

79  
2ej.



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO A 5 GHz PARA RADIOASTRONOMIA

T E S I S  
Para obtener el Título de  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
p r e s e n t a n

CARLOS L. DE LAMADRID BENITEZ  
JOSE ALEJANDRO FIGUEROA PAEZ



Director de Tesis:  
M. C. Arturo Velázquez Ventura

México, D. F.

1992

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO  
A 5 GHz PARA RADIOASTRONOMÍA**

**ÍNDICE**

	Pág.
<b>INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<b><u>CAPÍTULO 1 SISTEMAS PARA RADIOASTRONOMÍA.....</u></b>	<b>5</b>
<b>1.1 FUNDAMENTOS DE RADIOASTRONOMÍA.....</b>	<b>5</b>
1.1.1 Introducción	5
1.1.2 La línea de hidrógeno	6
1.1.3 Radio líneas estelares	7
1.1.3.1 La línea de hidrógeno neutro de 21 cm de longitud de onda	7
1.1.3.2 Líneas de radiación de moléculas interestelares	9
1.1.4 Naturaleza de las señales extraterrestres	10
1.1.5 Efectos de la atmósfera terrestre	12
<b>1.2 RECEPTORES PARA RADIOTELESCOPIOS.....</b>	<b>14</b>
1.2.1 Receptores y registradores	19
Referencias	20
<b><u>CAPÍTULO 2 REALIZACIÓN DE CIRCUITOS CON MICROCINTA.....</u></b>	<b>21</b>
<b>2.1 LÍNEAS PLANARES.....</b>	<b>21</b>
2.1.1 Modos de propagación	22
<b>2.2 MICROCINTA.....</b>	<b>23</b>
2.2.1 Constante dieléctrica efectiva	26
2.2.2 Impedancia característica	26
2.2.3 Efecto de conductor con espesor diferente de cero	28
<b>2.3 ANÁLISIS DE DISPERSIÓN.....</b>	<b>29</b>
2.3.1 Pérdidas en microcinta	29
2.3.2 Discontinuidades en microcinta	31
2.3.2.1 Terminación en circuito abierto	32
2.3.2.2 Esquinas	33
2.3.2.3 El escalón simétrico	34
<b>2.4 SELECCIÓN DE SUSTRATO.....</b>	<b>35</b>
Referencias	36
<b><u>CAPÍTULO 3 ANÁLISIS Y SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS.....</u></b>	<b>38</b>
<b>3.1 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN.....</b>	<b>38</b>
3.1.1 Parámetros H, Y, Z y ABCD	38
3.1.2 Líneas de transmisión	40
3.1.3 Parámetros de dispersión o parámetros S	44

3.1.3.1 Cambio del plano de referencia	49
3.1.3.2 Ventajas de los parámetros S	51
3.1.3.3 Parámetros S de transistores de microondas	53
<b>3.2 PARÁMETROS DE RUIDO</b>	<b>53</b>
3.2.1 Diferentes tipos de ruido	54
3.2.1.1 Ruido externo	54
3.2.1.2 Ruido interno	55
3.2.2 Factor de ruido	56
3.2.3 Relación señal a ruido	57
3.2.4 Figura de ruido	59
3.2.5 Figura de ruido de etapas en cascada	60
3.2.6 Los cuatro parámetros de ruido	61
<b>3.3 ANÁLISIS DE TRANSISTORES</b>	<b>65</b>
3.3.1 Materiales de estado sólido	65
3.3.1.1 Germanio	66
3.3.1.2 Silicio	66
3.3.1.3 Arsenuro de galio	66
3.3.1.4 Fosforo de indio	67
3.3.2 Transistores bipolares de silicio	68
3.3.2.1 Circuito equivalente de señal pequeña	70
3.3.3 Transistores de efecto de campo de arsenuro de galio	73
3.3.3.1 Circuito equivalente de señal pequeña	76
3.3.4 Transistores de alta movilidad de electrones (HEMT)	78
<b>3.4 SELECCIÓN DE COMPONENTES</b>	<b>81</b>
Referencias	84
<b><u>CAPÍTULO 4 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO</u></b>	<b>85</b>
<b>4.1 DISEÑO EN RADIOFRECUENCIA</b>	<b>85</b>
4.1.1 Generalidades de diseño	85
4.1.1.1 Ganancia de transductor	85
4.1.1.2 Condiciones de estabilidad	89
4.1.1.3 Círculos de estabilidad	90
4.1.1.4 Círculos de ganancia de operación y ganancia disponible	94
4.1.1.5 Círculos de figura de ruido	99
4.1.2 Aproximación gráfica	100
4.1.2.1 Posibles configuraciones del amplificador	111
4.1.3 Redes de acoplamiento	112
4.1.3.1 Acoplamiento entre impedancias complejas	113
4.1.3.2 Acoplamiento de una impedancia real a una compleja	115
4.1.3.2.1 Acoplamiento línea-stub	116
4.1.3.2.2 Transformador de $\lambda/4$ -stub	119
4.1.3.2.3 Líneas acopladas en cascada	120

4.2 DISEÑO EN CORRIENTE DIRECTA.....	121
4.2.1 Estructuras de polarización	121
4.2.2 Bloqueadoras de CD	126
4.2.3 Fuente de alimentación	128
Programa UM_MAAD	130
Referencias	136
<b><u>CAPÍTULO 5 CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR.....</u></b>	<b>138</b>
<b>5.1 CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR .....</b>	<b>138</b>
5.1.1 Fabricación de circuitos	138
5.1.1.1 Circuitos a escala en Rubylith	138
5.1.1.2 Obtención de mascarillas	139
5.1.1.3 Proceso de fotolitografía	140
5.1.1.4 Decapado del material	142
5.1.1.5 Circuitos del amplificador	142
5.1.1.5.1 Desacoplamiento de CD	146
5.1.1.5.2 Estructuras de polarización	153
5.1.1.5.3 Diseño de las redes de acoplamiento	155
5.1.2 Diseño del recinto metálico	158
5.1.3 Montaje de circuitos y dispositivos activos	159
5.1.4 Ensamble global del amplificador	162
<b>5.2 CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR.....</b>	<b>163</b>
5.2.1 Medición del factor de ruido	164
Referencias	170
<b><u>CONCLUSIONES.....</u></b>	<b>171</b>

---

# INTRODUCCIÓN

---

Los instrumentos de observación empleados en Astronomía son de dos tipos: los *refractores*, en los que la imagen se forma en el foco de una lente llamada objetivo; y, los *telescopios o reflectores*, en los que la imagen se forma en el foco de un espejo cóncavo. Básicamente, estos instrumentos reciben luz que proviene del espacio exterior y para aumentar su poder de captación, se han de incrementar forzosamente las dimensiones de sus implementos ópticos; esto conlleva a una dificultad de carácter tecnológico, pues resulta más complicado construirlos a medida que acrecientan sus dimensiones. Sin embargo, el desarrollo de la electrónica ha proporcionado dispositivos que facilitan el manipuleo de la luz y con ello, aumentar la potencia de tales aparatos. Asimismo, las nuevas tecnologías en este campo dieron nacimiento a una nueva tendencia dentro de la Astronomía clásica (de carácter óptico), llamada Radioastronomía, cuyo instrumento para observación es el radiotelescopio. Este aparato está constituido de una superficie parabólica (el plato), que refleja las ondas de radiofrecuencia captadas hacia un punto llamado el *foco de la parábola*, en donde un receptor modifica la señal en frecuencia y amplitud para poder interpretarla. El radioastró-

no analiza el espectro de frecuencias de ésta y con ello podrá conocer características de la fuente de emisión, tales como su composición química, su tamaño, estado físico, dimensiones, velocidad y sentido con respecto a la Tierra, entre otras características. El estudio radioastronómico del universo está en auge en los países desarrollados. En el nuestro no contamos con radiotelescopios, pero sí con radioastrónomos (Instituto de Astronomía de la UNAM) altamente calificados, que han tenido que servirse de instalaciones extranjeras para realizar sus trabajos de investigación, que son ya indispensables para el estudio de la Astronomía, por otra parte, la preparación académica de los estudiantes de esta disciplina resulta incompleta por la falta de prácticas con estos instrumentos y por lo tanto, tienen que conformarse únicamente con los aspectos teóricos. Por esta y por las razones anteriores, el Instituto de Astronomía de la UNAM planteó la urgencia de contar con un radiotelescopio que, además de ser utilizado en docencia, podría emplearse también en proyectos científicos de modesto alcance pero que aumentarían el interés de los estudiantes en este campo. Estos proyectos son: monitoreo de la emisión del sol; observaciones periódicas de objetos eruptivos; mapeo sistemático del plano galáctico, etc. Después de un análisis al respecto, en el Instituto de Astronomía, tanto de recursos materiales como de tecnología disponible en el país, se determinó que era factible la construcción de un radiotelescopio. En cuanto a los recursos materiales, se cuenta con un plato parabólico de 7 metros de diámetro, así como de un taller para la fabricación de recintos y estructuras metálicas de soporte

para el plato, además de un laboratorio de electrónica para la elaboración de circuitos, principalmente fuentes de alimentación y tarjetas de procesamiento de señales. Por lo que respecta a la tecnología de punta, como lo es el amplificador de bajo ruido<sup>1</sup>, entre otros dispositivos (mezcladores y osciladores locales), se estableció un convenio con el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), en donde se cuenta con los equipos necesarios para la fabricación de los circuitos que lo conforman e instrumentos necesarios para medir y evaluar sus características.

Este trabajo de tesis comprende específicamente el diseño y construcción del amplificador de bajo ruido. En primera instancia se muestra, en el capítulo 1, una panorámica de lo que es la radioastronomía y los diferentes instrumentos utilizados en ella. En el capítulo 2 se expone la teoría de circuitos con microcinta, que en la actualidad, son los más utilizados para la fabricación de amplificadores de bajo ruido. El capítulo 3 aborda los conceptos necesarios para la selección adecuada de transistores de microondas, también proporciona las características básicas de los diferentes materiales con los que se elaboran, para finalmente, determinar la mejor alternativa. En el capítulo 4 está desarrollado el procedimiento que permite diseñar el amplificador de bajo ruido, mientras que en el capítulo 5, se expone paso a paso su fabricación. Por último, el capítulo 6 contiene las conclusiones de este trabajo; se

---

<sup>1</sup>. Lo novedoso no es en sí el dispositivo, sino más bien los materiales y la tecnología de punta utilizada en su fabricación.



exponen las metas trazadas así como las que se alcanzaron, para realizar un balance general de la tesis.

---

# CAPÍTULO 1

---

## SISTEMAS PARA RADIOASTRONOMÍA

### 1.1 FUNDAMENTOS DE RADIOASTRONOMÍA.

#### 1.1.1 Introducción.

Después de la segunda Guerra Mundial se utilizaron radares militares modificados para trazar gráficas de ruido cósmico. Inesperadamente, en 1946 se encontró una región en la constelación del Cisne que aparentemente mostraba fluctuaciones muy marcadas en su intensidad; de hecho, eran grandes y erráticas, ocurriendo en períodos menores a un minuto. Se concluyó que la fuente ó fuentes causantes de esta radiación eran muy pequeñas ya que era difícil concebir que un cuerpo grande cambiara tan rápidamente su estructura física. Dos años después se mostró que el tamaño angular de la Fuente era menor a 8 minutos de arco, y se descartó que sus fluctuaciones se debieran a variaciones intrínsecas; éste efecto de tipo centellante es causado por la ionosfera terrestre. Por su pequeño tamaño se le llamó *radioestrella*, designándola como Cisne A.

En nuestros días se tiene conocimiento de más de 2000 de estos objetos catalogados por los radioastrónomos; sólo una de ellas rebasa en intensidad a Cisne A. Se han realizado esfuerzos para identificar estas fuentes de radio por medio de aparatos ópticos; algunas parecen ser resultado de la explosión de estrellas o supernovas pertenecientes a nuestra galaxia, otras se han interpretado como galaxias en proceso de colisión o enormes mareas que fueron lanzadas desde alguna de ellas. En la actualidad es evidente que la mayor parte de las radioestrellas no son de naturaleza estelar, los astrónomos las llaman *fuentes discretas*<sup>1</sup>.

#### 1.1.2 La Línea de Hidrógeno.

En 1944 el holandés van de Hulst sugirió, basado en conceptos teóricos, que los átomos neutros<sup>2</sup> de hidrógeno deberían emitir una línea espectral única de 1420 Mhz. Como se creía que el espacio exterior estaba ocupado con gas de hidrógeno *rarificado*, pareció razonable suponer que esta línea espectral sería registrada por los radioastrónomos. En 1951 la radiación predicha fue observada por H.I. Ewen y E.M. Purcell, encontrando que era sumamente débil.

Al observar esta *radiación monocromática* los radioastrónomos, aprovechando el efecto Doppler<sup>3</sup>, lograron medir las velocidades de

---

<sup>1</sup>. Cúmulos de polvo, gas estelar, entre otras cosas

<sup>2</sup>. *Un átomo se considera neutro si conserva todos sus electrones.*

<sup>3</sup>. *Para un objeto en movimiento, cada componente de radiofrecuencia que incide sobre él, refleja un eco cuya fase varía; cuando ésta señal se refleja en el objeto, el cambio en la frecuencia para cada componente es:*

las nubes de hidrógeno. Si una nube se aleja de la Tierra, la frecuencia observada es menor de 1420 MHz; la frecuencia aumenta en el caso de acercarse. Gracias a la abundancia de hidrógeno en los brazos espirales de nuestra galaxia, los radioastrónomos han podido completar un mapa bastante detallado de la misma. Esto resulta impresionante ya que no se había logrado con medios ópticos, a causa de las opacas nubes de polvo y gas que mucho han limitado la visibilidad en el plano de la galaxia.

La radiación del hidrógeno ha sido encontrada en otras galaxias y aunque se han investigado otras líneas espectrales, especialmente la del deuterio y del OH, la línea del hidrógeno de 1420 MHz es aún la radiación monocromática ordinariamente disponible a los radioastrónomos, pues se cree que comprende alrededor del 80% del total de la materia que compone al universo.

### 1.1.3 Radio Líneas Interestelares.

1.1.3.1 La Línea de Hidrógeno Neutro de 21 cm de longitud de onda. Lejos de las estrellas calientes, el gas interestelar es frío; ahí el hidrógeno, el elemento más abundante, es neutro y permanece en su estado fundamental. Con tal característica presenta una división en dos niveles separados por una diferencia muy pequeña de energía; a este efecto se le conoce como la *separación hiperfina* del átomo de hidrógeno en su estado fundamental. La explicación de este fenómeno estriba en que su protón y su electrón poseen un giro

---

en donde  $v_r$  es la velocidad relativa del objeto con respecto a la antena;  $f_0$  es la frecuencia de la señal y  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8$  m/s).

intrínseco. Auxiliados con el modelo atómico de Bohr tiene sentido la siguiente explicación: como se sabe, una carga en movimiento produce un campo magnético, por ello, tanto el protón como el electrón, partículas con carga eléctrica, generan un dipolo de campo magnético (como ocurre en una barra imantada), conocido como *momento magnético*.

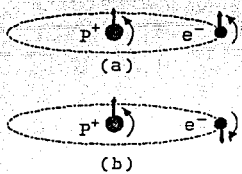


Figura 1.1 Origen de la radiación de 21 cm del átomo de hidrógeno.

La figura 1.1 ilustra las dos posibles configuraciones del hidrógeno neutro en su estado fundamental. En la figura 1.1a los vectores de momento magnético en el protón y en el electrón son paralelos o alineados; los

vectores se suman presentándose una porción de energía magnética. Así como dos barras magnéticas se repelen mutuamente, sucede lo mismo con el protón y electrón, provocando un pequeño salto en su órbita respectiva. Si los vectores son antiparalelos u opuestos, tenemos la segunda configuración (figura 1.1b), que se caracteriza por baja energía magnética y un mayor salto en su órbita. Por lo tanto, en el estado alineado existe un insignificante incremento de energía comparado con el estado opuesto. Una transición espontánea desde el estado hiperfino alto al bajo ocurre acompañado por un giro relativamente brusco (de alineado a opuesto) y la emisión simultánea de un fotón de muy baja energía, que produce el famoso espectro de la línea de radio de 21 cm del hidrógeno neutro. La frecuen-

cia característica de esta transición ha sido determinada actualmente como de 1420.406 MHz.

