4.1.1)$$

Esta constante puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza a las regiones de aire y dieléctrico de la microcinta. Recordando entonces dos relaciones importantes: la velocidad de fase y la constante de propagación.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (6.4.1.2)$$

donde “c” es la velocidad de la luz en el vacío.

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (6.4.1.3)$$

Así, dado que algunas líneas de campo están en la región del dieléctrico y otras en el aire, entonces  $\epsilon_e$  satisface la relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (6.4.1.4)$$

y es dependiente del espesor (o altura),  $d$ , y del ancho del conductor,  $W$ .

Tenemos entonces dos circunstancias, la primera, que dadas las dimensiones de la microcinta se pueda calcular la impedancia característica  $Z_0$ , ecuación 6.4.1.5, y la segunda, que para una impedancia característica ( $Z_0$ ) y una constante dieléctrica (permitividad  $\epsilon_r$ ) pueda encontrarse la relación  $W/d$ .

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{d} + 1.393 + .667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right) \right]} \end{cases} \quad (6.4.1.5)$$

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^{-A}}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (6.4.1.6)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (6.4.1.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Junto con estos modelos y tomando referencia de las ecuaciones 5.11.8 y 5.11.9, que definen tanto las atenuaciones debido a las pérdidas en el dieléctrico ( $\alpha_d$ ) y a las pérdidas por conducción ( $\alpha_c$ ), se obtuvieron los siguientes resultados para un intervalo de frecuencias que incluye a la frecuencia de operación. De acuerdo a los siguientes datos:

$\epsilon_r$  (permitividad del dieléctrico=alumina) = 9.8

$\tan\delta$  (pérdidas tangenciales del dieléctrico a 25°C) = 0.0003

$\sigma$  (conductividad del cobre) =  $5.813 \times 10^7$  [S/m]

$Z_0$  (impedancia característica) = 50  $\Omega$

Distancia entre la cinta y el plano de tierra,  $d = 0.5$  mm [0.125mm <  $d$  < 6.35mm]

Resultados:

De la ecuación 6.4.1.7

$$A = 2.1330$$

$$B = 3.7834$$

De la ecuación 6.4.1.6

$$WD1(W/d < 2) = .9752 \quad \text{cumple}$$

$$WD2(W/d > 2) = 1.5225$$

$\epsilon_{e1} = 6.6063 \rightarrow$  valor que se toma, ya que WD1 cumple la condición

$$\epsilon_{e2} = 6.8764$$

Ancho en mm,  $W = .4876$

Tabla 6.4.1.1 Pérdidas en el dieléctrico

	33 GHz	34 GHz	<b>35 GHz</b>	36 GHz	37 GHz	unidad
Ko	691.6215	712.5797	<b>733.5380</b>	754.4962	775.4544	
Pdie	.2520	.2596	<b>.2673</b>	.2749	.2825	[Np/m]
Pdie	2.1889	2.2552	<b>2.3215</b>	2.3878	2.4542	[dB/m]

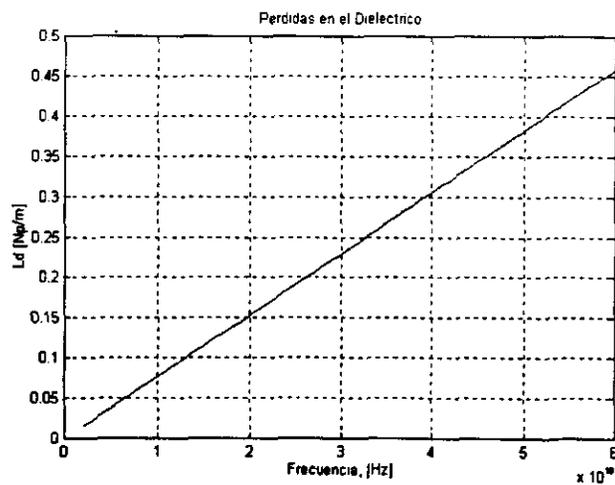


Figura 6.4.1.1 Gráfica de las pérdidas en el dieléctrico

Tabla 6.4.1.2 Pérdidas por conducción

	33 GHz	34 GHz	<b>35 GHz</b>	36 GHz	37 GHz	unidad
Rs	0.0473	0.0481	<b>0.0488</b>	0.0494	0.0501	
Pcond	1.9418	1.9710	<b>1.9998</b>	2.0282	2.0561	[Np/m]
Pcond	16.8667	17.1203	<b>17.3703</b>	17.6167	17.8597	[dB/m]
Ptotales	2.1938	2.2307	<b>2.2671</b>	2.3031	2.3387	[Np/m]
Ptotales	19.0555	19.3755	<b>19.6918</b>	20.0045	20.3134	[dB/m]

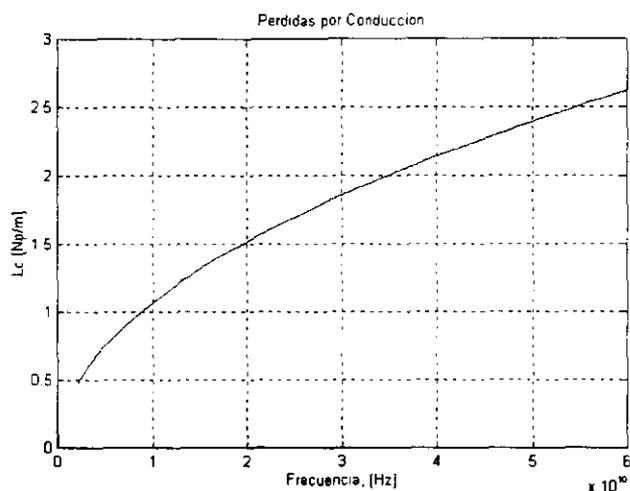


Figura 6.4.1.2 Gráfica de las pérdidas por conducción

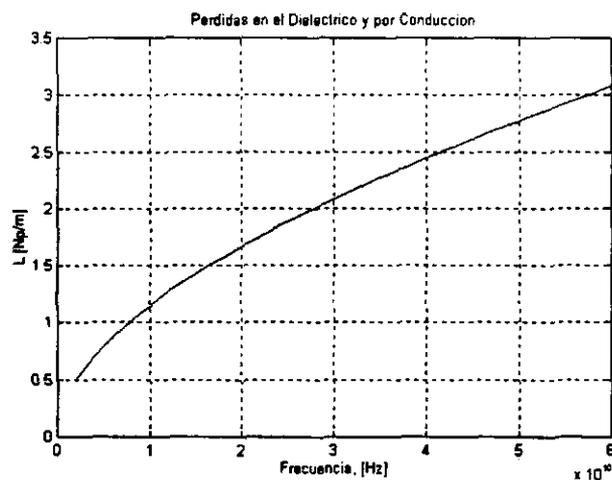


Figura 6.4.1.3 Gráfica de ambas pérdidas

## 6.5 LA RED DE POLARIZACIÓN PARA EL TRANSISTOR

Como parte complementaria del diseño del amplificador se encuentra la manera en como se polariza al transistor, que incluye a su vez las protecciones necesarias, como son: contra sobrevoltajes y sobrecorrientes. Así también las oscilaciones que puedan provocar ciertos elementos.

Debido a la existencia de varios parámetros inherentes al transistor y que están involucrados en el cálculo de la red de polarización, es conveniente dar más información acerca de cada parámetro, los cuales forman parte de las características eléctricas del transistor.

### 6.5.1 Características Eléctricas

Las características eléctricas mencionadas en ésta parte son de corriente directa (DC) cuya importancia en alta frecuencia recae primeramente en las consideraciones de polarización y confiabilidad. Sin embargo, ciertas características de DC están también directamente relacionadas con el desempeño de alta frecuencia. Por ejemplo, la figura de ruido en alta frecuencia es afectada por la ganancia de corriente de DC. Éstas características mencionadas aquí se encuentran en las hojas de especificaciones de los transistores de alta frecuencia. A continuación se mencionarán dichas características.

- ◆ Transconductancia ( $g_m$ ): Este parámetro es la conductancia en directa en configuración source común; esto es el cambio incremental en la corriente de salida (drain) con respecto a un cambio en el voltaje de entrada (gate). Es usualmente especificada ya sea por  $I_{DSS}$  (voltaje del gate igual a cero) o bien por la mitad de  $I_{DSS}$ , aunque también cualquier valor de corriente o porcentaje especificado de  $I_{DSS}$  puede ser usado como el punto de medición.

$$g_m = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_g} \quad (6.5.1.1)$$

- ◆ Voltaje de Pinch off ( $V_p$ ): Este parámetro es el voltaje del gate en el cual la corriente del drain al source es reducida a algún valor dado (usualmente 1mA para FETs de señal pequeña y 5 mA para FETs de potencia).
- ◆ Corriente saturada de drain a source ( $I_{DSS}$ ): Ésta corriente ocurre cuando el voltaje de gate a source ( $V_{gs}$ ) es mantenido en cero y el voltaje de drain a source ( $V_{ds}$ ) es fijado a un valor especificado (usualmente 3 volts).
- ◆ Resistencia de canal de bajo campo ( $R_{do}$ ): Ésta es la pendiente del drain en las curvas características I-V cerca del origen de la curva y es un indicador de la resistividad activa del canal y de la calidad del contacto del drain y del source.
- ◆ Características de ruptura: Las características de ruptura del contacto del gate pueden ser medidas en ambas direcciones (gate a drain y de gate a source). En general, dado que el dispositivo está cercano a una simetría física, por lo que sólo uno de las dos direcciones es necesaria para verificar la calidad del dispositivo. La mayoría de las veces las características de gate a drain son usadas. Existen dos maneras de definir las características de ruptura: especificando la corriente de gate a drain y midiendo el

voltaje en el punto ( $BV_{gd}$ ), o especificando el voltaje y midiendo la corriente inversa ( $I_{gd}$ ). En ambos casos son pruebas de alto riesgo para la integridad del transistor, porque se puede fallar cuando la corriente inversa excede el valor especificado, y estas pruebas son no destructivas a lo largo de los niveles de corriente cuando se mantienen bajos (en los rangos de los microamperes).