Cuando los átomos de hidrógeno chocan en el medio interestelar, generalmente intercambian electrones; estas transferencias son la principal forma de cambio entre los estados hiperfinos de estos átomos. Si el giro del electrón recién adquirido tiene la misma orientación que el anterior, no ocurre cambio de energía alguno; de la otra manera, habrá un cambio de nivel (hacia arriba ó hacia abajo); en otras palabras, las colisiones pueden resultar: sin alteración, en excitación ó en desexcitación.

La línea de Hidrógeno de 21 cm, el efecto Doppler, y el conocimiento de los movimientos internos en nuestra galaxia, combinados, permiten estimar la distancia al punto radiante.

*1.1.3.2 Líneas de radiación de moléculas Interestelares.* Uno de los más recientes avances de la astronomía ha sido el descubrimiento de moléculas interestelares de una variedad y complejidad mayor a lo que se esperaba. Estas van, desde moléculas tan simples como CO, CN, y OH, hasta algunas mucho más complejas como el *formaldeído* ( $H_2CO$ ) y *metanol* ( $CH_3OH$ ). Fueron encontradas por medio del registro de sus líneas espectrales en longitudes de onda de radio. En la tabla 1.1 se muestran algunas de estas moléculas con sus respectivas longitudes de onda.

El uso del radiotelescopio llevará a una mejor comprensión de la química del medio interestelar.

**TABLA 1.1 Líneas de Radiación de algunas Moléculas Interestelares.**

<u>Molécula</u>	<u>Nombre Químico</u>	<u>Longitud de onda, cm</u>
CO	Monóxido de Carbono	2.7
CN	Cianógeno	2.6
CS	Carbono Sulfídrico	0.20
S <sub>2</sub> O	Monóxido de silicio	0.23, 0.34
H <sub>2</sub> O	Agua	1.35
NH <sub>3</sub>	Amoníaco	1.2, 1.3
H <sub>2</sub> S	Hidrógeno Sulfídrico	0.18
HCN	Hidrógeno Cianídrico	0.35
OCS	Carbónico Sulfídrico	0.27
HCHO	Formaldeído	6.6, 6.2, 2.1, 1.0
HCHS	Tioformaldeído	9.5
CH <sub>3</sub> OH	Metanol	36, 1.2
CH <sub>3</sub> CN	Metilcánico	0.27
HCOOH	Acido Fórmico	18.3
HNCO	Acido Isocianico	1.36, 0.34
CH <sub>2</sub> NH	Formaldimino	5.8
CH <sub>4</sub> C <sub>2</sub> H	Metilacetileno	0.35
CH <sub>3</sub> HCO	Acetaldeído	28.1
NH <sub>2</sub> HCO	Formamido	6.5
X <sub>-organ</sub>	Desconocido	0.34
X <sub>2</sub>	Desconocido	0.33

#### 1.1.4 Naturaleza de las señales Extraterrestres de Radio.

Las ondas de radio consisten en vibraciones mutuamente perpendiculares de los campos eléctrico y magnético, transversales a la dirección de propagación. Los dos tipos de vibración viajan a una velocidad aproximada de  $3 \times 10^8$  m/s en el vacío. En el caso de radiaciones observadas en radioastronomía, a excepción de la radiación monocromática emitida por el hidrógeno, todas tienen una banda espectral ancha; en otras palabras, estas señales pueden considerarse como un número infinito de armónicas distribuidas en forma continua en el espectro que ocupa la señal. El ancho de banda espectral pue-

de ser pequeño comparado con la frecuencia central, o bien, cubrir virtualmente todo el espectro, como es el caso de la radiación térmica proveniente de varios cuerpos estelares. A los valores instantáneos con variaciones erráticas en la amplitud de la señal se les ha llamado *ruido caótico*. Este tipo de señales, provocan por ejemplo, un silbido molesto en los televisores que no sintonizan bien un canal. Los diferentes tipos de señales que se encuentran en radioastronomía se asemejan en menor o mayor medida a este ruido caótico.

Para realizar un estudio sistemático de las señales radioastronómicas se especifican sus propiedades cuantitativamente:

- a) intensidad de la señal en cada dirección y frecuencia;
- b) polarización de onda.

La potencia de la señal empleada por el sistema receptor es proporcional a su ancho de banda y al área efectiva de la antena. Una medida de la intensidad de la fuente en cada frecuencia es la *densidad de flujo S* cuyas unidades son  $[V/m^2/Hz]$ . Para señales variables, *S* está en función del tiempo, y cambia también con la frecuencia.

El ancho de la fuente es una cantidad importante y puede medirse por técnicas interferométricas. El ángulo sólido subtendido desde la Tierra por la fuente, se designa por  $\Omega$  y se mide en estereorradianes [sr].

Dos medidas adicionales de la intensidad de la fuente son su *brillo* (igual a  $S/\Omega$ ) y, la llamada *temperatura de brillo* del cuerpo



radiante.

Para el caso de la polarización, podemos decir que es indispensable para la especificación completa de una señal de radio y puede ser: lineal, circular o elíptica, según su campo eléctrico.

El ruido presente en un ancho de banda también puede tener una polarización circular o elíptica; y está *no-polarizado*, o *polarizado caóticamente*, si el vector eléctrico en cada lugar, fluctúa caóticamente tanto en dirección como en amplitud, aunque permaneciendo siempre perpendicular a la dirección de propagación.

#### 1.1.5 Efectos de la Atmósfera Terrestre.

La radiación que llega perpendicularmente a la ionosfera se refleja hacia el espacio si su frecuencia está entre los 3 y 8 MHz generalmente y se denomina *frecuencia crítica*, aunque también depende de las condiciones ionosféricas. Radiaciones por encima de los 8 MHz se reflejan si su incidencia es oblicua; la absorción del oxígeno y el vapor de agua en la troposfera, o parte baja de la atmósfera, se hace importante por encima de 150 000 MHz. Puede ocurrir refracción y centelleo aún en la región del espectro para la cual la atmósfera es transparente.

Los rayos que penetran la atmósfera desde el cenit no se refractan; pero los que provienen de las demás direcciones se desvían de tal forma, tanto en la ionosfera como en la troposfera, que aumentan la supuesta elevación de la fuente. Esta refracción de las ondas de radio se hace mayor al aumentar el ángulo con respecto al cenit, y es aproximadamente la misma que la de la luz, generalmente

mucho menor de  $1^\circ$ . En la ionosfera, la refracción puede ser de muchos grados para frecuencias bajas y ángulos cenitales grandes.

La atmósfera también es origen de gran parte de la interferencia, tanto natural como producida por el hombre, misma que se encuentra en las frecuencias más bajas. El relampagueo, fuente de radio estática por excelencia, es un fenómeno atmosférico. La propagación, tanto de la estática como de las señales provenientes de estaciones de radio, que interfieren alrededor de la superficie de la Tierra, depende de la reflexión en la ionosfera. Generalmente esta interferencia será mínima cuando la densidad ionosférica sea también mínima, porque se escapará más radiación de la fuente a través de ésta y se refleja menos hacia la Tierra.

Para observar señales de radio planetarias a las frecuencias más bajas se tienen que aprovechar los periodos de la ionosfera cuando es más transparente, no sólo para reducir la atenuación de la señal, sino también para reducir la competencia con las que interfieren. Después del anochecer la densidad de la ionosfera disminuye, ya que la radiación ultravioleta del sol es la principal causante de la ionización atmosférica y justamente antes del siguiente amanecer adquiere su densidad mínima, en otras palabras, su transparencia máxima.

La absorción troposférica, que está asociada con la energía de rotación de las moléculas de oxígeno y de vapor de agua, limita las observaciones de radio por encima de los 15 000 MHz, ocurre intencionalmente en ciertas bandas de frecuencia, y en este caso, son posibles las observaciones astronómicas en ciertas ventanas espectrales

entre las bandas de absorción. Tales ventanas están cerradas en longitudes de onda de aproximadamente 9, 3.5, 2 y 1.3mm. La absorción dentro de ellas es todavía un problema serio; pero se puede reducir considerablemente colocando el observatorio a grandes alturas y usándolo cuando la humedad sea baja.

### 1.2 RECEPTORES PARA RADIOTELESCOPIOS.

El instrumento empleado para estudiar las señales de radio interestelares es el radiotelescopio cuyos componentes básicos son: una antena, un receptor y un registrador.

En la detección de fuentes relativamente débiles y pequeñas, pueden necesitarse antenas muy grandes; en primer lugar, su área efectiva debe ser lo suficientemente grande para que la energía que capte sea medida en presencia del ruido generado inevitablemente por el propio receptor; en segundo término, por causa de la difracción, la resolución angular de cualquier radiotelescopio mejora al aumentar la relación entre la longitud de onda y la apertura (el diámetro de la antena).

Las imágenes telescópicas de las estrellas, que en esencia pueden considerarse fuentes puntuales de luz, en realidad son modelos de difracción. En los instrumentos ópticos existe una dificultad inherente a su poder resolutivo, es imposible distinguir dos objetos cuando el ángulo entre sus direcciones es menor que:

$$\text{Sensibilidad} = \frac{1.22\lambda}{D} \text{ [rad]} \dots \dots \dots (1.1)$$

Exactamente la misma limitación se aplica al caso de un radiotelescopio, y debido a que la longitud de onda es mucho mayor en este caso, la limitación es también mayor. Pensemos, por ejemplo, en un radiotelescopio con una abertura de 60m y longitud de onda de 3m. Según la ecuación 1.1 dos objetos tendrán que estar separados por un ángulo de más de  $3^\circ$  para poder distinguirlos por separado. Esta limitación es la que decide el campo efectivo observable del instrumento, así, dos fuentes pequeñas aparecerán como una sola si su separación angular es significativamente menor que  $1.22\lambda/D$ , y no podrán ser resueltas.

El ángulo mínimo de resolución de los mayores telescopios ópticos es menor de  $10^{-5}$  grados. Para antenas parabólicas muy grandes (de diámetro superior a 25 metros), y operando a longitudes de onda relativamente cortas (como la de 21 cm), el ángulo mínimo será de 1/10 de grado en el mejor de los casos. Sin embargo, se puede alcanzar una mejor resolución mediante técnicas interferométricas.<sup>4</sup>

Las frecuencias que se han usado en radioastronomía planetaria van desde 5 Mhz ( $\lambda=60$  m), hasta 75 000 Mhz ( $\lambda=4$  mm). El espectro útil está limitado en el extremo de baja frecuencia por la opacidad

---

<sup>4</sup>. Esto es, mediante el uso de interferómetros. El más simple consiste de dos antenas de cualquier tipo, separadas una distancia grande comparada con la longitud de onda de operación; este aparato convierte el haz de antena, relativamente ancho en un gran número de haces angostos en forma de abanico, capaces de aumentar la resolución. Esta técnica permite medir las posiciones angulares de fuentes aisladas, con una precisión también aumentada. Por ejemplo, se puede medir la apertura angular de fuentes tan pequeñas como los planetas.

de la ionosfera terrestre, y en el extremo de alta frecuencia por la opacidad de la troposfera. El factor que limita la *sensibilidad* de un radiotelescopio es el ruido cósmico de radio, que es mayor en frecuencias observables bajas. Sin embargo, se puede aumentar la intensidad de la señal incrementando el tamaño de la antena.

En el extremo de alta frecuencia del espectro, el ruido cósmico disminuye al aumentar aquella, mientras que el ruido generado en el propio receptor va creciendo, éste se debe a fluctuaciones de corriente en los elementos del circuito, provocadas por la actividad térmica de los electrones. En los receptores convencionales el ruido interno se convierte en una limitación más seria que el ruido galáctico (en frecuencias menores que 1000 MHz), debido a su intensidad. Sin embargo, desde 1956 se han desarrollado dos receptores de bajo ruido radicalmente nuevos, cambiando el panorama considerablemente. Estos son el maser y el amplificador paramétrico que permiten una reducción del ruido del receptor en un factor de ciento, que corresponde a un aumento de cien veces la sensibilidad total de los radiotelescopios en las frecuencias más altas. En receptores recientes, y frecuencias inferiores a 1 Ghz, el ruido interno es despreciable comparado con el galáctico, pero en sensibilidades tan grandes, la radiación térmica del suelo, que se filtra por el costado o por la parte posterior de la antena, puede ser comparable con el ruido galáctico que en algunos casos es el factor que limita la sensibilidad del radiotelescopio.

La estructura de una onda de radio es exactamente la misma que la de la luz. Se ha visto que un radiotelescopio enfoca las ondas

de radio de modo muy parecido a como lo hace un telescopio óptico con las de luz. Las ondas de radio son captadas en el foco de la antena y conducidas por guías de onda o cables coaxiales hasta el receptor, que las amplifica con un voltaje directamente proporcional a la señal para activar el dispositivo de registro; en la mayoría de los casos un simple registrador de pluma. Esta técnica que adopta el radioastrónomo proporciona menos información que la fotográfica (óptica). En el radiotelescopio la totalidad de las ondas enfocadas por el plato parabólico van dirigidas al receptor en donde producen una señal expresada por el voltaje, es como si un telescopio óptico, en vez de darnos una fotografía de un área del cielo, recogiese toda la luz para concentrarla en un solo punto brillante y sólo daría el brillo conjunto de todos los objetos que se encuentran dentro de su campo de observación y no sería posible determinar si era un solo objeto brillante, dos objetos menos brillantes, o un gran número de ellos con luminosidad débil. Éste es precisamente el estado de incertidumbre que deja el radiotelescopio, sólo proporciona el radiobrillos<sup>5</sup> conjunto de todos los objetos que entran en su campo de observación.

Dirigiéndolo hacia diversas partes del cielo, podremos examinar diferentes campos y comparar sus radiobrillos. Después de haber observado completamente el cielo con uno de estos instrumentos, se puede trazar un mapa que muestre el radiobrillos relativo de diferentes áreas con el grado de precisión que permita la amplitud de

---

<sup>5</sup>. Es decir, la totalidad de radiofrecuencias que emite un objeto interestelar.

campo del instrumento.

El astrónomo tiene dos opciones para obtener más información del cielo: eligiendo telescopios con espejos cada vez mayores, o bien, emplear longitudes de onda cada vez más pequeñas. Por desgracia, ambos procedimientos tienen sus desventajas y dificultades ya que mientras más corta es la longitud de onda utilizada, se tendrá que hacer el espejo con mayor precisión, y mientras más grande sea el espejo, será más difícil hacerlo con la tolerancia necesaria. Además, el radiobrillo intrínseco del cielo decrece en todas las regiones a medida que la longitud de onda disminuye; de modo que, al hacerse cada vez más cortas se medirán señales cada vez más débiles. Por estas razones una disminución de la longitud de onda no constituye una solución sencilla para los problemas del astrónomo.

Actualmente hay dos tendencias entre los astrónomos: la de aquellos que creen posible observar más detalles en el cielo construyendo enormes espejos y los convencidos de que el mejor sistema es emplear longitudes de onda cada vez más reducidas. Pero también hay dos criterios opuestos entre los primeros: los que prefieren un telescopio reflector de diseño canónico y otros que están convencidos de que nunca podrá construirse uno móvil de tipo clásico, con un espejo cuyo diámetro oscile entre los 150 y 300 m, y aquellos que prefieren telescopios de construcción menos clásica, que sacrifiquen por completo el libre movimiento con tal que tengan un espejo con diámetro enorme.

Podría pensarse que la solución a estos problemas sería el inventar una radiofotografía especial, pero la dificultad con que

tropleza el astrónomo no es técnica sino de principio, ya que interviene la sensibilidad del aparato y la estructura inherente a las propias ondas de radio.

### 1.2.1 Receptores y Registradores.

Los receptores usados en radioastronomía son comúnmente de tipo superheterodino; su salida se conecta generalmente a un registrador de pluma, y la desviación de ésta se hace proporcional a la potencia de la señal. Para registrar la salida de receptores con barrido de frecuencia y para estudiar los detalles de los pulsos solares, se emplea fotografía de punto de rayos catódicos. En los registradores digitales, la salida del receptor se muestrea repetidamente y se registra como una secuencia de números, listos para ser procesados por una computadora.

En la figura 1.3 se muestra la configuración propuesta para el radiotelescopio.

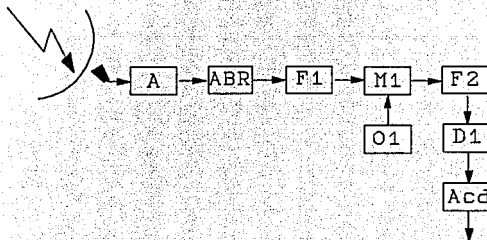


Figura 1.3 Diagrama de bloques del radiotelescopio que se pretende implementar.



En donde:

- A = Alimentador
- ABR = Amplificador de bajo ruido
- F1 = Filtro de microondas
- F2 = Filtro defrecuencia intermedia
- M1 = Mezclador para conversión de frecuencia
- O1 = Oscilador
- D1 = Detector de microondas
- Acđ = Amplificador de corriente directa

#### REFERENCIAS.

- [1] S. Alexander Goudy, Radioexploración del Sistema Planetario, 1a. edición, Editorial Reverté, México 1968, pp. 7-19, 27-39.
- [2] ELSKE P.S., KENNETH C.J., Introductory Astronomy and Astrophysics, 1975, USA, pp. 435-440.
- [3] DEGANI, M. H., Astronomía, 5a. edición, Compañía General de Ediciones S.A., 1971, México, pp. 200-203.
- [4] MEHLIN T., Astronomía, 1a. edición, Compañía Editorial Continental, 1961, México, pp. 24-27.
- [5] BIONDO, G., SACCHI, E., Manual de electrónica y Comunicaciones; Ed. Omega, México 1990, pp. XXI-65 a XXI-71.

---

# CAPÍTULO 2

---

## CIRCUITOS CON MICROCINTA

### Introducción

La *microcinta* o *microstrip*, ha venido a ser una de las líneas de transmisión más utilizadas en la industria de las microondas, esto se debe, a su bajo costo, tamaño, y facilidad para reproducir sus características de funcionamiento al fabricar circuitos en serie. Pertenece a la familia de *líneas planas* o *planares*, que en los últimos años ha sido objeto de minuciosas investigaciones con la finalidad de hallar modelos matemáticos precisos, que definan su comportamiento electrónico.

### 2.1 LÍNEAS PLANARES.

Una línea de transmisión planar, puede incorporarse a un circuito integrado para microondas (MICS), porque su espesor no afecta sus características electrónicas; éstas dependen básicamente de su ancho y largo, es decir, se definen en un plano bidimensional. Esta propiedad facilita la fabricación de MICS al aplicar técnicas de fotolitografía, usuales en la elaboración de circuitos impresos

comunes.

Sólo algunas de estas estructuras de transmisión satisfacen los requerimientos de esencia planar. Las más comunes son: la *microcinta*, la *línea ranurada (slotline)*, la *guía de onda coplanar* y las *cintas coplanares*. En la figura 2.1 se muestran éstas con un corte transversal.

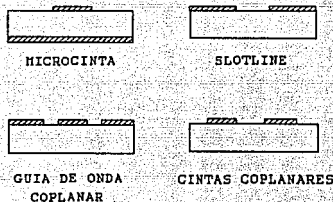


Figura 2.1 Líneas Planares de Transmisión utilizadas en Circuitos Integrados de Microondas.

### 2.1.1 Modos de Propagación.

Las ondas electromagnéticas son oscilaciones que se propagan en el espacio libre a la velocidad de la luz. La dirección del campo eléctrico, el campo magnético y su propagación son mutuamente perpendiculares como se muestra en la figura 2.2, en donde es posible observar los campos presentes en una onda que sale de la página (hacia el lector). En una onda plana y uniforme, E y H descansan en un plano y tienen los mismos valores en cada punto de éste. Una onda de este tipo con E y H transversales a la dirección de propaga-

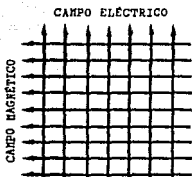


Figura 2.2 Onda electromagnética que sale de la página hacia el lector.

ción se llama onda electromagnética transversal (TEM). En un modo TEM, Tanto el campo eléctrico como el magnético son enteramente transversales a la dirección de propagación. No existe componente de E o de H en la dirección de transmisión. Los modos de orden superior, por

otro lado, siempre tienen por lo menos una componente de campo en la dirección de transmisión.

## 2.2 MICROCINTA.

La *microcinta* es una línea de transmisión que lleva la señal de radiofrecuencia de un punto a otro, manteniendo una misma impedancia característica a lo largo de ella. La figura 2.3 muestra un corte transversal de una *microcinta* montada en un sustrato dieléctrico. La *microcinta* puede visualizarse como se muestra en la figura 2.4. En primera instancia, se tienen dos cables conductores y paralelos, que son reemplazados por dos placas igualmente conductoras y paralelas. Se puede ver que los campos sufren una variación que es más notoria cuando una de las placas actúa como plano de tierra y la otra se ve reducida en su tamaño. Finalmente, si se coloca un material dieléctrico (con permitividad mayor que el aire) entre ambas placas, se obtiene lo que se conoce como *microcinta*. Es notable

que el desarrollo de un concepto puede dar origen a otro.

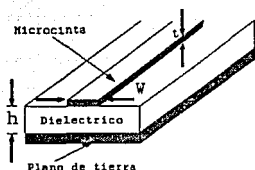


Figura 2.3 Geometría de la microcinta.

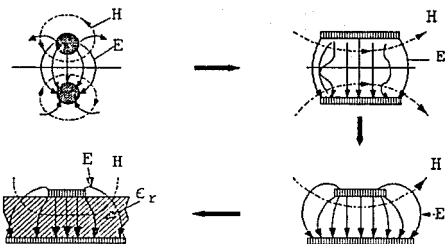


Figura 2.4 Obtención de una microcinta a partir del concepto de dos cables paralelos.

La *microcinta* difiere considerablemente de otras líneas de transmisión. Se observa que está abierta en su parte superior, en otras palabras, la cinta conductora queda expuesta directamente al aire. Esta característica es lo que la hace apropiada para conectarse con MICs o bien para montar en ella elementos pasivos (resistencias, capacitores) y activos (transistores), además, es posible

sintonizar los circuitos con sólo agregar pedacitos de material conductor en la superficie de la microcinta, logrando modificar sus características y por consiguiente las del circuito en cuestión. Junto con estas ventajas se tienen también problemas, ya que al estar abierta se producen dispersiones, complicando considerablemente los modelos matemáticos que la representan; otro efecto de éstas, es que el modo de propagación de las ondas es casi TEM y no TEM puro. La figura 2.5 representa el flujo de los campos eléctrico y magnético en la microcinta.

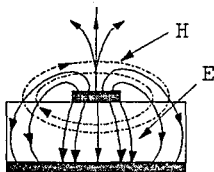


Figura 2.5 Distribución de los campos E y H.

Para que el modo de propagación sea lo más parecido a un TEM, se recomienda que la separación física entre la microcinta y la cubierta del recinto metálico que la contenga, sea de al menos 10 veces el espesor del dieléctrico [1].

El diseño de circuitos con microcinta, es una innovación tecnológica con la que se ha logrado: que opere en amplios anchos de banda, presenta un tamaño reducido, es muy ligera, disipa poco calor, tiene buen manejo de potencia en radiofrecuencia, facilidad de conexión con MICs y puede fabricarse en serie conservando sus características de un circuito a otro. Actualmente se utiliza en proyectos militares, espaciales y en la fabricación de dispositivos de carácter industrial. Desde sus inicios, se predijo que sería un elemento con muchas perspectivas; actualmente se ha corroborado esta afirmación.

Además de tener una panorámica general de la microcinta, es ne-

cesario determinar ciertas características fundamentales para su análisis. Entre las más importantes se encuentran: la constante dieléctrica efectiva, la impedancia característica y el efecto de conductor con espesor diferente de cero.

### 2.2.1 Constante Dieléctrica Efectiva.

Algunos de los campos eléctricos en una línea de *microcinta* pasan a través del aire (figura 2.4), así, la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ) es menor a la magnitud relativa de la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) del sustrato. Para obtenerla se utiliza el concepto de longitud de onda, que se expresa:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \dots \dots \dots (2.1)$$

en donde  $c$  es la velocidad de la luz cuando  $\epsilon_r = 1$ , y  $f$  es la frecuencia. Una solución particular y conveniente para  $\epsilon_{eff}$  cuando la línea no está encerrada es (ecuación 2.2):

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left[ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]$$

para  $W/h \leq 1$ , y

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \dots (2.3)$$

para  $W/h > 1$ . Los términos dimensionales están definidos en la figura 2.5 .

### 2.2.2 Impedancia Característica.

Los métodos para medir la impedancia en una *microcinta* son si-

milares al de otras líneas de transmisión. La impedancia característica puede obtenerse conectando la microcinta a una carga acoplada y midiendo el VSWR máximo y mínimo como función de la frecuencia. Si la impedancia a medir es  $Z_{om}$  ohms utilizando una línea de 50 ohms como referencia, entonces:

$$\left(\frac{Z_{om}}{50}\right)^{\pm 1} = \sqrt{VSWR_{max} \cdot VSWR_{min}} \dots\dots (2.4)$$

donde el exponente +1 está asociado con las líneas de alta impedancia y -1 con las líneas de baja impedancia. Se puede obtener un valor aproximado de  $Z_{om}$  en el dominio del tiempo y así la ambigüedad entre los exponentes +1 y -1 puede resolverse fácilmente. Es este método asume la frecuencia de  $Z_{om}$  para el rango de frecuencias de interés.

Una aproximación para la impedancia característica, se encuentra al utilizar las siguientes relaciones generales para líneas con campos eléctricos y magnéticos transversales (TEM). Asumiendo que el modo primario de propagación es transversal ó cuasi-transversal, la velocidad de fase es:

$$v_{fase} = \frac{c}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \dots\dots (2.5)$$

y la impedancia característica es

$$Z_0 = (v_{fase} C_u)^{-1} \dots\dots (2.6)$$

donde  $C_u$  es la capacitancia de la línea de transmisión por unidad



de longitud. En el caso de líneas de campo eléctrico pequeño a lo largo de la microcinta (comparado con los campos estáticos transversales), una medición de  $C_u$ , dado  $\epsilon_{eff}$ , logra aproximar el valor de  $Z_o$ . Para resultados más exactos se recomienda un muestreo ajustado. Pueden utilizarse las funciones de Green, y los métodos variacionales y de momentos, que por su complejidad, no se incluyen aquí.

### 2.2.3 Efecto de conductor con espesor diferente de cero.

Sustituyendo la ecuación (2.1) en (2.4) se asume que el grosor  $t$  de la microcinta es cero. Para  $t > 0$ , los campos eléctricos desde la capa de la línea hasta el ancho de la línea  $W$  aparentan ser tan largos como el ancho efectivo  $W_{eff}$ . Este caso bidimensional ha sido obtenido como sigue:

$$W_{eff} = W + \left(\frac{t}{\pi}\right) \left[1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right] \dots \dots (2.7)$$

para  $W/h > 1/2\pi$ , y

$$W_{eff} = W + \left(\frac{t}{\pi}\right) \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi W}{t}\right)\right] \dots \dots (2.8)$$

para  $W/h \leq 1/2\pi$ .

Ambas relaciones pueden utilizarse en una configuración común donde  $t \leq h$  y  $t \leq W/2$ . Esta corrección se aplica en las fórmulas para  $\epsilon_{eff}$  y  $Z_o$  sustituyendo  $W_{eff}$  por  $W$  en todos los casos.

## 2.3 ANÁLISIS DE DISPERSIÓN

### 2.3.1 Pérdidas en microcinta.

Las pérdidas en circuitos de microcinta se deben a diversas causas: pérdidas de conductor (resistencia eléctrica de la cinta), pérdidas en el dieléctrico (debidas a la disipación de calor ocasionada por la variación de los campos en el sustrato), y discontinuidades.

a) *Pérdidas de conductor.* Las pérdidas en el conductor son mayores a bajas frecuencias. Para distribuciones no uniformes de corriente,  $W/h$  se acerca a 1,  $\epsilon_{eff} = 10$ , y  $Z_o = 50$  ohms, la atenuación de conductor por unidad de longitud, es según la siguiente ecuación (ecuación 2.9):

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_o h_{con}} \left(1 - \frac{W_{eff}^2}{16h^2}\right) \left[1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left[\ln\left(\frac{2h}{t}\right) - \frac{t}{h}\right]\right]$$

La corriente fluye en la superficie a profundidad  $\delta_s = (\pi f \mu \sigma)^{-1/2}$ , donde  $\mu$  es la permeabilidad, y  $\sigma$  es la conductividad del metal. Para los metales comunes (Au, Cu, Al) la profundidad de piel está alrededor de  $0.8 \mu\text{m}$  a 10 GHz. Si la rugosidad superficial se incrementa, el flujo de corriente también lo hace y asimismo las pérdidas en el conductor. En rugosidades superficiales menores a  $0.25 \mu\text{m}$  rms deberán utilizarse hasta 18 GHz.

b) *Pérdidas Dieléctricas.* Las pérdidas dieléctricas se elevan debido a la polarización inversa en el sustrato. Para evaluarlas, se usa la tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ). Las pérdidas específicas dieléctricas son:

$$\alpha_{die} = 27.3 \frac{\epsilon_r'}{(\epsilon_{eff}')^{3/2}} \left( \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \right) \text{ dB/cm} \dots \dots (2.10)$$

en donde  $\lambda_0 = c/f =$  longitud de onda en el espacio libre.

Generalmente las pérdidas dieléctricas son menores a las de conductor excepto en altas frecuencias.

c) *Pérdidas por Radiación y Q*. Los stubs radiales abiertos y discontinuidades en las líneas de transmisión excitan modos de orden superior, que pueden radiar energía. La razón entre energía reactiva y energía radiada se conoce como la  $Q$ , asociada a la radiación,  $Q_{rad}$ . Por ejemplo, para un stub abierto, se han obtenido las siguientes expresiones:

$$Q_{rad} = \frac{E_0^2}{480\pi h^2 F} \dots \dots (2.11)$$

en donde:

$$F = \frac{\epsilon_{eff}(f) + 1}{\epsilon_{eff}(f)} - \frac{[\epsilon_{eff}(f) - 1]^2}{2[\epsilon_{eff}(f)]^{3/2}} \times$$

$$\ln \left[ \frac{1 + [\epsilon_{eff}(f)]^{1/2}}{-1 + [\epsilon_{eff}(f)]^{1/2}} \right] \dots \dots (2.12)$$

Estas ecuaciones son muy complejas y su dificultad se incrementa AL aumentar la frecuencia, por que el stub representa un porcentaje significativo de la longitud de onda.

La  $Q$  total de la línea de transmisión es una medida de las pérdidas de la línea cuando se propaga la energía. Asumiendo una  $Q$  para cada una de las tres pérdidas mecánicas, la total estará dada por:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{cond}} + \frac{1}{Q_{diel}} + \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{rad}} \dots \dots (2.13)$$

en donde  $Q_{cond}$  se asocia a las pérdidas de conductor,  $Q_{diel}$  a las dieléctricas, y  $Q_0$  relaciona ambas.

### 2.3.2 Discontinuidades en microcinta.

El diseño de circuitos de microcinta generalmente involucra la conexión de dos líneas con impedancia distinta y dobles en éstas para minimizar el estado real del circuito. Los efectos parásitos asociados con estas discontinuidades han sido considerados de dos formas: analítica y experimentalmente.