- ◆ **Avalancha de ruptura:** La aplicación de un voltaje excesivo a un material semiconductor crea un exceso de electrones de alta energía. Estos electrones pueden excitar portadores adicionales a un estado energético mayor, el cuál hace el semiconductor más conductivo y puede, con el mismo voltaje aplicado, resultar en un mayor flujo de corriente con la consecuente destrucción del material. La ruptura de Drain-source en un GaAsFET es un efecto avalancha.
- ◆ **Voltaje de ruptura:** El voltaje de polarización inversa al cuál la juntura rectificadora comienza a conducir una gran corriente inversa. La ruptura inversa puede ser causada por una avalancha de ruptura o por otros efectos eléctricos o térmicos. Las rupturas de Gate-Source y Gate-Drain no son efectos avalancha, y pueden tomar lugar sin dañar al dispositivo tanto como la corriente inversa sea limitada a un valor seguro.
- ◆ **Voltaje de ruptura de Gate a Drain ( $BV_{GD}$ ):** La característica de ruptura inversa del diodo de barrera Schottky del Gate al Drain en un GaAsFET.  $BV_{GD}$  se especifica usualmente a un valor de corriente de fuga.
- ◆ **Voltaje de ruptura de Gate a Source ( $BV_{GS}$ ):** La característica de ruptura inversa del diodo de barrera Schottky del Gate al Source en un GaAsFET.  $BV_{GS}$  se especifica usualmente a un valor de corriente de fuga.
- ◆ **Corriente saturada de Drain a Source ( $I_{DSS}$ ):** La corriente que resulta de un voltaje dado aplicado al GaAsFET con el voltaje de Gate mantenido en cero.
- ◆  **$I_{GD}$ :** La corriente de fuga de Gate a Drain a un voltaje inverso de Gate a Drain establecido.
- ◆  **$I_{GS}$ :** La corriente de fuga de Gate a Source a un voltaje inverso de Gate a Source establecido.
- ◆ **Longitud del Gate:** La distancia a lo largo de la cuál los electrones deben de viajar cuando se mueven del Source al Drain. Esto es, la longitud es la más corta de las dos dimensiones del Gate. La respuesta en frecuencia de un GaAsFET es inversamente proporcional a la longitud del Gate.
- ◆ **Ancho del Gate:** Es el tamaño del canal de un GaAsFET que lleva corriente. Esto es, el ancho es la más grande de las dos dimensiones. La capacidad de manejo de potencia de un GaAsFET es directamente proporcional al ancho del Gate.

El objeto de diseñar una red de polarización es que nos permita colocar al transistor en su región de operación lineal, es decir, en su región de amplificación que significa obtener los voltajes y las corrientes adecuadas para obtener el punto óptimo de operación. Además, es necesario respetar las condiciones de polarización expuestas por el fabricante ya que tanto los parámetros de dispersión como los de ruido que se emplean en este diseño fueron obtenidos con ciertas condiciones de operación, por lo que para no realizar una modificación trascendente debemos utilizarlos tal cuál.

A continuación se muestran las condiciones de las características eléctricas inherentes al transistor:

Tabla 6.5.1.1 Características eléctricas a  $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$  del transistor JS8910-AS de Toshiba

Característica	Símbolo	Condición	unidad	mínimo	típico	máximo
Transconductancia	$G_m$	$V_{DS}=1.5\text{V}$ $I_{DS}=12\text{mA}$	mS	30	40	100
Voltaje de pinch-off	$V_{GSoff}$	$V_{DS}=1.5\text{V}$ $I_{DS}=100\mu\text{A}$	V	-0.02	-0.07	-1.5
Corriente saturada del drain	$I_{DSS}$	$V_{DS}=1.5\text{V}$	mA	15	20	30
Corriente de fuga de gate a source	$I_{GS}$	$V_{GS}=-2.5\text{V}$	$\mu\text{A}$	---	---	-20

Tabla 6.5.1.2 Niveles Máximos absolutos a  $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$

Característica	Símbolo	unidad	nivel
Voltaje drain-source	$V_{DS}$	V	3.0
Voltaje gate-source	$V_{GS}$	V	-2.5
Voltaje gate-drain	$V_{GD}$	V	-2.5
Corriente de drain	$I_D$	mA	30
Disipación total de potencia	$P_T$	mW	150
Temperatura del canal	$T_{ch}$	$^{\circ}\text{C}$	150
Temperatura de almacenaje	$T_{stg}$	$^{\circ}\text{C}$	-65 a 150
Resistencia térmica	$R_{th(c-a)}$	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	650

De las anteriores tablas podemos tomar los valores que necesitamos, los que nos interesan para realizar los cálculos correspondientes a la polarización de acuerdo al diseño a mínimos ruidos (1.5 dB @ 40 GHz).

$V_{DS}=1.5\text{V}$
$I_{DS}=12\text{mA}$
$I_{DSS}=30\text{mA}$
$V_p(V_{GSoff})=-1.5\text{V}$
$V_{GDmax}=-2.5\text{V}$

Observando las características dadas podemos comprobar que se cumple una de las condiciones necesarias para que el transistor opere en su región lineal, es decir que  $V_{DS} \geq |V_p(v_{Gsoff})|$ .

Ahora bien como diseñadores de este amplificador es necesario proponer ciertos valores para otros parámetros inmersos en el diseño de la red de polarización con fundamento en el funcionamiento propio de un transistor de efecto de campo que es el origen del cuál se parte para realizar un transistor más elaborado como lo es el pHEMT.

VDD= 3 V
VGG= -1.5 V
RG= 22.639KΩ

Así entonces, el tipo de red de polarización propuesta es una red de polarización por división de tensión, con ciertas modificaciones propias del desempeño en alta frecuencia, ya que de acuerdo a los diseños comunes a bajas frecuencias en donde una resistencia en el source (para el FET, emisor en el TBJ) se hace esencial por su importante contribución a la estabilidad del punto fijo de operación "Q". Ahora bien a frecuencias de microondas, el capacitor de bypass que acompaña en paralelo a la resistencia del source (en baja frecuencia), puede producir oscilaciones haciendo al puerto de entrada inestable en algunas frecuencias. Aún más, una resistencia en el source distorsiona o degrada la figura de ruido. Así también, en la mayoría de los amplificadores con transistor en microondas en especial en la zona de los Gigahertz el source o bien el emisor se encuentran fijados a la tierra del circuito. Razones todas éstas por las que el diseño de la red de polarización por división de tensión no cuenta en ésta ocasión con la resistencia de source ni con su correspondiente capacitor de bypass.

Lo siguiente es realizar el cálculo de las resistencias que conforman la red de polarización con las excepciones mencionadas, así entonces de la ecuación de malla correspondiente podemos obtener el valor de la resistencia de drain ( $R_D$ ):

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{3 - 1.5}{12 \times 10^{-3}} = 125 \Omega \quad (6.5.1.2)$$

De la ecuación de  $I_{DQ}$ , es decir, en el punto de operación podemos obtener el valor de  $V_{GSQ}$  de operación, de acuerdo a lo siguiente:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p} \right)^2 \quad (6.5.1.3)$$

de donde:

$$V_{GSQ} = \left( - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \right) * (V_p) = -0.551 \text{ V} \quad (6.5.1.4)$$

Considerando ahora la resistencia de gate ( $R_G$ ) propuesta, podemos entonces calcular las resistencias del divisor, es decir,  $R_1$  y  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{R_G * V_{GG}}{V_{GS}} = \frac{22.639 \times 10^3 * (-1.5)}{-0.551} = 61.631 \text{ K}\Omega \quad (6.5.1.5)$$

$$R_2 = \frac{R_G * V_{GG}}{V_{GG} - V_{GS}} = \frac{22.639 \times 10^3 * (-1.5)}{-1.5 - (-0.551)} = 35.369 \text{ K}\Omega \quad (6.5.1.5)$$

Con los anteriores valores teóricos de resistencias es posible situarse en los niveles de polarización adecuados, sin embargo, para lograr los puntos de operación óptimos se requiere de una resistencia variable conectada de acuerdo al diagrama de la figura 6.5.1.1, dicha resistencia variable tiene un valor aproximado de 50 K $\Omega$ , y que se complementa con otra resistencia de 47 k $\Omega$ , ésta última tiene como función proteger al transistor para que no se sobrepasen los valores máximos absolutos de voltaje que puedan dañar al dispositivo y que pueden ser causados por el descuido de colocar la resistencia variable sobre su extremo superior lo que provocaría precisamente que se tuviera un voltaje excesivo.

Con respecto a los capacitores que forman parte de la red de polarización, su función es la de mantener siempre una polarización inversa en la unión PN del transistor, razón por la cual se tiene ese valor de 1000 pF en los mencionados capacitores.

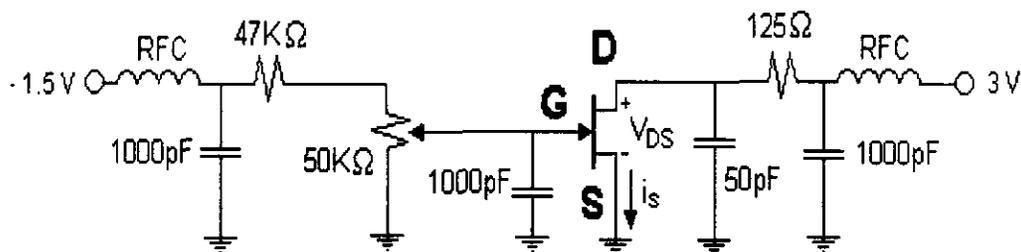


Figura 6.5.1.1 Circuito resultante de la red de polarización para el transistor pHEMT JS8910-AS, contando con protección contra sobretensiones de alimentación

## 6.6 DIAGRAMA DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO CONSTRUÍDO CON MICROCINTAS

Este punto resulta ser uno de los puntos importantes o bien culminante de todo el diseño, cuyas características y resultados teóricos están plasmados en papel y el siguiente punto es precisamente su implementación física, lo cuál es algo también elaborado porque involucra un tratamiento distinto como todo lo que rodea al diseño, precisamente por no ser un diseño común y corriente, ya que el tamaño de todo el amplificador es inversamente proporcional a la frecuencia y consecuentemente a la longitud de onda de las ondas que con las que se va a trabajar. Así, primeramente se muestra un diagrama

esquemático del amplificador de bajo ruido (figura 6.6.1), el cual muestra algunas de las partes primordiales del mismo como lo son los circuitos de acoplamiento a la entrada y a la salida, consistentes de una línea de transmisión en serie y un stub abierto en paralelo, indicándose también las resistencias de fuente y de carga establecidas a  $50\Omega$ , así como la inductancia conectada entre el source y la tierra del circuito cuya función fue explicada en capítulos anteriores.

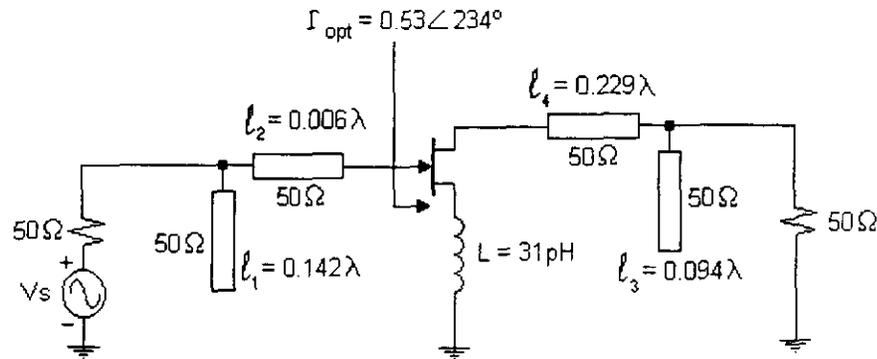


Figura 6.6.1 Diagrama esquemático del amplificador de bajo ruido

En la figura 6.6.2 se muestra el mismo diagrama esquemático de la figura 6.6.1 pero complementado tanto con su circuito de polarización como por su circuito antioscilación del cual se hablará a continuación.

El circuito antioscilación es complementario al de la inclusión de la inductancia entre el source y tierra, ya que este último sólo logra prevenir las oscilaciones en el ancho de banda en el cuál se logra la estabilidad de acuerdo a las gráficas y tablas mostradas en apartados anteriores de este mismo capítulo, más sin embargo la utilización de la inductancia no es seguro contra oscilaciones fuera del mencionado ancho de banda. En las frecuencias que no forman parte del ancho de banda se tendría la presencia de una situación en la que se asemejaría a que el transistor en vez de estar conectado a impedancias sólo con parte real (como es el caso de  $50\Omega$ ) se tendrían impedancias de fuente y de carga inductivas, que junto con las impedancias capacitivas a la entrada y a la salida y las retroalimentaciones internas del pHEMT generarían las condiciones necesarias para que el transistor entrara en oscilación. Así, éste circuito antioscilación es colocado en paralelo a la entrada del gate del transistor y que está formado por una resistencia de  $50\Omega$  conectada en serie con un stub abierto de longitud  $\lambda/4$ , la cuál tiene por objeto presentar una impedancia muy alta dentro del ancho de banda de operación y que contribuye a su vez con una gran cantidad de pérdidas por inserción fuera del mencionado ancho de banda, lo que a su vez representa un coeficiente de transmisión en directa ( $S_{21}$ ) muy bajo, cumpliendo así su objetivo de evitar las oscilaciones en dichas frecuencias (fuera del ancho de banda), no afectando así la figura de ruido gracias a que el circuito de antioscilación no tiene muchas pérdidas por disipación.

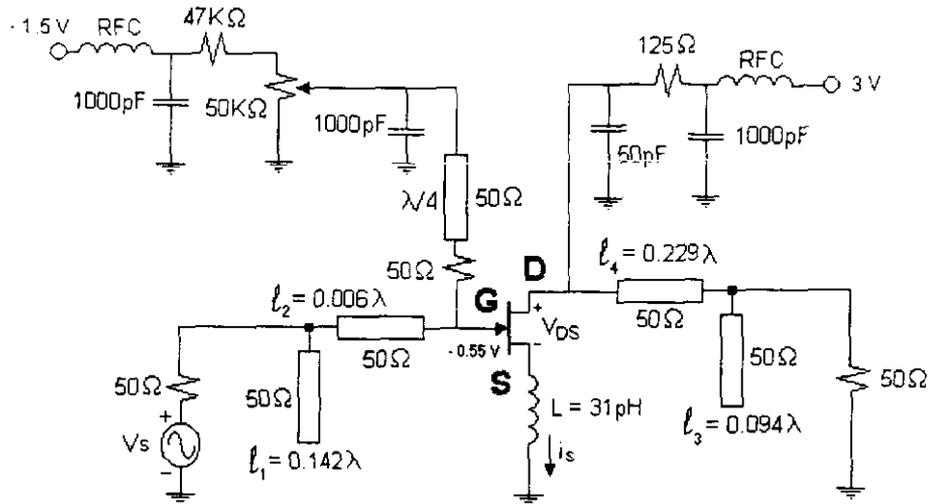


Figura 6.6.2 Representación esquemática del LNA con red de polarización y circuito antioscilaación.

En la última figura (6.6.3) se muestra finalmente el circuito completo que será construido sobre la microcinta, en donde finalmente podemos comentar sobre el circuito antioscilaación que logra, como se mencionó antes, que el parámetro  $S_{21}$  no presente picos de ganancia en las frecuencias fuera del ancho de banda de operación evitando con ello la oscilación del amplificador (figura 6.6.4). Entonces podemos concluir que la virtud primordial de este circuito antioscilaación es que impide que en todo el espectro de frecuencias en el cuál opera el amplificador la impedancia de entrada del amplificador no se vuelva negativa como se indica en la figura 6.4.1.

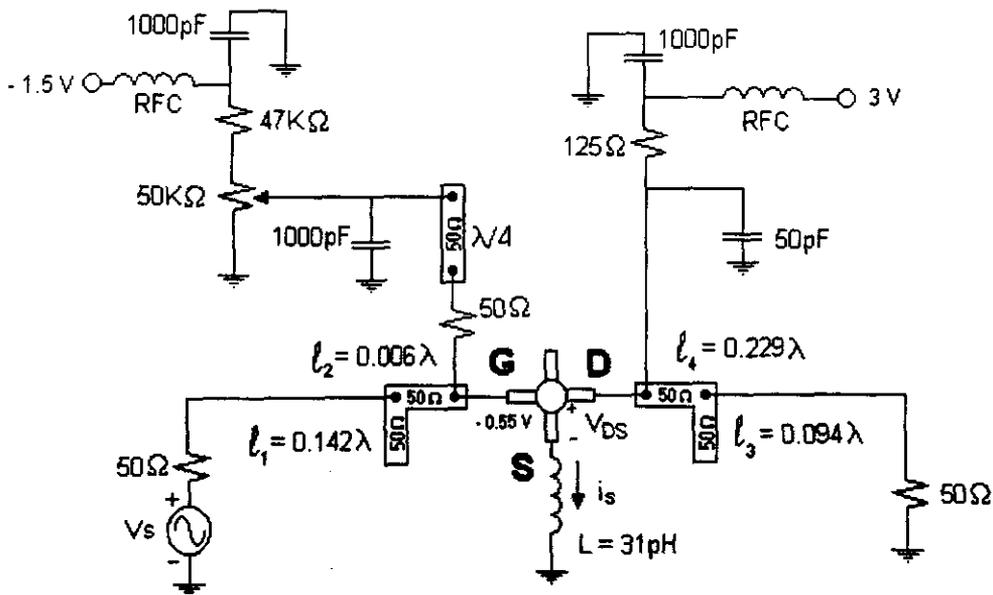
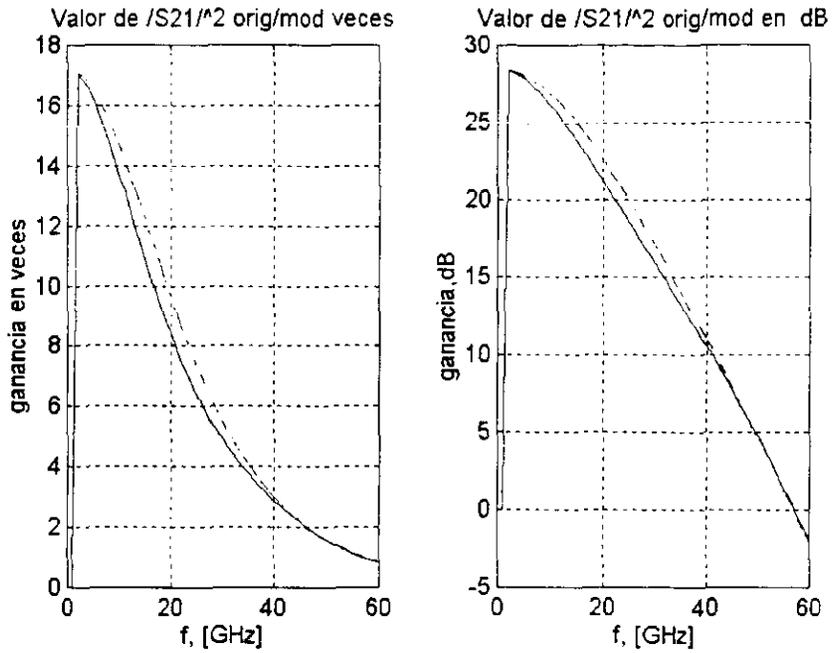