Las clases que se toman en cuenta son las siguientes:

i) la presencia de campos eléctricos de borde cuasi-estáticos y la capacitancia asociada, por ejemplo, cuando hay cambios bruscos en el ancho de la línea y en particular en terminaciones de circuito abierto;

ii) los cambios del flujo normal de corriente de conducción y la inductancia serie asociada;

iii) el inicio [lanzamiento] de modos de orden superior y ondas superficiales. Estos efectos pueden modelarse mediante una conductancia en paralelo que representa las pérdidas de potencia en la línea, sólo que su influencia en la selección de permitividad del sustrato y espesor para microcinta, sea importante.

Cuando una discontinuidad se produce debido a un cambio en el ancho de la línea, un procedimiento efectivo consiste en convertir los efectos de la discontinuidad en un cambio dimensional equiva-

lente, geométricamente, a una línea idealizada, es decir, una línea en la cual no existen efectos de borde.

**2.3.2.1 Terminación en Circuito Abierto.** Las líneas de transmisión de microcinta terminadas en circuito abierto se utilizan comúnmente en redes de acoplamiento y estructuras de filtros. El patrón ideal de campo, asociado con la onda estacionaria de la línea finalizada en circuito abierto, se distorsiona por la abrupta terminación con campos eléctricos de borde que van del final de la línea hacia el plano de tierra. En bajas frecuencias, los campos de borde, (figura 2.6a) y el incremento en la energía electrostática,

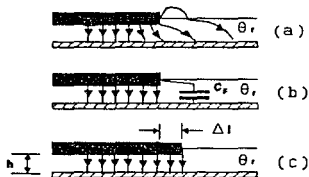


Figura 2.6 Microcinta en circuito abierto; (a) campos eléctricos, (b) capacitancia equivalente, y (c) extensión equivalente de línea en circuito abierto ideal.

como un resultado de la carga extra almacenada por una capacitancia de finalización  $C_F$ , hacen que la línea de transmisión se "alargue". La capacitancia de borde al término de la línea equivale a una prolongación de la línea en  $\Delta l$  que se muestra en

la figura 2.6c, esto es, la longitud aparente de la línea es mayor que la longitud real de la misma. En consecuencia, al calcular la longitud una línea de transmisión, se tiene que hacer la compensación correspondiente.

2.3.2.2 Esquinas. Las esquinas se requieren no sólo por la conveniencia del uso de cierta área de un sustrato dado, sino también para conformar ciertos elementos como los acopladores direccionales.

Si consideramos una esquina de microcinta con líneas uniformes principalmente sobre los dos planos de referencia que se ilustran en la figura 2.7a, la esquina entre los planos R1 y R2, puede modelarse mediante las redes T

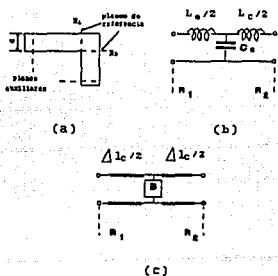


Figura 2.7 Geometría de una esquina de microcinta y sus circuitos equivalentes.

de la figura 2.7b. Aquí,  $L_c$  representa la corriente y energía magnética almacenada y  $C_c$  la carga y energía eléctrica almacenada. La esquina también afecta la distribución de corriente y de voltaje en las líneas. Estas perturbaciones, de cualquier forma pueden considerarse como parte del segmento de esquina y compensarse en el circuito equivalente de la figura 2.7b. Evaluando estas perturbaciones en las líneas conectadas uniformemente en el análisis teórico, se introducen planos auxiliares a cierta distancia de los planos de referencia de la esquina, en éstos, se asume que tanto los campos como las corrientes son idénticos, para esa línea en particular y no se afectan por la presencia de la esquina.

**2.3.2.3 El Escalón Simétrico.** La discontinuidad de escalón se presenta en la unión de dos líneas de transmisión con diferentes impedancias características, esto ocurre frecuentemente, por ejemplo, en redes de acoplamiento y en el diseño de filtros. Considerando el escalón simétrico que se ilustra en la figura 2.8a, en donde una línea de alta impedancia cuya impedancia característi-

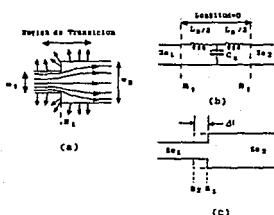


Figura 2.8 Discontinuidad de escalón simétrico con (a) campos eléctricos de borde y flujo de corriente, (b) circuito equivalente cuasiestático comprimido.

ca es  $Z_{01}$ , se une con una de baja impedancia  $Z_{02}$ . Como se muestra, el escalón es simétrico con respecto al centro de la línea de la cinta conductora.

En la vecindad del escalón existe una región de transición, asumida como pequeña comparada con la longitud de onda. Este efecto puede modelarse con una inductancia en serie para el escalón,  $L_s$ . El campo eléctrico se distorsiona en las esquinas del escalón, además, existen campos eléctricos de borde en la capa de transición. La carga excesiva almacenada en esta región puede modelarse por la capacitancia de escalón,  $C_s$ . De esta manera, se forma un circuito equivalente que representa la discontinuidad (figura 2.8b), con la componente inductiva dividida en dos partes iguales.

### 3.4 SELECCIÓN DE SUSTRATOS.

Básicamente se utilizan dos tipos de sustratos: los blandos y los duros. Los materiales para fabricación de los sustratos duros son: cerámica, materiales cristalinos, o semiconductores; mientras que, los sustratos blandos utilizan cerámica o vidrio cubierto de Teflón. Generalmente los primeros, tienen coeficientes térmicos de expansión diferentes a los circuitos fijados en ellos, de ahí, que se necesitan metales especiales y adhesivos para sujetar el sustrato y el circuito al montarse en un recinto. Además, los circuitos con sustrato duro están limitados a pequeñas áreas ( $<2.5 \text{ cm}^2$ ), con la finalidad de prevenir una tensión excesiva. Estos materiales se utilizan en donde son necesarias líneas muy delgadas y superficies lisas (pulidas, con bajas pérdidas, por ejemplo en ondas milimétricas). Los circuitos con sustrato duro son más caros en su fabricación por que son frágiles, difíciles de perforar y de cortar.

Los sustratos blandos están disponibles en un amplio rango de constantes dieléctricas, dependiendo del material. Los que tienen constante dieléctrica baja usan microfibra de vidrio reforzada con politetrafluoretileno (Teflón PTFE) y Teflón impregnado entretejido con láminas de vidrio. Estos materiales se han dado a conocer bajo los nombres de los fabricantes, como Duroid<sup>®</sup> (manufacturado por Rogers Corp., Chandler, AZ) y Di-Clad<sup>®</sup> (Keene Corp., Bear, DE). El Teflón dieléctrico se reviste con varios espesores de cobre. Éstos, se especifican por el ancho de Cu por  $\text{ft}^2$  de laminado. Los valores



típicos son 1/2, 1 y 2 oz (correspondientes a 0.7, 1.4, y 2.8 mils de espesor respectivamente). El cobre redoblado tiene una superficie muy lisa (7 micropulgadas) comparado con el cobre electrodepositado (95 micropulgadas). Los sustratos blandos son sensibles a la temperatura, se producen cambios dimensionales al fijarse. La siguiente tabla proporciona algunos datos de sustratos blandos y duros.

Material	Rugosidad ( $\mu\text{m}$ )	$\tan \delta$ (10GHz)	$\epsilon_r$
Aire	-	0	1
Alúmina(99.5%)	0.05-0.25	1-2	10
Vidrio	0.025	20	5
Cuarzo	0.005-0.025	1	3.8
Duroid 5880	0.75-1.0	5-15	2.16-2.24
Duroid 6010	0.75-1.0	10-60	10.2-10.7

#### REFERENCIAS.

- [1]. TAM, A., "Principles of Microstrip Design", en RF Design, June 1988 pp. 29-34.
- [2]. GUPTA, K., GARG, R. y BAHL, I., Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, Inc., 1979, USA. pp.1-5, 20-26, 130-132, 136-140.

- [3]. WOLFF, E., KAUL, R., Microwave Engineering and Systems Applications, John Wiley & Sons, 1988, USA. pp.193-213
- [4]. FOOKS, E., ZAKAREVICIUS, R., Microwave Engineering Using Microstrip Circuits, Prentice Hall, 1989, USA. pp.92-107
- [5]. KRAUS, John D., Electromagnetismo, 3a. ed. Mc Graw Hill, pp.416-418.

---

# CAPÍTULO 3

---

## ANÁLISIS Y SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS

### 3.1 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN.

#### Introducción.

En este capítulo se retoman algunos conceptos básicos de la teoría de redes como son: la idea de bipuerto, parámetros  $Z$ ,  $Y$ ,  $H$ ,  $ABCD$  y la teoría de líneas de transmisión, que en conjunto son necesarios para comprender qué son los parámetros de dispersión. Cuando se utilizan dispositivos de bajo ruido, éste es el elemento de mayor interés, por ello se caracterizan los diferentes tipos de ruido, consecuencias y parámetros asociados. Finalmente, con base en los parámetros de dispersión y los de ruido se seleccionan los transistores, que dependiendo del material, resulten más adecuados para construir el amplificador de bajo ruido.

#### 3.1.1 Parámetros $H$ , $Z$ , $Y$ y $ABCD$ .

Las redes eléctricas se pueden caracterizar por el número de

terminales externas y disponibles, en las que sea posible tomar mediciones y realizar algún tipo de análisis. De modo semejante, el bipuerto puede definirse como: "dos pares de terminales o dos terminales referidas a tierra" [1] (figura 3.1a), de la misma forma, si el número de éstas es de tres y aplicamos la definición anterior, tendremos un tripuerto (figura 3.1b), etc.

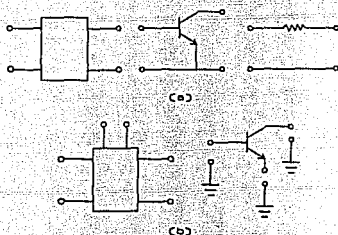


Figura 3.1 (a) Bipuerto, (b) Tripuerto.

La red más común dentro del campo de la electrónica es el bipuerto, caracterizable en bajas frecuencias por medio de una serie de parámetros independientes, relacionados al voltaje y a la corriente en él. La representación matricial de estos parámetros se expresa a continuación:

parámetros  $z$ :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

parámetros  $y$ :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

parámetros  $h$ :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

parámetros  $ABCD$ :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

Existen variantes para conectar bipuertos entre sí, asociada a cada una de éstas, y una forma sencilla de encontrar la solución<sup>1</sup> de la red empleando los parámetros anteriores; de esta forma tenemos: conexión serie-serie, serie-paralelo, paralelo-paralelo y en cascada (figura 3.2). A cada una de las conexiones citadas se puede

asociar un parámetro que permita encontrarles solución de una forma más sencilla, correspondiendo respectivamente, los  $z, h, y$  y  $ABCD$ . Cabe aclarar que los parámetros se pueden emplear indistintamente en cualquiera de las conexiones.

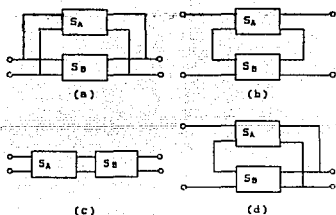


Figura 3.2 Cuatro conexiones de bipuertos: (a) paralelo-paralelo; (b) serie-serie; (c) cascada; (d) serie-paralelo.

### 3.1.2 Líneas de transmisión.

El voltaje y la corriente a lo largo de una línea de transmisión

<sup>1</sup>. Determinar los voltajes y corrientes.

resulta ser producto de la posición y del tiempo. Para una excitación senoidal, el voltaje y la corriente instantáneos se pueden expresar como sigue [2]:

$$v(x, t) = \text{Re}[V(x) e^{j\omega t}] \dots \dots \dots (3.1)$$

$$i(x, t) = \text{Re}[I(x) e^{j\omega t}] \dots \dots \dots (3.2)$$

Las ecuaciones diferenciales que satisfacen a los fasores  $V(x)$  e  $I(x)$  a lo largo de una línea de transmisión uniforme son:

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0 \dots \dots \dots (3.3)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \dots \dots \dots (3.4)$$

La constante compleja de propagación  $\gamma$  se representa de la siguiente manera:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \dots \dots \dots (3.5)$$

en donde  $R, G, L$  y  $C$  son la resistencia, conductancia, inductancia y capacitancia respectivamente a lo largo de la línea de transmisión (figura 3.3), y son constantes en toda la longitud de ésta.

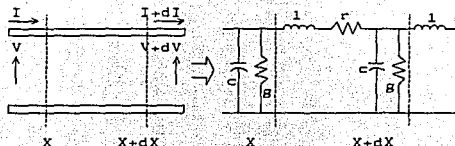


Fig.3.3 Modelo distribuido de una línea de transmisión.

La solución general de las ecuaciones diferenciales 3.3 y 3.4 es:

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \dots \dots \dots (3.6)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \dots \dots \dots (3.7)$$

Si se obtiene el valor de las constantes  $A$  y  $B$ , teniendo presente el concepto de bipuerto, las ecuaciones anteriores quedan **[3]**:

$$V_1 = V_2 \cosh(\gamma l) + I_2 Z_0 \sinh(\gamma l) \dots \dots (3.8)$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_0} \sinh(\gamma l) + I_2 \cosh(\gamma l) \dots \dots (3.9)$$

Aquí es oportuno comparar los parámetros  $ABCD$  y las ecuaciones 3.8 y 3.9, ya que tienen la misma forma. Si realizamos una equivalencia directa entre ambas expresiones, tenemos:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \dots \dots (3.10)$$

Y para comprender mejor lo expuesto arriba, retomemos una vez más el concepto de bipuertos en cascada (figura 3.4), de donde se puede obtener la matriz equivalente, expresada como se indica en la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

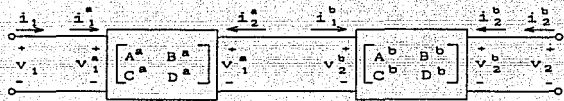


Figura 3.4 Conexión en cascada de dos bipuertos.

En este momento se tienen claras dos cosas; la primera, que existe una equivalencia directa entre las ecuaciones de líneas de transmisión y los parámetros ABCD; y, la segunda, que sólo es necesario realizar el producto de las matrices de parámetros ABCD, de cada bipuerto, para obtener la solución de una red conectada en cascada. La insistencia en estos puntos se debe a que son de gran ayuda en la etapa de diseño.

Un concepto útil es el de *relación de onda estacionaria de voltaje*, comúnmente conocido por *VSWR*, que se define de la siguiente forma: dos ondas de voltaje viajando en sentidos opuestos dentro de una línea de transmisión forman una onda estacionaria. En algunos puntos las dos ondas están en fase y producen la máxima amplitud de voltaje ( $V_{max}$ ), en cambio, en otros están fuera de fase y la suma produce la mínima amplitud ( $V_{min}$ ). El cociente entre  $V_{max}$  y  $V_{min}$  se denomina relación de onda estacionaria, que en términos de coeficientes de reflexión puede expresarse como sigue:

$$VSWR = \frac{V_{max}(x)}{V_{min}(x)} = \frac{1 + |\Gamma_c|}{1 - |\Gamma_c|} \dots \dots \dots (3.11)$$

en donde "C" denota carga.



### 3.1.3 Parámetros de Dispersión o Parámetros S.

Por encima de los 100 MHz resulta difícil medir los parámetros  $Z$ ,  $Y$ ,  $H$ , y  $ABCD$ , por las causas expuestas anteriormente. En cambio, esto resulta sencillo con los parámetros  $S$  tanto a bajas como a altas frecuencias y pueden ser aplicados directamente al diseño de circuitos [4].