Figura 6.6.3 Diagrama final de la implementación del LNA en microcinta junto con su red de polarización y circuito antioscilaación



----- representa los valores originales de  $S_{21}$   
 \_\_\_\_\_ representa los valores modificados de  $S_{21}$  (con el inductor de 31 pH)

Figura 6.6.4 Comparación de la ganancia dada por el parámetro  $|S_{21}|^2$

---

# CONCLUSIONES

---

El desarrollo de este trabajo de tesis que trata sobre el diseño de un amplificador de bajo ruido para la banda Ka reviste un gran esfuerzo e importancia, ya que es un proceso de búsqueda, comprensión, análisis y síntesis cuyo resultado final es un diseño que tenga una implementación física y que tenga la aplicación para lo cual fue concebido, es decir, su colocación en un receptor satelital. Para lograr esto se conjuntaron diversos conceptos teóricos que van desde la física del electrón, del comportamiento electromagnético de las ondas, de la utilización y aprovechamiento de las propiedades de los materiales inmersos en la construcción tanto del pHEMT como del substrato de la microcinta, de la teoría de alta frecuencia aplicado a líneas de transmisión, stubs, acoplamiento de impedancias, estabilización, parámetros de dispersión "S", así también consideraciones geográficas y climatológicas, entre otras.

Por el diseño de bajo ruido, se deben tener en cuenta ciertas consideraciones, ya que su finalidad es ser colocado en un receptor satelital, así una figura de ruido tan baja como sea posible se hace necesaria, ya que la primera etapa de un receptor de frente final (front end) tendrá un efecto dominante sobre el desempeño que presente el ruido en el sistema completo. Porque el ruido puede ser introducido a un sistema de microondas ya sea por fuentes externas o generado dentro del sistema mismo. Así en ambos casos el nivel de ruido del sistema fijará el límite más bajo de la intensidad de la señal que puede ser detectada en presencia del ruido. Bajo ésta premisa fue diseñado el amplificador y así los resultados obtenidos cumplen con tales especificaciones de acuerdo a la teoría aplicada, así como a ciertos métodos empleados para mejorar el desempeño mismo del amplificador.

Dado lo anterior, lo primero fue seleccionar el tipo de transistor, así pues la elección era tendiente hacia un transistor de alta movilidad electrónica, ya que dadas sus características en cuanto a su desempeño en ruido, potencia y velocidad (definida por su concentración electrónica) era el dispositivo más conveniente, así como se puede apreciar de la tabla 4.4.2.1 en donde se comparan dispositivos como MESFET, HBT, MOSFET, y HEMT. Entonces dicha elección finalmente correspondió a un HEMT y posteriormente se tendría que decidir por algún fabricante en especial. En este campo (para la fabricación de HEMT) existen muchos fabricantes, teniendo entre otros a *Fujitsu* (modelo FHX35LG/LP,  $f_{m\acute{a}x}$  20 GHz, NF 1.70 @ 18 GHz), *Filtronic* (modelo LPD200P70 tipo pHEMT,  $f_{m\acute{a}x}$  18GHz, con 9.5 dB de ganancia de potencia @ 18 GHz,

0.8 dB de NF @ 2GHz), *NEC* (NE27200.32500 , Hetero Junction FET canal n, diseño de LNA bandas C a Ka, fmáx 30 GHz, NF 0.45 dB y Ga 12.5 dB @ 12 GHz), *United Monolithic Semiconductors* ( banda Ka/K HEMT de barrera Schottky AlGaAs/GaAs FET, fmáx 40 GHz, NF 2 dB y Ga 6.5 dB @ 40 GHz) y finalmente *Toshiba* (JS8910-AS tipo pHEMT , fmáx 60 GHz, ultra baja NF 1.5 dB @ 40 GHz y 2 dB @ 60 GHz, gran máxima ganancia disponible -MGD- 10 dB @ 40 GHz y 8 dB @ 60 GHz). Éste último transistor fue el elegido por la alta frecuencia a la que puede operar y a su buen desempeño en figura de ruido y ganancia.

Después de seleccionar el transistor que para nuestras necesidades era el más conveniente, se prosiguió a realizar un análisis de estabilidad de acuerdo a lo planteado por el criterio de Rollett, ya que nuestro diseño lo queríamos a una frecuencia central de 35GHz, por lo que resultaba importante determinar el comportamiento original que presentaba el transistor mediante sus parámetros S buscando obtener un ancho de banda que incluyera a nuestra frecuencia de operación. Un punto importante es que los parámetros S originales se tuvieron que interpolar para así obtener una resolución mayor para nuestros cálculos en el intervalo de frecuencias dado, ya que los valores originales en las hojas de especificaciones no incluían valores nores. Al realizar dicho análisis se observó que la estabilidad no se encontraba en el ancho de banda que nosotros requeríamos, por lo que se procedió a estabilizar a nuestro transistor por medio de un método (proveniente de la teoría de la realimentación) en el cuál se hizo una modificación en la impedancia de entrada del transistor, agregando una inductancia en serie entre la fuente del transistor y la tierra del circuito, siendo ésta una realimentación negativa, buscando con este valor de inductancia posicionar nuestra frecuencia de operación a la mitad del ancho de banda resultante; después de varias pruebas el valor apropiado para dicho propósito fue de  $L=31\text{pH}$ , así transformamos la matriz S original en una matriz S modificada estable con un ancho de banda razonable, de 28.7 a 41.6 GHz.

Ya que se estabilizó al transistor se procedió a obtener los acoplamientos de entrada y salida para obtener los ruidos mínimos posibles, dichos acoplamientos se diseñaron para ser implementados en microcintas mediante líneas de transmisión y stubs abiertos conectados en paralelo. Para hacer el acoplamiento de entrada se utilizó el coeficiente de reflexión óptimo de la fuente, el cuál para 35GHz se tuvo que obtener mediante la extrapolación de los valores originales de los parámetros de ruido de las hojas de especificaciones de nuestro transistor. Mediante este valor se obtuvo la admitancia de fuente óptima para una figura de ruido mínima, ahora con éste valor de admitancia normalizada se determinó el acoplamiento con un stub abierto conectado en paralelo con una longitud de  $l_1=0.1429\lambda$  y una línea de transmisión conectada en serie con una longitud  $l_2=0.0055\lambda$  con la ayuda de la carta Smith. Para realizar el acoplamiento de salida, se obtuvieron las matrices ABCD del stub abierto en paralelo y de la línea de transmisión en serie, ambas de la entrada; después se obtuvo la del transistor, teniendo una submatriz ABCD a partir de la cuál se determinó la admitancia normalizada de salida, con éste valor se obtuvo entonces el acoplamiento a la salida con una línea de transmisión en serie con una longitud  $l_3=0.229\lambda$  y un stub abierto conectado en paralelo con una longitud  $l_4=0.095\lambda$ . Así pues se realizó la multiplicación de la submatriz ABCD

tierra), otros cálculos relacionados son las pérdidas que se presentan en el dieléctrico (substrato) y por conducción (en la microcinta) como se observa de manera gráfica en el capítulo 6 y que se aprecia que dichas pérdidas aumentan con la frecuencia, la cuál se encuentra presente en los factores  $k_0$  para  $\alpha d$  (atenuaciones en el dieléctrico) y  $R_s$  para  $\alpha c$  (atenuaciones por conducción).

Los dos últimos aspectos importantes son: el cálculo de la red de polarización que se hace en base al funcionamiento general de un FET que es finalmente la base del pHEMT, bajo ciertas consideraciones dado el hecho de trabajar en alta frecuencia como lo son: la no inclusión de una resistencia de source para efectos de polarización, ni tampoco de su capacitor de bypass, ambos de gran importancia en baja frecuencia, pero en alta frecuencia, teniendo efectos como la degradación de la figura de ruido y aumento de la capacitancia  $C_{gs}$ . Y finalmente el otro aspecto es la utilización de un circuito antioscilación cuya función principal es la de evitar oscilaciones fuera del ancho de banda en el cuál se presenta la estabilidad incondicional provista por la utilización del inductor ya mencionado, logrando mantener la parte activa de la impedancia de entrada sin que se vuelva negativa.