La deducción de los parámetros  $S$  se puede exponer de una manera sencilla, para tal propósito podemos echar mano de los conceptos de voltaje y de corriente incidentes. Consideremos primeramente una red de un puerto como la mostrada en la figura 3.5, en donde el subíndice "g" denota al generador. La corriente y el voltaje terminales, por teoría de circuitos se expresa:

$$i = \frac{E_g}{Z_g + Z} \dots \dots \dots (3.12)$$

y

$$v = \frac{ZE_g}{Z_g + Z} \dots \dots \dots (3.13)$$



Figura 3.5 Red de un puerto conectada a un generador.

Si la impedancia terminal o de carga es igual al conjugado de la del generador (representada con un asterisco), la red de un puerto tiene un acoplamiento con-

jugado<sup>2</sup> con éste. Bajo esta condición especial de acoplamiento definimos a la corriente terminal como la corriente incidente y al voltaje terminal como el voltaje incidente, quedando:

$$I^* = \frac{E_g}{Z^* + Z_g} = \frac{E_g}{2\text{Re}(Z_g)} \dots \dots \dots (3.14)$$

$$V^* = \frac{Z^* E_g}{Z^* + Z_g} = \frac{Z^* E_g}{2\text{Re}(Z_g)} \dots \dots \dots (3.15)$$

que a su vez da la siguiente relación:

$$V^* = Z^* I^* \dots \dots \dots (3.16)$$

Nótese que la corriente y el voltaje son independientes de la impedancia de la red de un puerto, pero sí dependen de la impedancia del generador. De esta forma, "la corriente y el voltaje incidentes actúan como una constante para un generador dado, independientemente de la carga que se les conecte" [1]. Es importante resaltarlo dado que esta corriente y este voltaje pueden ser usados como medidas de referencia. En forma general, la corriente y el voltaje incidentes no son iguales a la corriente y al voltaje terminales. La diferencia se define como voltaje y corriente reflejados, que se expresan:

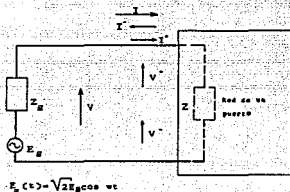
---

<sup>2</sup>. Recordemos el teorema de la máxima transferencia de potencia: "Una fuente de voltaje independiente en serie con una resistencia  $R_f$  o una fuente independiente de corriente en paralelo con una resistencia  $R_f$  entregan una potencia máxima a aquella resistencia de carga  $R_c$  para la cual  $R_c = R_f$ " [5]. Como se sabe, en números complejos, el conjugado únicamente cambia la parte imaginaria.

$$V^- = V - V^* \dots \dots \dots (3.17)$$

$$-I^- = I - I^* \dots \dots \dots (3.18)$$

La figura 3.6 indica la dirección tanto del voltaje como de la corriente reflejados. Con las



ecuaciones 3.17 y 3.18 podemos obtener relaciones que se denominan coeficientes de reflexión de voltaje y corriente respectivamente, definidas en las siguientes ecuaciones:

Figura 3.6 Esquema de las corrientes y voltajes en la red de un puerto.

$$\Gamma_v = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_g(Z - Z_g^*)}{Z_g^*(Z + Z_g)} \dots \dots \dots (3.19)$$

$$\Gamma_I = \frac{I^-}{I^+} = \frac{Z - Z_g^*}{Z + Z_g} \dots \dots \dots (3.20)$$

La relación entre estos coeficientes es:

$$\Gamma_v Z_g^* = \Gamma_I Z_g \dots \dots \dots (3.21)$$

Podemos sacar dos conclusiones interesantes de la ecuación anterior; la primera, cuando la impedancia del generador es real, ambas impedancias son iguales y si lo anterior se cumple, los dos coeficientes de reflexión tienen un valor de cero y la señal inci-

dente es igual a la señal terminal, en otras palabras, la carga consume toda la energía que le llega.

En términos de potencia, la incidente es la máxima disponible que entrega un generador. Utilizando ondas de voltaje y corriente normalizadas, la potencia incidente se define como sigue:

$$P_{Inc} = \text{Re}[V^*(I^*)] = \frac{|E_g|^2}{4\text{Re}(Z_g)} \dots \dots \dots (3.22)$$

Y, la ecuación en términos de voltaje normalizado incidente, queda:

$$P_{Inc} = \frac{|V^+|^2 \text{Re}(Z_g)}{|Z_g|^2} \dots \dots \dots (3.23)$$

Se puede obtener la raíz cuadrada de la ecuación 3.23 y definir la nueva expresión como el voltaje incidente a:

$$a = \sqrt{P_{Inc}} = \frac{V^+ \sqrt{\text{Re}(Z_g)}}{Z_g} \dots \dots \dots (3.24)$$

De modo similar, la onda de voltaje reflejada y normalizada está dada por  $b$ :

$$b = \sqrt{P_r} = \frac{V^- \sqrt{\text{Re}(Z_g)}}{Z_g} \dots \dots \dots (3.25)$$

Asimismo se obtienen estas expresiones normalizadas para la corriente, que al final resultan ser las mismas [1]. De las ecuaciones 3.17 y 3.18 deducimos el voltaje y la corriente terminales en función de  $a$  y  $b$ , en donde al dividir  $b/a$ , llegamos al concepto de coeficiente de reflexión:

Una vez analizado un puerto puede retomarse la idea de bipuerto

$$\Gamma = \frac{b}{a} \dots \dots \dots (3.26)$$

aplicando, en la entrada y en la salida, la relación que hemos encontrado en la expresión 3.25, ilustrada en la figura 3.7.

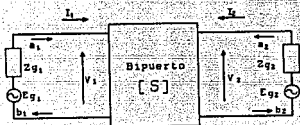


Figura 3.7 Ondas incidentes y reflejadas en un bipuerto.

Así, la onda reflejada  $b$  puede quedar en términos de la incidente  $a$  y del coeficiente de reflexión, en el caso de un solo puerto; para dos, tendremos dos ondas reflejadas  $b_1$  y  $b_2$  que se pueden asociar con otras dos ondas incidentes  $a_1$  y  $a_2$  de la

siguiente forma:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \dots \dots \dots (3.27)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \dots \dots \dots (3.28)$$

o en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (3.29)$$

En donde, las ondas incidentes  $a_1$  y  $a_2$  están dadas por:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{g1}I_1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g1})}} \dots \dots \dots (3.30)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_{g2}I_2}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g2})}} \dots \dots \dots (3.31)$$

En las ecuación 3.27 y 3.28 aparecen términos "S", que se denominan parámetros S o parámetros de dispersión de la red de dos puertos, éstos se pueden obtener a partir de las ecuaciones antes mencionadas, de la siguiente forma:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \dots \dots \dots (3.32)$$

Lo que significa que  $S_{11}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 1 (figura anterior 3.7), bajo la condición de que no hay potencia incidente en el puerto 2; en otras palabras, el puerto 2 tiene una carga acoplada al circuito<sup>3</sup>. El parámetro  $S_{21}$  se obtiene de la siguiente forma:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \dots \dots \dots (3.33)$$

Se puede decir que  $S_{21}$  es un parámetro de transmisión. En forma similar,  $S_{22}$  y  $S_{12}$  son los coeficientes de reflexión y transmisión respectivamente, siempre y cuando  $a_1 = 0$  y que la carga en el puerto 1 esté acoplada al dispositivo.

**3.1.3.1 Cambio del Plano de Referencia.** Hasta este momento, se han deducido los parámetros de dispersión en la entrada del bipuerto, pero también es posible hacerlo a una cierta distancia de éste, cuando tenemos líneas de transmisión a la(s) salida(s) del bipuerto, figura 3.8. Realizar el cambio de plano de referencia resulta

---

<sup>3</sup>. Si existe un buen acoplamiento de la carga con el dispositivo; esto trae como consecuencia, que la energía de este se transfiera a la carga y no haya rebotes hacia el dispositivo cumpliéndose que  $a_2 = 0$ .

importante en la práctica, puesto que al caracterizar un dispositi-

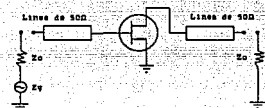


Figura 3.8 Transistor con líneas planas en la entrada y salida.

vo de microondas se usan líneas terminales<sup>4</sup>, de 50Ω comúnmente (4), esto se ilustra en la figura 3.8.

Así, al agregar estas líneas de transmisión es preciso un cambio del plano de referencia.

Consideremos la figura 3.9, en la que se manejan dos planos de referencia, el 1 y el 1', en donde las ondas incidentes y reflejadas se expresan según la siguiente ecuación:

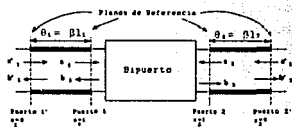


Figura 3.9 Cambio del plano de referencia en un bipuerto que tiene en sus terminales líneas de transmisión.

$$\begin{aligned} a_1 &= a_1 e^{-j\theta_1} & b_1 &= b_1 e^{j\theta_1} \\ a_2 &= a_2 e^{-j\theta_2} & b_2 &= b_2 e^{j\theta_2} \end{aligned}$$

Los ángulos  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son longitudes eléctricas de la línea de transmisión y el factor  $e^{\pm j\theta_1}$

representa la diferencia de fase de las ondas al recorrer una cierta distancia. Con respecto a la ecuación 3.29, el nuevo plano de referencia, representado por 1', puede definirse según la si-

<sup>4</sup> La importancia de que el dispositivo vea una impedancia real y constante en la caracterización del mismo, es fundamental en microondas y más cuando se trabaja con GaAsFET's y HEMT's a bajas frecuencias, ya que son dispositivos altamente inestables en este rango y por ello, una impedancia compleja en la caracterización puede llevar al dispositivo a oscilar.

guiente expresión:

$$\begin{pmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}e^{-j2\theta_1} & S_{12}e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \\ S_{21}e^{-j(\theta_1+\theta_2)} & S_{22}e^{-j2\theta_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S'_{11}S'_{12} \\ S'_{21}S'_{22} \end{pmatrix}$$

Si trasladamos el plano de referencia a la entrada del bipuerto se tiene:

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

Con estas ecuaciones es posible cambiar el plano de referencia a donde más convenga.

**3.1.3.2 Ventajas de los parámetros  $S$ .** Como se mencionó anteriormente en este mismo capítulo, la medición de parámetros  $H, Y, Z$  y  $ABCD$  a altas frecuencias es muy difícil, en cambio los parámetros  $S$  son fácilmente obtenibles en éstas (por encima de 1 GHz).

Debido a que los parámetros  $S$  tienen las mismas unidades que los coeficientes de reflexión, pueden ser dibujados directamente en la carta de Smith y manipularse con facilidad para obtener varias relaciones que interesan en un diseño (ganancia, potencia y bajo ruido). El resultado de esta manipulación se manifiesta al obtener puntos de operación convenientes, tanto para el diseñador como para los objetivos implicados en el diseño. Otra ventaja, es que si para una aplicación particular es necesario utilizar parámetros  $H, Y, Z$  o  $ABCD$ , tan solo hay que realizar conversiones directas mediante las fórmulas listadas a continuación:



Conversión de parámetros  $S$  a  $Z$ :

$$z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$z_{22} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

Conversión de parámetros  $S$  a  $Y$ :

$$y_{11} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

$$y_{22} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$$

Conversión de parámetros  $S$  a  $H$ :

$$h_{11} = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}$$

$$h_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}$$

$$h_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}$$

$$h_{22} = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}$$

Conversión de parámetros  $S$  a  $H$ :

$$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$B = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{12}}$$

$$C = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

**3.1.3.3 Parámetros  $S$  de transistores de microondas.** Los fabricantes de transistores para microondas proporcionan los parámetros de dispersión en las hojas de datos, aunque solamente a determinadas frecuencias; ahora, si deseamos estos parámetros en un rango específico, habrá que caracterizar al transistor en éste mismo, para cual, actualmente se cuenta con el analizador de redes hp-8510 de Hewlett Packard. Normalmente el fabricante da los parámetros  $S$  en una cierta configuración; emisor común (para TBJ's) o fuente común (para GaAsFET's y HEMT's)[2]. De manera que, si los que queremos no están disponibles, se hace uso de ciertas expresiones que nos permiten transformar de una configuración a otra, según convenga [2].

### 3.2 PARÁMETROS DE RUIDO.

Cuando un dispositivo recibe una señal, ésta se mezcla en su viaje con otras; además, el aparato receptor también las genera interna-

mente debido a los componentes que lo constituyen. En suma, todas las señales extrañas a la que deseamos, se denominan ruido.

El estudio de transistores (TBJ's, GaAsFET's Y HMET's) de altas frecuencias y los dispositivos construidos con éstos, presentan en sí cuatro parámetros que son de interés en el diseño para bajo ruido. Se partirá de un breve análisis sobre el origen del ruido, para después definir algunas relaciones útiles en su cuantificación, y para concluir, se expondrán los cuatro parámetros del mismo.

### 3.2.1 Diferentes tipos de ruido.

Existen varias clasificaciones del origen del ruido, pero dado que no hay un acuerdo que unifique los criterios sobre este fenómeno, partiremos del siguiente [6]:

3.2.1.1 Ruido externo. Es aquel que se genera fuera de un dispositivo y puede atribuirse a cuestiones atmosféricas, industriales y extraterrestres [6]. Por un lado, el ruido atmosférico es aquel que se genera por fenómenos meteorológicos tales como descargas eléctricas (relámpagos), lluvia, niebla y granizo. Estos elementos son capaces de interferir señales o de ocasionarles cierta distorsión. En el caso de los tres últimos, su tamaño es lo que ocasiona problemas a ciertas frecuencias, sobre todo en altas (por encima de 1 GHz), donde la longitud de onda de la señal es comparable al tamaño de dichos elementos. Por lo que toca al ruido industrial, es provocado por motores y máquinas eléctricas en general, además de líneas de alta tensión, pero este tipo de ruido tiene un alcance

limitado, aproximadamente de 1 MHz a 600 MHz [6]. Finalmente, el ruido de origen extraterrestre incluye fuentes espaciales, que en el caso de la tierra, provienen del centro de la galaxia, de otras galaxias y de puntos estelares muy lejanos pero muy intensos, como son los "quasars" y los "pulsars". El tipo de radiación que emiten se denomina *radiación de cuerpo negro*<sup>5</sup>, que se distribuye uniformemente en todas direcciones en el espacio. Esta radiación será ruido en la medida en que interfiera con una señal, mas, como son puntos muy distantes de la tierra, su interferencia no será muy importante; en cambio, el sol (con una temperatura por encima de los 6000°C en su superficie) es un radiador constante sobre el planeta en un amplio rango de frecuencias, incluyendo las que se usan para las comunicaciones en la tierra.

**3.2.1.2 Ruido interno.** Los receptores están constituidos tanto por elementos pasivos como por activos y ambos generan ruido. Así, hay variantes de éste denominadas: ruido térmico, de disparo y de tiempo de paso. El térmico, es producido por el incremento en la temperatura de los elementos, que ocasiona una alta y aleatoria movilidad de las partículas internas del material, provocando una variación en su resistencia, y, por consiguiente, un cambio en la respuesta del dispositivo. El ruido de disparo afecta básicamente a los elementos activos (transistores), y consiste en variaciones aleatorias en la llegada de los electrones (o huecos) a la salida

---

<sup>5</sup>. Cuerpo negro es un concepto de la Física; indica que un objeto es capaz de emitir como de absorber radiación con la misma facilidad, atribuyéndose este concepto a cuerpos calientes que emiten un espectro continuo.

del electrodo de un dispositivo amplificador [6]. En cuanto al ruido de tiempo de paso, se debe a variaciones causadas durante el tiempo que tardan en pasar los electrones del emisor al colector, en un transistor. En conjunto, los tres tipos de ruido son internos y de naturaleza aleatoria, pudiéndose modelar para cada dispositivo un circuito equivalente que considere los efectos del mismo.

### 3.2.2 Factor de ruido.

Existe un concepto útil para cuantificar la relación entre la señal y el ruido, que se denomina precisamente relación señal a ruido ( $S/N$  del inglés  $S$ =signal,  $N$ =Noise), que si se expresa tanto a la entrada como a la salida del dispositivo y realizamos el cociente se tiene:

$$F = \frac{(S/N)_{\text{entrada}}}{(S/N)_{\text{salida}}} \geq 1 \dots \dots \dots (3.34)$$

lo que se denomina factor de ruido, que describe el decremento de la relación señal a ruido del dispositivo. Cuando esta relación se convierte a decibeles, la expresión se refiere generalmente a la figura de ruido y se simboliza con  $NF$ .

Para un amplificador con ganancia de potencia  $G$ , el factor  $F$  de la ecuación 3.34, se puede recomodar de la siguiente forma:

$$F = \frac{S_e/N_e}{GS_e/G(N_e+N_a)} \dots \dots \dots (3.35)$$

En donde  $N_a$  representa el ruido agregado a la entrada, quedando:

$$F=1+\frac{N_s}{N_o} \dots \dots \dots (3.36)$$

En algunas aplicaciones el factor de ruido resulta ser una cantidad muy pequeña, debido a esto, se adoptó una forma diferente de cuantificarlo en esos casos, mediante el concepto de temperatura de ruido del dispositivo. Partiendo de la potencia de ruido en una resistencia a una temperatura efectiva ( $T_e$ ), éste se expresa de la siguiente forma:

$$N=kT_e B \dots \dots \dots (3.37)$$

De donde,  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K),  $T_e$  se expresa en Kelvin y  $B$  es el ancho de banda en Hertz. Sustituyendo 3.37 en 3.36 obtenemos el factor de ruido como sigue:

$$F=1+\frac{kT_e B}{kT_o B}=1+\frac{T_e}{T_o} \dots \dots \dots (3.38)$$

$T_e$  es la temperatura de ruido efectiva del dispositivo y  $T_o$  es la temperatura de la resistencia del generador en Kelvin. Con la expresión anterior podemos relacionar directamente la temperatura de ruido con el factor de ruido.

### 3.2.3 Relación señal a ruido.

En el tema anterior se mencionó únicamente la relación señal a ruido, también es posible encontrar una expresión para ella, consideremos la figura 3.10, donde la potencia de la señal entregada

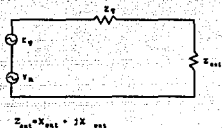


Figura 3.10 Voltaje de la señal mezclado con ruido, aplicándose a una carga compleja.

a la entrada del dispositivo se indica en la ecuación 3.39:

$$S_{ent} = P_{ent} = \frac{E^2 Re(Z_{ent})}{|Z_g + Z_{ent}|^2} \dots (3.39)$$

En esta ecuación  $E_g$  es el valor rms de la señal de entrada, expresándose la potencia de ruido en la entrada como se indica:

$$N_{ent} = \frac{\overline{v_n^2} Re(Z_{ent})}{|Z_g + Z_{ent}|^2} \dots (3.40)$$

Podemos ver en esta ecuación, que la potencia de ruido esta suministrada por la parte real de la impedancia  $Z_g$ . El ruido térmico de una resistencia (en este caso  $Re(Z_g)$ ), esta dado por :

$$\overline{v_n^2} = 4kTR_n B \dots (3.41)$$

En donde  $T$  es la temperatura absoluta de la resistencia. Pero este voltaje resulta ser tan pequeño que no afecta considerablemente. Analizando la salida del dispositivo, la potencia disponible será:

$$P_{dis} = \frac{4kTR_n B}{4R_n} = kTB \dots (3.42)$$

combinando 3.39 y 3.40 obtenemos la relación señal a ruido:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{ent}} = \frac{E^2}{4kTR_e(Z_g)B} \dots \dots \dots (3.42)$$

### 3.2.4 Figura de ruido.

La figura de ruido "describe cuantitativamente el funcionamiento de un amplificador ruidoso de microondas" [2]. Ésta se define como la potencia de ruido total disponible a la salida del amplificador entre la potencia de ruido térmico de la resistencia en la entrada, expresándose como:

$$NF = \frac{P_{\text{Ssal}}}{P_{\text{Nent}} G_{\text{dis}}} \dots \dots \dots (3.44)$$

En la que,  $P_{\text{Nent}} = kTB$  y  $G_{\text{dis}}$  es la potencia disponible, que a su vez se expresa de la siguiente forma:

$$G_{\text{dis}} = \frac{P_{\text{Ssal}}}{P_{\text{Sent}}} \dots \dots \dots (3.45)$$

Así,  $P_{\text{Ssal}}$  es la potencia disponible de la señal a la salida y  $P_{\text{Sent}}$  lo es a la entrada. Sustituyendo 3.45 en 3.44 obtenemos:

$$NF = \frac{P_{\text{Sent}}/P_{\text{Nent}}}{P_{\text{Ssal}}/P_{\text{Ssal}}} \dots \dots \dots (3.46)$$

Esta expresión nos indica que la figura de ruido es una relación de potencia de señal a ruido en la entrada con una potencia de señal a ruido de la salida, lo que significa que una figura de ruido mínima se obtendrá seleccionando el coeficiente de refle-



ción a la entrada del amplificador.

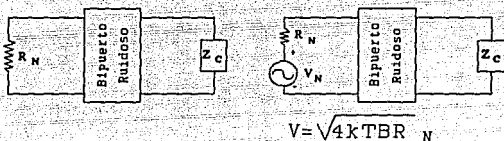


Figura 3.11 Modelo de un amplificador ruidoso.

### 3.2.5 Figura de ruido de etapas en cascada.

Para comprender el concepto de la figura de ruido en cascada, analicemos un amplificador con dos etapas, como el que se ilustra en la figura 3.11, en donde  $P_{Nent}$  es la potencia de ruido disponible a la entrada,  $G_{dis1}$  y  $G_{dis2}$  representan ganancia de potencia en cada etapa,  $P_{N1}$  y  $P_{N2}$  son la potencia de ruido a la salida de cada una de éstas respectivamente.

La potencia de ruido total a la salida del segundo amplificador se transcribe en la siguiente ecuación:

$$P_{NsalTOT} = G_{dis2} (G_{dis1} P_{Nent} + P_{N1}) + P_{N2} \dots (3.47)$$

sustituyendo 3.47 en 3.44 tenemos:

$$NF = \frac{P_{NsalTOT}}{P_{Nent} G_{dis1} G_{dis2}}$$

Observando la ecuación 3.48 y tomando en cuenta a la 3.44 podemos expresar la ecuación anterior como sigue:

$$= 1 + \frac{P_{n1}}{P_{Nenc} G_{dis1}} + \frac{P_{n2}}{P_{Nenc} G_{dis1}} \dots (3.48)$$

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{dis1}} \dots (3.49)$$

En donde:

$$NF_1 = 1 + \frac{P_{n1}}{P_{Nenc} G_{dis1}}$$

$$NF_2 = 1 + \frac{P_{n2}}{P_{Nenc} G_{dis2}}$$

La figura de ruido de amplificadores de varias etapas, puede generalizarse partiendo de la ecuación 3.49 de la siguiente manera:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

En esta última ecuación se omite el subíndice "dis" únicamente por simplicidad.

### 3.2.6 Los cuatro parámetros de ruido.

El ruido de disparo es el más importante en los dispositivos activos [3][6], como es el caso de los que se analizan en el siguiente subtema. Para obtener los parámetros de ruido de un transistor, podemos caracterizarlo como un bipuerto "ruidoso", empleando el concepto de impedancia o el de admitancia como se ilustra en la figura 3.13.

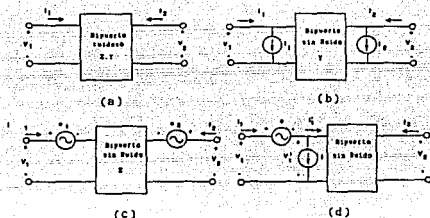


Figura 3.12 Bipuerto con fuentes internas de ruido y circuitos equivalentes con fuentes externas del mismo.

Analizando los esquemas 3.13b, 3.13c y 3.13d podemos obtener los parámetros de ruido. Al definir las ecuaciones de cada uno de estos casos (1), podemos ver la conveniencia de usar parámetros ABCD y como sabemos éstos se representan mediante una expresión de voltaje y otra de corriente, la figura 3.13d resulta ser más apropiada. En la figura 3.14 vemos este mismo esquema pero con una fuente de corriente y su admitancia asociada.

Para llegar a los parámetros de ruido, se obtiene primero la figura de ruido, que en esencia está determinada por éstos. Para comen-

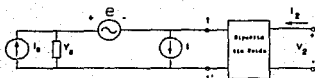


Figura 3.13 Bipuerto ruidoso con señal en la entrada para obtener la figura de ruido.

zar el análisis, hacemos la consideración de que el ruido de la fuente no tiene nada que ver con el ruido del bipuerto. La corriente de cortocircuito rms,  $i_{CS}$ , en los puntos 1-1',

que se indica a continuación:

$$\overline{i_s^2} = i_f^2 + \overline{|i + Y_f v|^2} \dots \dots \dots (3.50)$$

En donde  $f$  denota fuente. Aplicando la definición de figura de ruido, y haciendo una proporcionalidad de valores[3] se tiene:

$$NF = \frac{1 + \overline{|i + Y_f v|^2}}{i_f^2} \dots \dots \dots (3.51)$$

Por otro lado, existe una correlación entre las dos fuentes de ruido, la de corriente y la de voltaje. La corriente de ruido  $i$  se divide en  $i_u$ , no correlacionada con  $v$  y una segunda parte que si lo esta,  $i - i_u$ . Introducimos ahora la admitancia que correlaciona ambas fuentes de ruido,  $Y_c = G_c + jB_c$ , de modo que:

$$i = i_u + Y_c v \dots \dots \dots (3.52)$$

El valor rms de  $i_u$  es,  $4kT_0 R_n B$ , considerando esto y a la ecuación 3.41, sustituimos ambas en 3.52, obtenemos:

$$\overline{i^2} = 4kT_0 B (G_u + R_n |Y_c|^2) \dots \dots \dots (3.53)$$

Sustituyendo 3.53 en 3.51, NF es:

$$NF = 1 + \frac{\overline{i_u^2} + |Y_f + Y_c|^2 \overline{v^2}}{4kT_0 G_f B}$$

$$= 1 + \frac{G_u + R_n}{G_f} [(G_f + G_c)^2 + (B_f + B_c)^2] \dots \dots (3.54)$$

NF es función de la admitancia de fuente  $Y_f$  y como ya se mencionó antes, una NF mínima, se logra con una admitancia de fuente óptima

$Y_o = G_o + jB_o$ , en donde:

$$G_o = (G_c^2 + \frac{G_u}{R_n})^{1/2} \dots \dots \dots (3.55)$$

$$B_o = -B_c \dots \dots \dots (3.56)$$

$$NF_o = 1 + 2R_n [G_c + (G_c^2 + \frac{G_u}{R_n})^{1/2}] \dots \dots (3.57)$$

sustituyendo 3.55, 3.56 y 3.57 en 3.54, tenemos:

$$NF = NF_o + \frac{R_n}{G_c} [(G_c - G_o)^2 + (B_c - B_o)^2] \dots \dots \dots (3.58)$$

En donde  $NF_o$  se denomina la figura de ruido óptima (mínima) del bipuerto. La expresión 3.58 puede escribirse en términos de coeficientes de reflexión, ya que resulta más sencilla la manipulación de las ecuaciones. Usando su definición:  $\Gamma_f = (Y_o - Y_f) / (Y_o + Y_f)$ , para la fuente y  $\Gamma_o = (Y_o - Y_o) / (Y_o + Y_o)$  para la  $NF$  óptima. Teniendo en cuenta que:  $Y_o = 1/Z_o$ , en donde  $Y_o$  es la admitancia característica, además,  $Y_f = G_f + jB_f$  y  $Y_o = G_o + jB_o$ . Con las consideraciones anteriores en mente, podemos sustituirlas en la ecuación 3.58 para obtener una forma alternativa de expresar la figura de ruido de un bipuerto. La expresión es:

$$NF = NF_o + 4 \frac{R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_f|^2)} \dots \dots (3.59)$$

En esta ecuación podemos ver que  $NF$  depende de cuatro parámetros

que son:  $NF_0$ ,  $R_n$ ,  $|\Gamma_0|$  y  $\langle \Gamma_0 \rangle$ ; que se conocen como parámetros de ruido, que se encuentran presentes en los transistores y que el fabricante especifica en las hojas de datos de los mismos.

### 3.3 ANÁLISIS DE TRANSISTORES

Para analizar los diferentes tipos de transistores que se usan en dispositivos orientados a microondas, es preciso conocer los materiales que se emplean en la construcción de éstos, pasando después a su análisis y finalmente, exponiendo las características que los hacen ser deseables en una aplicación determinada.

#### 3.3.1 Materiales de estado sólido.

Existen varios materiales que forman parte de la historia de los transistores, desde 1948 hasta la fecha. El uso de algunos de ellos en microondas, específicamente, tiene su razón de ser con las características propias de éstos. Los elementos mencionados reciben el nombre de semiconductores. Un semiconductor es aquél cuya resistividad es menor que la de un aislante y mayor que la de un conductor. Para tener una idea cuantitativa, un conductor típico tiene una resistividad del orden de  $10^{-6} \text{ncm}$ , un aislante de  $10^6 \text{ncm}$  y un semiconductor de  $10^1 \text{ncm}$ . Para ubicar los materiales que nos interesan, podemos referirnos a la tabla periódica de los elementos y vemos que corresponden a los grupos 3, 4 y 5, siendo éstos: silicio (Si), fósforo (P), galio (Ga), germanio (Ge), arsénico (As) e indio (In). Las características de cada uno de ellos en el

campo de las microondas son:

**3.3.1.1 Germanio (Ge).** Revolucionó la industria de la electrónica siendo el primer semiconductor usado. En microondas (antes de la aparición de la tecnología de arsenuro de galio), se usó en la fabricación de diodos túnel, que a su vez, se aplicaron en osciladores y amplificadores. Pero la figura de ruido óptima no era pequeña, en cambio producía alta ganancia. El Ge no encontró una gran aceptación en el mundo de las microondas, porque cuando se trabaja con éstas, es preciso una velocidad de respuesta muy alta y tener la capacidad de responder en un amplio rango de temperaturas.

**3.3.1.2 Silicio (Si).** Es el segundo elemento más abundante en la tierra después del oxígeno. En microondas se trabaja con Si en su estado más puro posible (>99%). En la fabricación de dispositivos la cantidad de impurezas es de una parte en  $10^9$ , el *doping*<sup>6</sup> se lleva a cabo con átomos de boro o galio, para material tipo p y arsénico o antimonio para tipo n. Tiene una mayor movilidad de electrones que el Ge, presenta un voltaje de avalancha (en diodos) de aproximadamente 1000 V en contraposición con 150 a 200 V del Ge. La mayor desventaja del Si es cuando se trabaja con transistores bipolares (TBJ's), ya que tanto para potencia como para bajo ruido, funcionan bien por debajo de los 4 GHz. Si la aplicación que necesitamos esta dentro de este rango los dispositivos trabajan aceptablemente.

**3.3.1.3 Arsenuro de Galio (GaAs).** Como puede suponerse, es un

---

<sup>6</sup> Puede traducirse como contaminación; se refiere al estado de contaminación del sustrato en cuestión.

compuesto de galio y arsénico. Este material se caracteriza por tener una alta movilidad de electrones con respecto a los otros dos antes mencionados, lo cual le permite operar a frecuencia más altas. La movilidad de electrones con respecto a huecos es de 12:1 en contraposición con 2:1 y 3:1 del Ge y del Si respectivamente. Los dispositivos de GaAs son unipolares y no bipolares como los de Si, lo que significa que el medio primario de conducción son los electrones y no los huecos. El GaAs se convierte en un material ideal para altas frecuencias y altas temperaturas. El proceso de fabricación es muy complejo. Dos técnicas para la obtención de este compuesto son la horizontal de Bridgeman y la vertical de Czochralski [7].