Por otro lado, la razón por la cuál se desarrolló el diseño de un amplificador de bajo ruido en la banda Ka, es para que pueda ser integrado en un futuro receptor satelital mexicano, y así empezar a integrar nuevas tecnologías que nos permitan conformar nuestro propio sistema satelital con la nueva generación de satélites "inteligentes" ya empleados por otros países, como E.U., en particular el sistema satelital *IRIDIUM*.

Esta nueva generación de satélites emplea una banda superior de frecuencias (Banda Ka), debido a la fuerte demanda de servicios de telecomunicaciones, que como el espectro radioeléctrico es finito y por lo tanto limitado, existe en nuestros días un congestionamiento en las frecuencias menores a los 10 GHz, por lo que esto ha forzado a incrementar cada vez más la frecuencia de operación de los radioenlaces.

Actualmente, la mayoría de los satélites emplean tres bandas de frecuencia, que son la banda L, C y Ku, como se menciona en el capítulo 1. La banda Ka tiene 7 veces el ancho de banda de sus contrapartes las C o Ku, lo cuál permite transmitir cantidades de información mucho más grandes, las muestras realizadas muestran una muy buena calidad de la voz, además de que como emplean haces de alta ganancia no continuos, reducen el área de cobertura momentáneamente y concentran la potencia del satélite en puntos específicos permitiendo una mejor recepción y reducción del tamaño de estaciones terrenas, antenas, potencia, etc., lo cuál se refleja en el costo. Aunque también la utilización de esta banda de frecuencia presenta desventajas debidas principalmente a efectos atmosféricos como la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otras causas ya mencionadas en el capítulo 3.

En conclusión, las comunicaciones por satélite en la banda Ka permiten el manejo de grandes cantidades de información con buena calidad y bajo costo.

## DESARROLLO DE NUEVAS TECNOLOGÍAS EN MÉXICO

En el Centro de Instrumentos de la Universidad Nacional Autónoma de México, el Ing. Juan Manuel Téllez Jiménez realizó el diseño de un amplificador de bajo ruido para la banda Ka, acoplado con guías de onda H bajo la dirección del Dr. Valeri Vountesmeri Gienco. Actualmente dicho diseño se está implementando físicamente.

Esta nueva técnica de acoplamiento de impedancias nunca antes había sido realizada en el continente americano según los reportes técnicos de la IEEE. Esta nueva técnica tiene como base el principio de transición de Chebychev para realizar transformadores de impedancias de longitud  $\lambda/4$  mediante guías de onda H híbridas. La transformación se logra mediante paredes eléctricas introducidas en una guía de onda rectangular (Finned and Ridged Waveguides), para que de esta forma, se vaya modificando la impedancia característica de la guía de onda rectangular hasta el valor deseado. La parte imaginaria se acopla mediante líneas de transmisión en forma de stubs.

Esta nueva técnica implementada por vez primera en la ex-Unión Soviética y específicamente en el Instituto Politécnico de Kiev República de Ucrania por el Dr. Vladimir I. Skachko, ahora ha sido aplicada al diseño de acopladores para dispositivos que operan en la banda milimétrica (amplificadores de bajo ruido, mezcladores, filtros, entre otros).

Las guías de onda H híbridas están constituidas básicamente de una guía de onda hueca rectangular con paredes eléctricas colocadas dentro de la guía, las paredes eléctricas o rígideces dentro de la guía tienen el efecto de modificar la impedancia característica de la guía de onda en función de las dimensiones de la rigidez. Precisamente lo interesante acerca del uso de las guías de onda H, como elementos transformadores de impedancia, es la realización de circuitos de acoplamiento con grandes anchos de banda y baja impedancia característica. Gracias a esta virtud, las guías de onda H encuentran una gran variedad de aplicaciones sobre todo en la banda milimétrica, ya que la construcción de circuitos de acoplamiento mediante microcintas es tecnológicamente más difícil de implementar en ésta banda porque al incrementar la frecuencia, las impedancias de entrada y salida del transistor se reducen demasiado, requiriendo circuitos de acoplamiento de hasta  $10\Omega$ .

Como puede verse, ésta técnica de acoplamiento presenta mejores resultados en comparación con las técnicas ya conocidas como lo son los circuitos de microcinta y las líneas coplanares, debido a que la realización de acoplamientos mediante guías de onda H permite mayor integración en el diseño de circuitos para microondas como amplificadores de bajo ruido, mezcladores, osciladores, etc. y reduce las figuras de ruido porque ésta técnica presenta en los circuitos de acoplamiento, menores pérdidas en el dieléctrico y en el conductor.

# APÉNDICES

**APÉNDICE 1. Espectro Radioeléctrico**

**APÉNDICE 2. Sistemas Satelitales más Importantes**

**APÉNDICE 3. Parámetros de Dispersión Originales del Transistor JS8910/AS de Toshiba**

**APÉNDICE 4. Cálculo de los Acoplamientos de Impedancias de Entrada y Salida empleando la Carta Smith**

**APÉNDICE 5. Circuito Equivalente del Transistor JS8910/AS de Toshiba**

**APÉNDICE 6. Parámetros de Ruido del Transistor JS8910/AS de Toshiba**

---

## ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

---

### - Gestión del Espectro Radioeléctrico (Artículos 100 y 101)

ARTÍCULO 100. Corresponde al Gobierno Federal por conducto de la Secretaría, las funciones de gestión y control del espectro de frecuencias Radioeléctricas y en general del medio en que se propagan las ondas electromagnéticas, que es un recurso natural limitado que forma parte de los bienes de dominio directo de la Nación; tales funciones las ejercerá de conformidad con la Ley, este reglamento y a lo establecido en los convenios y acuerdos internacionales que suscribe el Gobierno Federal.

ARTÍCULO 101. El espectro radioeléctrico se subdivide en nueve bandas de frecuencia, de acuerdo con el Reglamento de Radiocomunicaciones anexo al Convenio de la Unión Internacional de Telecomunicaciones:

Banda núm.	Subdivisión de frecuencias	Rango de Frecuencias
4	VLf (Frecuencia muy Baja)	3 a 30 KHz
5	LF (Frecuencia Baja)	30 a 300 KHz
6	MF (Frecuencia Media)	300 a 3 000 KHz
7	HF (Frecuencia Alta)	3 a 30 MHz
8	VHF (Frecuencia muy Alta)	30 a 300 MHz
9	UHF (Ultra Alta Frecuencia)	300 a 3 000 MHz
10	SHF (Super Alta Frecuencia)	3 a 30 GHz
11	EHF (Frecuencia Extremadamente Alta)	30 a 300 GHz
12		300 a 3000 GHz

- Designación de la Banda de Microondas por la IEEE

BANDA	RANGO DE FRECUENCIAS EN GHZ
HF	0.003 - 0.030
VHF	0.030 - 0.300
UHF	0.300 - 1
L	1 - 2
S	2 - 4
C	4 - 8
X	8 - 12
Ku	12 - 18
K	18 - 26
Ka	26 - 40
Milimétrica	40 - 300
Submilimétrica	Arriba de 300

# Apéndice 2

## SISTEMAS SATELITALES MÁS IMPORTANTES

<i>NOMBRE DEL SISTEMA</i>	<i>Iridium</i>	<i>Globalstar</i>	<i>ICO</i>	<i>Ellipso</i>	<i>Asian Cellular System (AceS)</i>	<i>Thuraya</i>	<i>Orbcomm</i>	<i>Odyssey</i>
<b>TIPO DE ÓRBITA OPERADOR</b>	LEO	LEO	MEO	LEO	GEO	GEO	LEO	MEO
<b>DUEÑO PRINCIPAL</b>	Iridium LLC, Washington, D.C	Globalstar LP, San José, Calif.	ICO Global Communications Ltd., London	Mobile Communications Holdings Inc., Washington, D.C.	PT Asia Cellular Satellite, Jakarta, Indonesia	Thuraya Satellite Telecommunications Co. Abu Dhabi, United Arab Emirates	Orbital Sciences	TRW
<b>SERVICIOS PRINCIPALES</b>	Voz, datos, fax, radiolocalización	Voz, datos, fax, radiolocalización	Voz, datos, fax, radiolocalización	Voz, datos, fax, radiolocalización	-PT Pasifik Satelit Nusantara, Indonesia Philippine Long Distance Telephone Co. Jasmine International Co., Thailand	10 compañías llevan la ventaja por la Unión Arabe Emirato de Telecomunicaciones Corp. (Etisalat), Abu Dhabi	Mensajes y radiolocalización	Voz, datos, fax, radiolocalización