3.3.1.4 Fosforo de Indio (InP). Al igual que el GaAs, el InP es un compuesto, formado por fósforo e indio. El InP es un material nuevo dentro del campo de las microondas, que a mostrado una gran aplicación en muy altas frecuencias y en bandas milimétricas. A pesar de que su movilidad de electrones es menor que la del GaAs, la relación de éstos con los huecos es de 40:1. En la tabla 3.1 se aprecia la movilidad de electrones de los materiales anteriores comparados con el InP.

Tabla 3.1

Semiconductor	$E_g$ (electro volts)	$U_e$	$U_h$
Ge	0.7	3900	1900
Si	1.1	1500	500
GaAs	1.43	5000	400
InP	1.25	4000	100



Una comparación entre el GaAs y el InP (los materiales con mayor movilidad de electrones), en cuanto a velocidad de saturación y velocidad efectiva de tránsito se muestra en la tabla 3.2.

Tabla 3.2

Velocidad	GaAs	InP
Velocidad de saturación (cm/s a 500K)	$5 \times 10^6$	$6 \times 10^6$
Velocidad efectiva de tránsito (cm/s)	$0.7 \times 10^7$	$1.2 \times 10^7$

Si trabajamos en la parte baja de las altas frecuencias, podemos usar dispositivos de silicio (con la restricción de 4GHz como máximo), de arsenuro de galio y de fosfato de indio, muchas veces el costo de los dispositivos restringe su uso, en otros casos, el problema es que la tecnología no está lo suficientemente probada para garantizar un funcionamiento adecuado.

### 3.3.2 Transistores bipolares de silicio (TBJ's).

La denominación bipolar se debe a que tanto los portadores mayoritarios como los minoritarios están presentes en la conducción. Como se mencionó anteriormente, estos transistores tienen un límite superior de frecuencia en el cual pueden rendir un buen funcionamiento en las diferentes aplicaciones como pueden ser bajo ruido, ganancia o potencia. Por debajo de ese límite, su desempeño es muy aceptable. La estructura de un transistor de silicio (en corte transversal) se muestra en la figura 3.15. La máxima frecuencia de oscilación es inversamente proporcional al ancho del emisor y al espacio entre éste y la base.

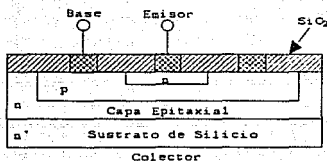


Figura 3.14 Corte transversal de la estructura de un transistor de silicio.

La mayoría de estos transistores son *n-p-n*. Las dimensiones críticas del dispositivo se graban en capas de silicio. Los patrones grabados se denominan la geometría del transistor.

Para conocer el proceso de fabricación del transistor de silicio, podemos referirnos a la figura 3.16, en donde apreciamos en forma secuencial como se va elaborando.

En primer término: (a) se tiene una capa epitaxial de silicio con un espesor de 2 a 5  $\mu\text{m}$ , soportada por un sustrato que es el colector, como se indica en la figura 3.15; (b) se forma una capa de óxido de silicio sobre la anterior, dejando los huecos para lo que será la base y el colector; (c) los espacios dejados son rellenados con impurezas de material *p*, que estará en contacto directo con lo que formará la base. Este material produce una baja resistencia con los contactos de la región de la base<sup>7</sup>; (d) se corta el área de la base en la capa de óxido, para conectarla con el material *p*; (e) una vez hecha la base, se procede a obtener el emisor; (f) el corte se ubica precisamente entre los hechos para la base, se agrega un material cargado con muchas impurezas de tipo *n*; (g) se colocan los contactos metálicos que nos permiten conectar al

<sup>7</sup>. Un contacto con baja resistencia en la región de la base es un requisito para obtener dispositivos de bajo ruido.

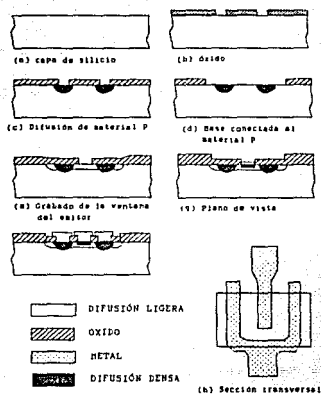


Figura 3.15 Proceso secuencial de fabricación del transistor de silicio.

transistor en un dispositivo, (h) se muestra una sección transversal típica de un transistor de silicio.

En el campo de las microondas, un amplificador puede usarse para proporcionar ganancia, potencia, o bien, bajo ruido. El interés principal del trabajo de esta tesis es el lograr un diseño con bajo ruido. Por ello, de aquí en adelante se enfocará el análisis de los transistores hacia este objetivo. Pero, si el lector desea

profundizar acerca de las otras dos aplicaciones, podemos remitirlo a las referencias [1],[2],[3],[4] y [7], donde encontrará un tratamiento amplio de los temas citados.

3.3.2.1 Circuito equivalente de señal pequeña. De la figura 3.15, podemos deducir un circuito equivalente de señal pequeña para el transistor de silicio. Éste se muestra en la figura 3.17, del que se puede extraer la figura mínima de ruido que puede proporcionar con este tipo de dispositivos.

Existen dos fuentes de ruido en estos transistores, la térmica

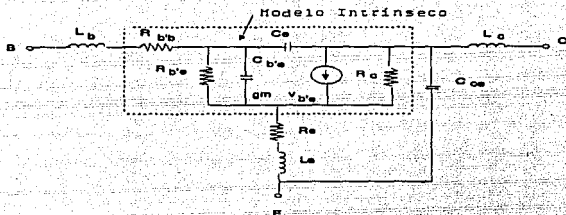


Figura 3.16 Circuito equivalente de señal pequeña de un transistor de silicio con una configuración de emisor común.

y la de disparo. Con respecto a la primera, se origina en las resistencias de la base, del emisor y del colector, aunque la de base predomina sobre las otras. El ruido térmico se expresa como un voltaje de ruido en serie con la resistencia de base:

$$\overline{e_{nb}^2} = 4kT_o R_{bb} B \dots \dots \dots (3.60)$$

El ruido de disparo se ocasiona por fluctuaciones en la corriente directa en la base y en el colector[3], que puede expresarse como fuentes de corriente en la entrada y la salida, de la siguiente forma:

$$\overline{i_{nb}^2} = 2qI_b B \dots \dots \dots (3.61)$$

$$\overline{i_{nc}^2} = 2qI_c B \dots \dots \dots (3.62)$$

En donde  $q$  es la carga del electrón. Las tres fuentes de ruido anteriores no tienen correlación por lo tanto, la figura de ruido óptima se obtiene como sigue:

$$F_0 = 1 + h \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2}{h}} \right) \dots \dots \dots (3.63)$$

en donde:

$$h = 0.04 I_C R_{bb'} (f / f_T)^2$$

De la ecuación 3.63 podemos obtener una gráfica de la figura de ruido con respecto a la frecuencia, como se ilustra en la figura

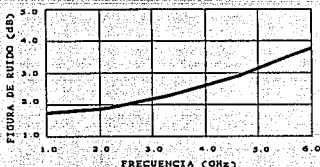


Figura 3.17 Figura de ruido contra frecuencia.

3.18. Es de destacar que  $f_T$  es la ganancia de frecuencia unitaria.

Es posible establecer un análisis riguroso de estos transistores, pero no es el objetivo, debido a que cada transistor tiene caracte-

rísticas propias y el avance tecnológico hace que existan algunas variantes de unos con respecto a otros. Esto ocurre tanto con los transistores de silicio como con los de GaAs y InP. Pero, el fabricante proporciona el modelo del circuito equivalente de sus transistores. Además, la técnica de diseño es algo que no cambia sustancialmente de transistor a transistor y básicamente conociendo los parámetros de dispersión y de ruido, aunados a un conocimiento de las principales causas del ruido en éstos, podemos realizar diseños muy confiables. Solo si vamos a llevar a cabo modificaciones en la estructura del transistor, a nivel atómico, será preciso

conocer un circuito equivalente con toda precisión, para el transistor de que se trate.

### 3.3.3 Transistores de Efecto de Campo de Arsenuro de Galio (GaAs FET).

El FET es un dispositivo semiconductor, cuya corriente es controlada por un campo eléctrico, además, es unipolar debido a que solo hay flujo de portadores mayoritarios (electrones). El campo se aplica en los electrodos de la fuente y el drenaje y el control de éste, se lleva a cabo mediante el electrodo de la compuerta. Los FET's para microondas se fabrican en arsenuro de galio en vez de silicio, por la alta movilidad de electrones del primero y además una mayor velocidad de deriva de los electrones. Las resistencias parásitas son pequeñas, la transconductancia es grande. Las características anteriores permiten una baja figura de ruido, alta ganancia y altas frecuencias de corte, por encima de los 40 GHz, pudiéndose obtener las características anteriores por encima de los 3 GHz. Los GaAsFET más usados son los GaAsMESFET.

La estructura de un GaAsFET se muestra en la figura 3.19, en donde la parte baja (1) es el basamento del transistor y está constituido por una capa dopada de GaAs semiaislante con cromo. La difusión de impurezas desde esta capa hacia la parte superior donde se encuentran la fuente, la compuerta y el drenaje puede provocar una degradación del funcionamiento eléctrico de la capa superior, (2) para evitar lo anterior, se coloca una capa intermedia que tiene como función el control preciso del incremento de veloci-

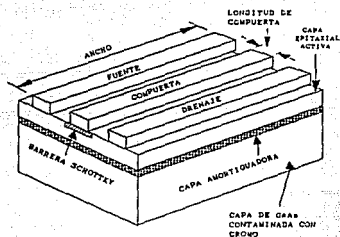


Figura 3.18 Estructura del GaAsFET.

dad y concentración del dopado, lo cual es importante para mantener a su vez, un espesor uniforme de la capa intermedia. Con las medidas mencionadas se logra reducir la figura de ruido y prevenir una intermitencia en el flujo de portadores, que provoca oscilaciones en el dispositivo. Para producir esta capa existen varias técnicas [7]. La fuente y el drenaje están conectados entre si por un canal conductor. La compuerta modula el ancho del canal conductor, para producir la ganancia de potencia. La fuente y el drenaje se depositan en la capa de GaAs al vacío y después se definen mediante procesos fotolitográficos. Las patas que constituyen físicamente la fuente, la compuerta y el drenaje se fabrican de una aleación de oro con germanio y en ocasiones se incluye indio a los otros dos, todo esto, con la finalidad de logra contactos óhmicos con baja resistencia, [3] la compuerta también define su área mediante un proceso fotolitográfico, abajo de ésta se encuentra una capa constituida por aluminio, formando un diodo Schottky de barrera con la capa de GaAs. Una vez que hemos visto la estructura del GaAsFET, podemos ahora explicar brevemente el funcionamiento de éste. Para ello, nos auxiliaremos de la figura 3.20. Los electrones fluyen de la fuente hacia el drenaje a través

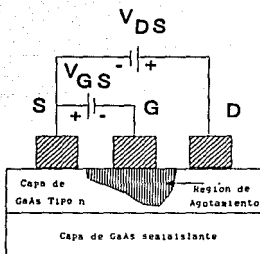


Figura 3.19 Operación del GaAsFET.

de la delgada capa activa cuando se aplica un voltaje positivo  $V_{DS}$  al drenaje y no hay voltaje  $V_{GS}$ . Cuando  $V_{DS}$  es pequeño, la capa activa se comporta como una resistencia lineal, en cambio, para un  $V_{DS}$  grande la velocidad de deriva de los electrones no se incrementa de la misma forma que el campo eléctrico y en consecuencia la relación voltaje-corriente cae por debajo de la línea de la resistencia lineal. Llega un momento en que  $V_{DS}$  produce que el flujo de electrones se sature. Cuando la compuerta es pequeña con respecto a la fuente y  $V_{DS}$  es pequeño, se forma una capa de deflexión en la capa activa como se muestra en la figura 3.20, la que restringe el paso de los electrones de la fuente al drenaje<sup>8</sup>. Cuando se aplica un voltaje negativo entre el drenaje y la fuente, la juntura entre el canal y la compuerta se polariza en inversa y la capa de deflexión se hace más profunda. Para pequeños valores de  $V_{DS}$  la capa activa actúa como una resistencia lineal, pero esta resistencia será grande debido a que la zona de paso de los electrones es pequeña cuando la compuerta es más pequeña que la fuente

<sup>8</sup>. Se produce una alta resistencia entre la fuente y el drenaje.



físicamente. En el momento en que  $V_{DS}$  se incrementa, el campo crítico alcanza un nivel más bajo que cuando  $V_{GS}=0$  a consecuencia de la gran resistencia de la capa activa, y el flujo de electrones provocará saturación con futuros incrementos en  $V_{DS}$ . Cuando  $V_{GS}$  es suficientemente negativo, provoca que la capa de deflexión alcance a la capa semiaislante de GaAs y el flujo de electrones se corta. En conclusión, podemos decir que la operación del GaAsFET se controla con la delgada capa activa, cuyo espesor puede ser variado con la capa de deflexión ubicada bajo la juntura de la compuerta. Esta capa es pues el resultado de aplicar un voltaje negativo entre la compuerta y la fuente [3].

**3.3.3.1 Circuito equivalente de señal pequeña.** Se puede representar el circuito equivalente de señal pequeña de un GaAsFET con elementos concentrados, considerando la parte interna del FET para una frecuencia de 12 GHz y la parte externa para una frecuencia de 14 GHz[3], como se ilustra en la figura 3.21, tomando en cuenta una

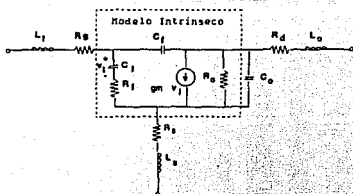


Figura 3.20 Circuito equivalente de señal pequeña del GaAsFET.

configuración de fuente común.  $C_i$  representa la capacitancia de la capa de deflexión,  $R_i$  es la resistencia del canal,  $C_f$  es la capacitancia entre el drenaje y la compuerta,  $R_o$  representa la resistencia del canal entre el drenaje y la fuente.  $R_s$ ,  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $L_s$ ,  $L_i$ ,  $C_o$  y  $L_o$  son

elementos parásitos del modelo extrínseco.  $\tau_0$  es un retardo de fase y  $g_m$  es la transconductancia.

La actividad del GaAsFET se determina por su máxima frecuencia de oscilación  $\omega_{max}$ , en donde el GaAsFET se convierte en un elemento pasivo. Esta frecuencia se obtiene de [3] como sigue:

$$\omega_{max} = g_m (4\tau_1 C_i G_o - g_m^2 \tau_i^2)^{-1/2} \dots \dots \dots (3.64)$$

De la figura 3.21 podemos ahora formar el circuito equivalente de ruido expresado en la figura 3.22, en donde podemos ver dos fuentes de ruido conectadas a la entrada y salida del FET intrínseco, además, hay otra fuente de ruido representada en el canal que se expresa según [3] a continuación:

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT_o B g_{mo} P \dots \dots \dots (3.65)$$

En donde  $g_{mo}$  es la magnitud de la transconductancia a baja frecuencia y  $P$  es un factor que depende de las condiciones de polarización y de la geometría del dispositivo. Para un voltaje cero en el drenaje,  $i_{nd}$  representa el ruido térmico generado por  $R_o$ , así,  $P = 1/g_m R_o$ . Para voltajes positivos en el drenaje, el ruido generado en el canal es mayor que el ruido térmico producido por  $R_o$ . La otra fuente de ruido,  $i_{ng}$ , a lo largo del canal induce fluctuaciones en la compuerta, representándose a continuación:

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT_o B \omega^2 C_i^2 Q / g_{m0} \dots \dots \dots (3.66)$$

Las expresiones 3.65 y 3.66 tienen el mismo origen y pueden correlacionarse, mediante un factor  $C[3]$ . En la ecuación 3.66, el factor  $Q$  es de la misma naturaleza del  $P$  de la ecuación 3.65. De la parte externa del modelo, existen corrientes de ruido asociadas a la compuerta, la fuente y el drenaje, siendo ruido térmico que se expresa como sigue:

$$\overline{i_x^2} = 4kT_0 B / R_x, \quad x = g, f, d, \dots \dots \dots (3.67)$$

Finalmente, la mínima figura de ruido del FET intrínseco se puede representar según [3] como:

$$F_o = 1 + 2\sqrt{FQ(1-C^2)} \frac{f}{f_T} + 2g_{m0} R_i P (1-C\sqrt{\frac{P}{Q}}) \left(\frac{f}{f_T}\right)^2$$

En donde,  $f_T = g_{m0} / (2\pi C_i)$ . Ahora si graficamos la ecuación anterior de la figura de ruido contra la frecuencia obtenemos la forma en que aquella se comporta con respecto a ésta como se ilustra en la figura 3.22, donde además, se puede apreciar un fenómeno característico de los GaAsFET's que es el presentar una alta ganancia en bajas frecuencias, lo que como se verá en el siguiente capítulo puede provocar que el dispositivo oscile fácilmente.