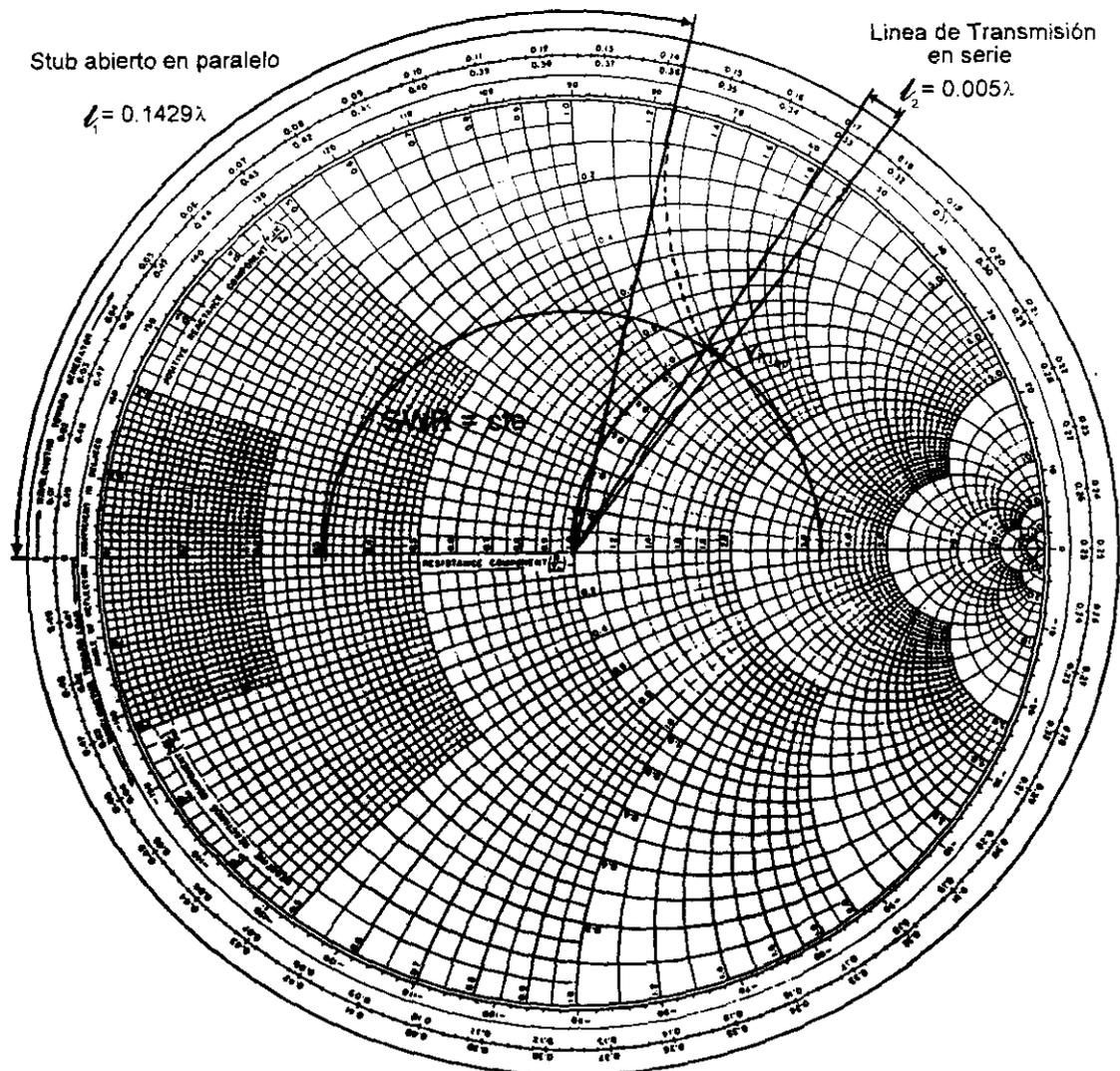
COBERTURA	Alrededor del mundo	Alrededor del mundo	Alrededor del mundo	Alrededor del mundo	Pacífico de Asia	Estados árabes, Asia Central, India, Este de Europa	Alrededor del mundo	Alrededor del mundo
<b>LANZAMIENTO INICIAL/INICIO DEL SERVICIO</b>	1997/1998	1998/1999	1998/2000	2000/2000	1999/1999	2000/2000	1995/1998	1998/2000
<b>COSTO DEL SISTEMA</b>	US \$3.4 billones	\$1.8 billones	\$4.5 billones	\$180 millones	\$1 billón	\$1.2 billones	No disponible	\$1.3 billones
<b>NO. DE SATÉLITES</b>	66	48	10	14	1 repuesto	1 repuesto	36	12
<b>ALTITUD( KM)</b>	780	1400	10355	8040(ecuatorial),520-7846(ellipt)	35800	35800	775	10550
<b>COSTO DE LA TERMINAL MÓVIL</b>	\$2500	<\$750; \$1000-\$2500 (cabina de teléfono)	\$1000 arriba del auricular	N.D	N.D	N.D	N.D	N.D
<b>PRECIO EN TIEMPO AIRE POR MIN.</b>	25% arriba del precio de las longitudes normales	\$0.35-\$0.55	\$1 - \$1.50	\$0.50	N.D	\$0.50	N.D	N.D
<b>VIDA DEL SATÉLITE (AÑOS)</b>	5 - 8	7.5	12	5 - 7	12	15	N.D	N.D
<b>PROVEEDOR DE AURICULARES</b>	Motorola, Kyocera	Qualcomm, Telital, Ericsson	Mitsubichi, NEC, Samsung, Ericsson, Panasonic	L3 comunicaciones	Ericsson	Hughes Network Systems		
<b>FRECUENCIAS, GHz</b>	Servicios: 1.616-1.6265 Vía de enlace: 29.1-29.3 arriba del enlace, 19.4-19.6 bajo el enlace Cruces de enlaces: 23.18-23.38	Servicios: 1.610-1.6265 arriba, 2.4835-2.500 abajo Vía de enlace: 5.091-5.250 arriba; 6.875-7.055 abajo	Servicios: 1.985-2.015, 2.170-2.200 Vías de enlace: 5.150-5.250, 6.975-7.065	Servicios: 1.610-1.621	Servicios: 1.6265-1.6605 arriba, 1.525-1.559 abajo Vías de enlace: 6.425-6.725 arriba, 3.400-3.700 abajo.	N.D	VHF	L

**PARÁMETROS DE DISPERSIÓN  
ORIGINALES DEL TRANSISTOR  
JS8910/AS DE TOSHIBA**

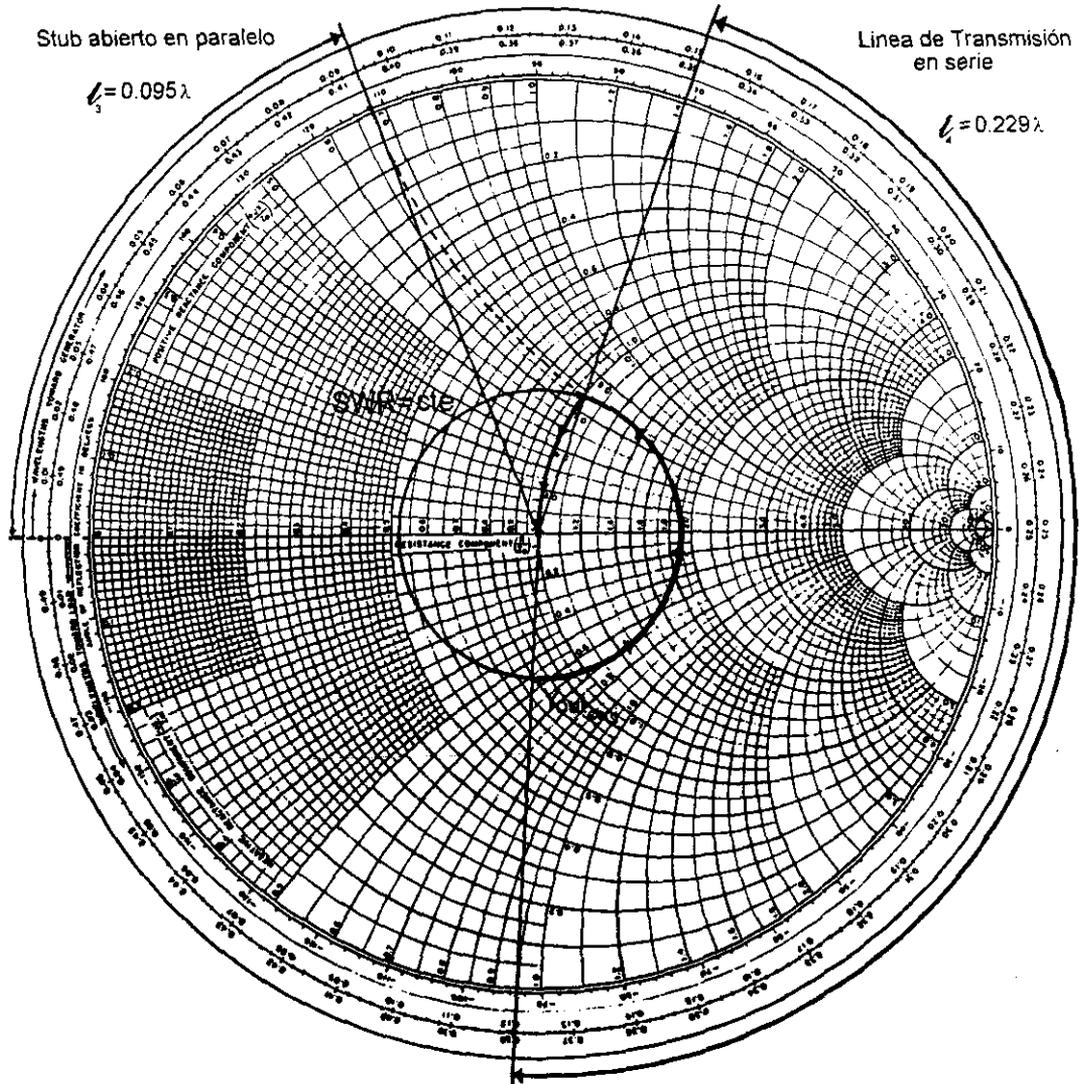
FREC GHZ	S11 MAG	S11 ANG	S21 MAG	S21 ANG	S12 MAG	S12 ANG	S22 MAG	S22 ANG
2	1	-12	4.13	170	0.02	83	0.62	-8
4	0.98	-23	4.1	160	0.04	76	0.61	-15
6	0.96	-35	4.03	150	0.06	69	0.59	-23
8	0.93	-47	3.94	140	0.08	62	0.57	-30
10	0.89	-59	3.84	131	0.09	56	0.54	-37
12	0.86	-71	3.71	121	0.11	49	0.51	-45
14	0.82	-83	3.57	112	0.12	43	0.48	-52
16	0.78	-95	3.42	103	0.13	37	0.44	-60
18	0.74	-107	3.27	95	0.13	32	0.41	-67
20	0.71	-120	3.11	86	0.14	27	0.37	-75
22	0.68	-132	2.95	78	0.14	22	0.34	-83
24	0.66	-144	2.79	70	0.15	18	0.31	-92
26	0.65	-155	2.64	63	0.15	14	0.28	-101
28	0.64	-167	2.49	55	0.15	11	0.26	-111
30	0.64	-177	2.35	48	0.15	8	0.24	-122
32	0.64	173	2.21	42	0.15	5	0.23	-134
34	0.65	164	2.08	35	0.14	3	0.23	-147
36	0.66	155	1.96	29	0.14	1	0.23	-159
38	0.67	148	1.84	22	0.14	0	0.24	-170
40	0.69	140	1.73	16	0.14	-2	0.25	179
42	0.71	134	1.63	11	0.14	-3	0.27	170
44	0.72	128	1.53	5	0.14	-4	0.29	161
46	0.74	122	1.43	-1	0.14	-4	0.32	154
48	0.75	117	1.34	-6	0.14	-5	0.35	147
50	0.77	112	1.26	-11	0.14	-6	0.38	141
52	0.78	108	1.18	-16	0.14	-7	0.41	135
54	0.8	103	1.1	-21	0.14	-8	0.44	130
56	0.81	100	1.03	-25	0.14	-9	0.47	125
58	0.83	96	0.96	-29	0.14	-10	0.5	121
60	0.84	93	0.9	-34	0.14	-11	0.53	116

## CÁLCULO DE LOS ACOPLAMIENTOS DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y DE SALIDA EMPLEANDO LA CARTA SMITH

ACOPLAMIENTO DE ENTRADA



# ACOPLAMIENTO DE SALIDA



## CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSISTOR JS8910/AS DE TOSHIBA

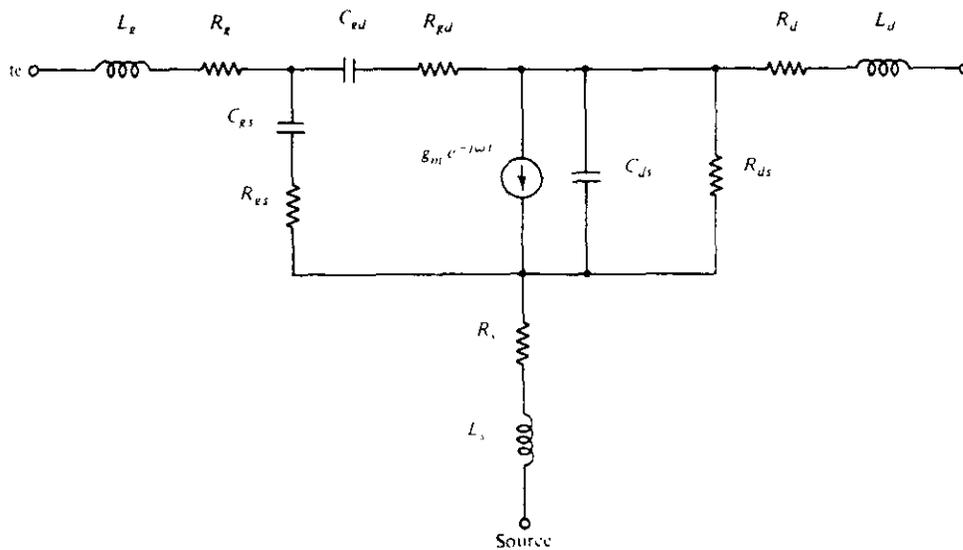


Tabla de valores del circuito equivalente

gm	57	ms
r	0.38	ps
Rg	0.6	Ohms
Rs	1.5	Ohms
Rd	1.7	Ohms
Rgs	3.8	Ohms
Rds	193	Ohms
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 6

## PARÁMETROS DE RUIDO DEL TRANSISTOR JS8910-AS TOSHIBA

FRECUENCIA (GHz)	Rn (Ω)	Nfmin (dB)	$\Gamma_{opt}$ (magnitud)	$\Gamma_{opt}$ (ángulo)
10	12	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	0.58	0.6	85
18	6.7	0.62	0.58	92
19	6	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	0.79	0.52	129
24	3.1	0.83	0.51	138
25	2.7	0.87	0.51	146
26	2.3	0.9	0.51	154
27	2.0	0.94	0.5	163
28	1.8	0.98	0.5	171
29	1.6	1.01	0.5	180
30	1.5	1.05	0.5	189
31	1.6	1.09	0.5	198
32	1.7	1.12	0.51	207
33	2.0	1.16	0.51	216
34	2.4	1.2	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

---

# GLOSARIO

---

- [1] Apéndice 1
- [2] Apéndice 2
- [3] Apéndice 3
- [4] Apéndice 4
- [5] Apéndice 5
- [6] Apéndice 6

**ANTENA:** Dispositivo para asegurar la emisión o captación de ondas electromagnéticas

**ARABSAT:** Un propietario de Thuraya Satellite Communications Co., a su vez comprado por la liga Arabe de Naciones y localizado en Riyadh, Arabia Saudita

**ATMÓSFERA:** Envoltura gaseosa celeste que rodea a la Tierra. (Ni y O en su mayoría)

**B:** Ancho de banda

**BANDAS DE FRECUENCIA:** El agrupamiento combinado de ondas electromagnéticas de una frecuencia similar

**BARRERA SCHOTTKY:** Un diodo formado por una juntura rectificadora metal-semiconductor en la cuál los portadores mayoritarios llevan el flujo de corriente. Usada como el contacto del gate en los GaAs FET

**BURN-OUT:** Destrucción de las uniones de un transistor esperando corrientes extremadamente grandes causadas por el latch-up

**CAPA "Epi":** Una muy delgada capa epitaxial de semiconductor GaAs que crece sobre una oblea aislante del mismo material

**CDMA:** Acceso múltiple por división de código

**CONDUCTOR:** Material que conduce cargas eléctricas

**dB:** Unidad práctica de medida, que sirve para expresar la relación entre potencias y voltajes

**DEPLETION-MODE TRANSISTOR:** Un transistor MOS con un canal físicamente implantado que conduce corriente a un voltaje de compuerta cero

**DOPANTE:** a) Un material añadido al GaAs para hacerlo semiconductor. b) Una sustancia añadida a un semiconductor para cambiar sus propiedades eléctricas

**ECUADOR:** Círculo máximo que se considera en la esfera celeste, perpendicular al eje de la Tierra, o sea el círculo máximo que equidista de los polos de la Tierra

**ELLIPSO:** Sistema de servicios satelitales móviles: LEO/MEO, 14 satélites, 8040 (equatorial) y 520-7846(elliptic)[km], L3 communications

**ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO:** Tipos diferentes de ondas electromagnéticas se pueden clasificar por sus longitudes de onda, dentro de secciones llamadas bandas. El espectro electromagnético es la colección de dichas bandas. Ejemplos: rayos gamma, rayos X, rayos ultravioleta, ondas infrarrojas, ondas de radio, etc.

**EXCENTRICIDAD:** La excentricidad es una medida para cuantificar la órbita circular del satélite. Para una órbita perfectamente circular, la excentricidad es cero, las órbitas elípticas tienen excentricidad entre cero y uno, entre más elevada sea la excentricidad, la órbita es más reducida

**FDMA:** Frequency division multiple access

**FET:** Transistor de Efecto de Campo. Es un tipo de transistor en el cuál la corriente es controlada por la aplicación de un campo eléctrico variante

**FIGURA DE RUIDO (NF):** Relación señal a ruido de entrada entre relación señal a ruido de salida, nos permite estimar cuánto ruido nos está generando un elemento

**FRECUENCIA:** El número de veces que una onda completa su ciclo por unidad de tiempo. La frecuencia de una onda de sonido determina la intensidad. Se mide en Hz, que es el número de ciclos por segundo

**GaAs FET:** Es un Transistor de Efecto de Campo en un modo básico de agotamiento, el cuál es un dispositivo de 3 terminales en donde el gate (compuerta) controla el flujo de corriente desde el source al drain mediante la variación de un campo eléctrico y así se tiene una región de portadores disminuidos en la capa (epitaxial) semiconductor por debajo del gate. Un GaAs FET es simplemente un FET con una estructura de diodo en la compuerta hecha de Arsenuro de Galio, el cuál es un compuesto, en oposición al Silicón, que es un elemento

**GaAS:** Arsenuro de Galio

**GEO:** Geosynchronous Earth Orbit (Órbita geoestacionaria=35,785Km)

**GHz:** Gigahertz

**GLOBALSTAR:** LEO, 48 satélites, 8 planos de 6 (1,414km), Qualcomm, Telital, Ericsson, Panasonic

**HEO:** High Earth Orbit (órbita elíptica)

**ICO:** 10 satélites, 2 planos de 5 (10,355km)

**INMARSAT:** Sistema de Comunicaciones Satelitales móviles a terminales marítimas y usuarios móviles terrestres

**INTELSAT:** International Telecommunications Satellite (Consortio)

**IRIDIUM:** LEO, 66 satélites, 6 planos de 11 (780km), Motorola

**ISOTRÓPICO:** Sólido que presenta las mismas propiedades en todas direcciones

**ITU:** Unión Internacional de Telecomunicaciones

**Ka:** Banda Ka

**LATCH-UP:** Una condición del circuito integrado CMOS en donde los transistores bipolares son encendidos, ocasionando grandes corrientes que pueden destruir al dispositivo

**LEO:** Low Earth Orbit (Órbita baja=20,00km)

**$L_{FS}$ :** Atenuación debida a la propagación en el espacio libre

**LNA:** Amplificador de bajo ruido

**MEO:** Medium Earth Orbit (Órbita media=10,000km)

**MICROONDAS:** Una forma de radiación electromagnética que está bajo el rango de la luz visible del espectro

**ODYSSEY:** 12 satélites, 3 planos de 4 (10,354km)

**ORBCOMM:** Sistema global cercano que ofrece comunicación de datos y mensajes.

LEO, 36 satélites

**ÓRBITA ECUATORIAL:** Tiene un ángulo de inclinación de 0 grados

**ÓRBITA ELÍPTICA:** Una órbita donde el satélite se desplaza en una gran elipse. Un satélite en una órbita elíptica está algunas veces cerca del objeto que está orbitando y otras veces se halla distante de él. Uno de elevada excentricidad se va a desplazar más rápido cuando está cerca del planeta y más lento cuando está distante de él

**ÓRBITA GEOESTACIONARIA (Geosíncrona):** Una órbita en la cual aparece un satélite que permanece en el mismo sitio en el cielo todo el tiempo. Cuando está en órbita geoestacionaria, viaja exactamente a la misma velocidad de la Tierra que está rotando debajo de él. Un satélite en ésta órbita está muy por encima de los 35,786 km encima de la Tierra, siempre están ubicados directamente encima del Ecuador. El área con la cual un satélite en órbita geoestacionaria puede comunicar, se llama su huella

**ÓRBITA POLAR:** Tiene un ángulo de inclinación igual a 90grados. Un satélite en órbita polar cubre el globo terráqueo íntegro cada 14 días

**ÓRBITA:** Trayectoria que describe en el espacio un cuerpo sometido a la acción de la gravitación ejercida por los astros ó a una acción externa

**PIRE:** Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (EIRP)

**POSICIÓN:** La posición en el espacio de una nave espacial o aeronave. La posición de un satélite puede medirse por el ángulo que hace el satélite con el objeto que está orbitando, generalmente la Tierra. La posición determina la dirección de los instrumentos en su superficie, debe de mantenerse constante, ésto es conocido como control de posición

**RADIACIÓN:** Emisión de ondas electromagnéticas o de partículas dañinas generalmente para el hombre

**REFLECTOR:** Mecanismo pasivo que sólo refleja la energía irradiada por el mecanismo de alimentación en una emisión concentrada altamente direccional donde las ondas individuales están todas en fase entre sí

**RELACIÓN SEÑAL A RUIDO:** Es la relación de potencias de la señal y del ruido

**RF:** Radio frecuencia

**RUIDO BLANCO:** Tiene una densidad espectral infinita

**RUIDO TÉRMICO:** Ruido asociado a dispositivos y sistemas con pérdidas

**Rx:** Receptor

**S/N:** Relación señal a ruido

**SPACE SYSTEM LORAL (SS/L):** Líder en manufactura de satélites de telecomunicación comercial

**TDMA:** Time division multiple acces: no. moderado de estaciones terrenas, tráfico de voz y datos (mediana y alta capacidad), configuración estrella o malla

**TE:** Transversal Eléctrico

**TELEDESIC:** LEO, 288 satélites, 1400km

**TEM:** Transversal electromagnética

**THURAYA:** Sistema de servicios satelitales móviles, derivando su nombre del arábigo para Pleyades, un grupo de 7 estrellas en la constelación Tauro, abarca 1.8 billones de personas en 58 países, extendiéndose hasta el medio Este, norte de África, el subcontinente Indico, Asia Central, Turquía y la Europa del este. Peso:4500kg., 35,800km, Hughes network systems

**TM:** Transversal Magnética

**Tx:** Transmisor

---

# BIBLIOGRAFÍA

---

## LIBROS:

- Baden, Fuller A.J. *Microwaves: an introduction to microwave theory and techniques*, Pergamon Press, Tercera Edición 1990.
- Collin, R.E. *Field Theory of Waveguides*, IEEE Press 1991.
- Fukui, Hatsuaki. *Low Noise Microwave Transistor & Amplifiers*, IEEE Press, 1981
- Gardiol, Fred E. *Introduction to Microwaves*, Artech House, Inc., 1984.
- González, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers: analysis and design*, Prentice-Hall, Inc., 1984.
- Hund, Edgar. *Microwave Communications*, McGraw-Hill, 1989.
- Kraus, John D. *Electromagnetismo*, McGraw-Hill, Tercera Edición 1984.
- Liao, Samuel Y. *Microwave Devices and Circuits*, Prentice Hall, Tercera Edición 1990.
- Malherbe. *Microwave Transmission Line Coupler*, Artech House, 1988.
- Maral G. And Bousquet M., *Satellite Communications Systems: techniques and technology*, Editorial Wiley, 1993.
- Pozar, David M. *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, 1998.
- Riaziat, M. Leonard. *Introduction to High-Speed Electronics and Optoelectronics*, John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- Tipples, Paul E. *Física: conceptos y aplicaciones*, McGraw-Hill, 1981.
- Young, W. Stephen and Levien Frederic H. *Microwave made Simple: principles and applications*, Artech House Microwave Library, 1982.

## PUBLICACIONES:

- “Applied Microwave & Wireless”, *The Effects of the Atmosphere and Weather on the Performance of a mm-Wave Communication Link*, Thomas L. Frey Jr., BPA International, Febrero 1999, Vol.11 No.2, pp.76-80
- “Applied Microwave & Wireless”, *Key Engineering Factors in Satellite Communications*, Gary A. Breed, BPA International, Marzo 1999, Vol.11 No.3, pp.64-66

- "Ciencia y Desarrollo", *Panorama Tecnológico de los Satélites de Comunicación en el Mundo*, Salvador Landeros Ayala y Rodolfo Neri Vela, SEP-CONACYT, Julio/Agosto de 1997, Vol. XXIII No.135, pp.25-34
- "Ingeniería", *Cálculo de los Márgenes de Atenuación por Lluvia para un futuro Satélite Mexicano en la Banda Ka*, Salvador Landeros Ayala, Rodolfo Neri Vela e I. Núñez Aceves, Órgano Oficial de la Facultad de Ingeniería-UNAM, Octubre-Diciembre, 1997, Vol. LVII No. 4, pp.271-278
- *Millimeter Super Low Noise Transistor Amplifier*, Chenakin, Alexander V., Skachko, Vladimir, Kiev Polytechnic Institute, Ukraine, 1995
- *Low-Noise Receiver Trends Using State-of-the-Art Building Blocks*, H. C. Okean, A. J. Kelly, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, April 1977
- *Stability and Power-Gain Invariants of Linear Two Ports*, J. M. Rollett, 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
- *Diseño y construcción de Amplificadores de Bajo Ruido en la Banda Milimétrica*, Téllez, Juan Manuel, Vountesmeri G. Valeri, Tesis de Maestría, División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería-UNAM, 1999
- *Herramientas de programación en Matlab para desarrollo y diseño de amplificadores de bajo ruido en la banda milimétrica*, Téllez, Juan Manuel, Vountesmeri G. Valeri, Laboratorio de microondas y laboratorio de deposición láser, Centro de Instrumentos-UNAM, 1999

## DIRECCIONES DE INTERNET:

- <http://golhoeft.addr.com/wavegid.htm>
- <http://imagine.gsfc.nasa.gov>
- <http://nina.ecse.rpi.edu/shur/Ch5/sld012.htm>
- <http://www.altair.com>
- <http://www.automata.com/engtools/impedance/impems.htm>
- <http://www.cs.mdx.ac.uk/staffpages/kevin/baselec-radio>
- <http://www.news.wirelessdesignonline.com>
- <http://www.oan.es/cay/tech/ampl>
- <http://www.scimedia.com>
- <http://www.telecom-global-mall.com/stores/serv/praxis/leyes/regitel/cap8.html>
- **Pruebas físicas:** Hi-Tech Center de Motorola de México, realizando algunas pruebas con el sistema Iridium e implementación a cargo del M.I. Juan M Téllez Jiménez. Soporte Técnico y entrenamiento. Además de la implementación física del Amplificador con guías de onda H en el Centro de Instrumentos UNAM, también a cargo del M.I. Juan Manuel Téllez.