### 3.3.4 Transistores de alta movilidad de electrones (HEMT).

Es una tecnología relativamente nueva, aparece en 1978, pero no es sino hasta hace unos cuantos años que ha obtenido credibilidad en el campo de las microondas demostrando su buen funcionamiento en dispositivos comerciales. El HEMT recibe diferentes denominaciones[1], entre otras: MODFET (modulation-doped field-effect

transistor), SDHT (selectively doped heterostructure transistor),

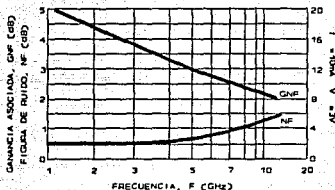


Figura 3.21 Figura de ruido y ganancia contra frecuencia en un GaAsFET.

TEGFET (two-dimensional electron gas FET). Es de notar, que el HEMT es una mejora del GaAsFET, únicamente orientado al diseño para bajo ruido<sup>9</sup>, que ha mostrado ser superior a éste último en ese renglón en particular.

El HEMT tiene una estructura similar a la del GaAsFET, como se puede apreciar en la figura 3.23; al verla, podríamos pensar que no existen diferencias sustanciales, entonces, ¿Cuál es la causa de su buen funcionamiento? La respuesta no es la estructura, sino el material semiconductor usado. Estos dispositivos tienen una delgada capa constituida por aluminio, galio y arsénico ( AlGaAs ), en la que se confinan los portadores mayoritarios convirtiéndose ésta en un "buffer".

Una capa de silicio con impurezas de AlGaAs se extiende hacia la parte superior hasta llegar a una capa de GaAs pura y en la parte inferior a una de AlGaAs también pura. Una capa bidimensional de aproximadamente 150Å forma el canal de portadores que une la fuente y el drenaje del HEMT.

Al igual que el GaAsFET, se forma un diodo Schottky de barrera

<sup>9</sup>. El objetivo principal en este trabajo, es lograr un diseño de muy bajo ruido.

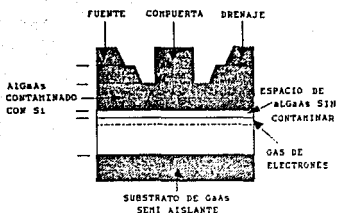


Figura 3.22 Estructura del HEMT.

bajo la compuerta, donde se genera la capa de deflexión. El HEMT funciona como un transistor normal, pero si se aplica un voltaje negativo a la compuerta se provoca una extensión de la capa de deflexión cortando el flujo de electrones.

Si se graba la compuerta, quedando ésta un poco profunda en la capa de AlGaAs, se obtiene un transistor que opera en modo acrecentado. Cuando aplicamos un voltaje de fuente a drenaje mayor al anterior, los electrones se acumulan en la frontera de la capa de AlGaAs pura y se forma el canal de conducción (capa bidimensional), activando al dispositivo. La capa de deflexión controla el paso de los electrones en el canal. Con un HEMT el paso de éstos se mantiene constante.

En un HEMT los electrones se mueven en una capa muy delgada, viajando por ello paralelamente a ésta, con coordenadas bidimensionales. En cambio en un GaAsFET el movimiento es tridimensional, lo cual implica tres grados de libertad. No existe una certeza de que los grados de libertad influyan en la obtención de una figura de ruido pequeña, sin embargo, algunas teorías tratan de demostrar que si influye y que es por esta razón que el HEMT tiene una figura de ruido menor a la del GaAsFET.

La característica anterior es la que básicamente diferencia al

HEMT del GaAsFET, pero hay algunos datos extras que resultan interesantes, referidos a la movilidad de electrones. A temperatura ambiente, la movilidad es de cerca de  $8000 \text{ cm}^2/\text{V-s}$  (comparada con  $4000 \text{ cm}^2/\text{V-s}$  en el GaAsFET) y a bajas temperaturas del orden de  $77\text{K}$  se incrementa aproximadamente a  $80000 \text{ cm}^2/\text{V-s}$ , dependiendo del material de la capa epitaxial.

Una vez mencionadas las características de varios tipos de transistores empleados en microondas, es necesario seleccionar lo más adecuado poniendo un énfasis especial en algunas características propias de estos dispositivos.

### 3.4 SELECCIÓN DE COMPONENTES.

En el tema 3.3 se realizó una exposición de los diferentes tipos de transistores empleados en microondas y que son fácilmente obtenibles en el mercado. Es el momento de comenzar a establecer restricciones con respecto al diseño que se tiene en mente, para ello, consideremos la necesidad de tener el menor ruido posible aportado por el transistor, en otras palabras, asegurar un dispositivo con la mínima figura de ruido posible.

Hagamos un análisis rápido, basado en la figura de ruido de los transistores de silicio y de GaAs como se muestra en la figura 3.24, en la que podemos ver una gráfica que relaciona a la frecuencia con la figura de ruido. Podemos apreciar que conforme la frecuencia se incrementa, la figura de ruido también lo hace, pero es muy apreciable que en el caso de los transistores de si-

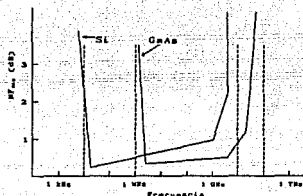


Figura 3.23 Figura de ruido contra frecuencia de transistores de silicio y de GaAs.

licio esto ocurre de una forma más acelerada. Debido a esta razón y a que el funcionamiento para bajo ruido en un transistor de silicio se restringe a 4 GHz<sup>10</sup>, para obtener resultados satisfactorios. Estas dos razones son suficientes para inclinarse por el uso de GaAsFET's, pero cuando se hablo del HEMT se dijo que era superior al GaAsFET al manejar una figura de ruido menor, por ello vale la pena realizar una comparación de características de ambos tipos de transistores bajo ciertas condiciones como se indica en la tabla 3.4 de la siguiente página.

En la tabla 3.4 se puede apreciar que la figura de ruido de un HEMT es considerablemente menor que la de un GaAsFET, entonces, podríamos pensar que la solución a nuestro problema es usar únicamente HEMT's, pero el costo es de aproximadamente tres veces el de un GaAsFET y además, si pensamos que el amplificador a construirse tiene etapas en cascada, entonces, según la expresión de figura de ruido de etapas en cascada nos indica que si la ganancia de la primera etapa es grande y la figura de ruido de ésta es pequeña, la contribución de las demás etapas al ruido total no

<sup>10</sup>. La frecuencia central de diseño del amplificador de bajo ruido que quiere diseñar es de 5 GHz.

es significativa. Con lo anterior en mente, se tiene pues la posibilidad de utilizar un HEMT en la primera etapa y GaAsFET's en las siguientes.

Tabla 3.4

Parámetros y condiciones	GaAsFET	HEMT
Figura mínima de ruido (dB) con $V_{DS}=3.5Vdc$ e $I_{DS}=10mA$		
a 4 GHz	0.7	0.4
a 8 GHz	1.4	0.8
a 12 GHz	1.9	1.2
a 18 GHz	2.6	1.8
Ganancia asociada (dB) con $V_{DS}=3.5Vdc$ e $I_{DS}=10mA$		
a 8 GHz	11.5	12.0
a 12 GHz	9.5	10.5
a 18 GHz	7.5	9.5
Máxima ganancia disponible (dB) con $V_{DS}=4Vdc$ e $I_{DS}=5I_{DSS}$		
a 4 GHz	17.0	17.0
a 8 GHz	13.0	15.0
a 12 GHz	11.5	14.0
a 18 GHz	9.5	11.5

Comercialmente se dispone de varios dispositivos con muy buenas características de ganancia y figura de ruido, tales como el NE71083A, NE72089A en el caso de GaAsFET's y con el NE20283A, NE20383A que son HEMT's, todos ellos de la compañía NEC, que han demostrado en la practica tener un buen funcionamiento acercandose a las especificaciones de las hojas de datos del fabricante.

A través de este capítulo se ha dado la teoría básica que permite entrar al diseño de amplificadores de bajo ruido, definiendo los parámetros involucrados. Además, se mostró una panorá-



mica general de como los materiales empleados en la construcción de transistores influyen determinantemente en el desempeño de éstos, también se conocieron las características de cada uno de ellos, para elegir los más apropiados en el diseño del amplificador de bajo ruido.

#### REFERENCIAS.

- [1]. VENDELIN, G.D., PAVIO A.M. and ROHDE U.L., Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, John Wiley & Sons, New York, 1990, pp. 2-13, 71-74 y 109-144.
- [2]. GONZÁLEZ, G., Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1984, pp. 1-13 y 140-142.
- [3]. HA TRI T., Solid-State Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons, New York, 1981, pp. 42-43, 63-78, 309-314.
- [4]. Transistor Parameter Measurements, Hewlett-Packard Application note 77, Feb., 1967, pp. 2-3.
- [5]. HAYT, W.H. y KEMMERLY, J.E., Análisis de circuitos en ingeniería, 2ª edición, McGraw-Hill, México, 1988, p. 88.
- [6]. KENNEDY, G., Electronic Communication Systems. 3ª ed., McGraw-Hill, Singapore, 1984, pp. 10-15.
- [7]. LAVERGHETTA, T. S., Solid-State Microwave Devices, Artech House, Boston, 1987, pp. 10-25 y 103-159.

---

# CAPÍTULO 4

---

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

### 4.1 DISEÑO EN RADIOFRECUENCIA.

#### 4.1.1 Generalidades de diseño.

Existen básicamente tres consideraciones para diseñar un amplificador de bajo ruido: ganancia, condiciones de estabilidad y círculos de ruido. La ganancia puede ser de tres tipos: la *ganancia de transductor*, la *ganancia disponible* y la *ganancia de operación*; mismas que se desglosan a continuación.

**4.1.1.1 Ganancia de transductor.** Es la ganancia total del amplificador dada por la potencia entregada a la carga entre la potencia disponible en la entrada de la fuente. La expresión para la ganancia de transductor tiene dos posibilidades dependiendo del valor de  $S_{12}$ : si es mayor que 0, se tiene [1] :

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_L|}{|1 - \Gamma_{sc} \Gamma_L|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2} \dots \dots \dots (4.1)$$

En donde  $\Gamma_{ent}$  y  $\Gamma_{sal}$  se definen como:

$$\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - S_{22} \Gamma_c} \dots \dots \dots (4.2)$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_f}{1 - S_{11} \Gamma_f} \dots \dots \dots (4.3)$$

Retomando la ecuación 4.1 y considerando  $S_{12}=0$  tenemos:

$$G_{TV} = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_f|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2} \dots \dots \dots (4.4)$$

que se conoce como ganancia de transductor unilateral y resulta más simple de calcular. En el caso de que  $S_{12}=0$  se aplica la ecuación 4.1. Pero existe lo que se conoce como figura, que nos permite determinar si es factible despreciar el valor de  $S_{12}$ , y consiste según [1] en:

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TV}} < \frac{1}{(1-U)^2} \dots \dots \dots (4.5)$$

En donde:

$$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2)} \dots \dots \dots (4.6)$$

Se obtienen los valores de la ecuación 4.5 en decibeles y si la suma de ambos lados de la desigualdad es menor a un decibel, se puede usar la expresión 4.4 en vez de la 4.1.

La ganancia de transductor se puede maximizar, tanto para el ca-

so bilateral como para el unilateral. Para el primero, la ganancia se expresa según la ecuación 4.1, pero es posible obtener un máximo si se hacen ciertas consideraciones[1], como son:

$$\Gamma_{enc} = \Gamma_f^* \dots \dots \dots (4.7)$$

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_c^* \dots \dots \dots (4.8)$$

Estas condiciones son las requeridas para un acoplamiento conjugado complejo, que al mismo tiempo maximiza la ganancia y se define de la siguiente manera:

$$\Gamma_f^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \dots \dots \dots (4.9)$$

$$\Gamma_c^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f} \dots \dots \dots (4.10)$$

Resolvemos simultáneamente las ecuaciones 5.9 y 5.10 obteniendo los valores de  $\Gamma_f$  y  $\Gamma_c$  requeridos para el acoplamiento conjugado complejo y a al mismo tiempo proporcionen ganancia máxima de transductor. Las soluciones son:

$$\Gamma_{fc} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \dots \dots \dots (4.11)$$

$$\Gamma_{cc} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \dots \dots \dots (4.12)$$

En donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \dots \dots \dots (4.13)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \dots \dots \dots (4.14)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \dots \dots \dots (4.15)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \dots \dots \dots (4.16)$$

Una ecuación cuadrática tiene dos soluciones, así que habrá que escoger aquella que produzca  $|\Gamma_{Mf}| < 1$  y  $|\Gamma_{Mc}| < 1$ ; después, nos referimos a la ecuación 4.1 y sustituimos los valores de los coeficientes de reflexión maximizados quedando:

$$G_{Tmax} = \frac{(1 - |\Gamma_{Mf}|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{Mc}|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_{Mf}^*)(1 - S_{22} \Gamma_{Mc}) - S_{12} S_{21} \Gamma_{Mc} \Gamma_{Mf}|^2}$$

Considerando la ecuación 4.8 la expresión de  $G_{Tmax}$  queda:

$$G_{Tmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{21}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}) \dots \dots \dots (4.17)$$

De la ecuación 4.17 se notan dos aspectos; el primero, que  $K=1$  es el límite de la estabilidad, y el segundo, que si lo anterior se cumple, la expresión 4.17 se transforma en:

$$MGS = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \dots \dots \dots (4.17a)$$

En donde MGS es la máxima ganancia estable posible[3] que propor-

ciona el dispositivo antes de comenzar a oscilar.

Para el caso unilateral según [1], la ganancia de transductor es el producto de la ganancia generada en las redes de acoplamiento y en el dispositivo. Con el argumento anterior, se hace evidente que sólo es posible modificar la ganancia en las redes de acoplamiento, pero es necesario que la magnitud de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sea menor que 1 para obtener coeficientes de reflexión de fuente y carga que proporcionen la máxima ganancia en las redes de acoplamiento como se indica a continuación:

$$\Gamma_f = S_{11}^* \dots \dots \dots (4.18)$$

$$\Gamma_c = S_{22}^* \dots \dots \dots (4.19)$$

$$G_{f,\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \dots \dots \dots (4.20)$$

$$G_{c,\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \dots \dots \dots (4.21)$$

Quedando finalmente:

$$9G_{TV,\max} = G_{f,\max} G_o G_{c,\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|S_{22}|^2}$$

La deducción anterior se puede entender mejor observando la figura 4.1.

**4.1.1.2 Condiciones de estabilidad.** La estabilidad de un amplificador es su tendencia a no oscilar y es posible conocer si el dispositivo es completamente estable, condicionalmente estable o

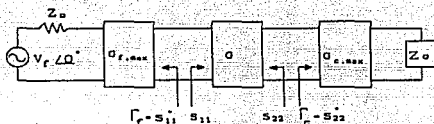


Figura 4.1 Máxima ganancia de transductor unilateral.

completamente inestable, en un rango de frecuencias existen dos condiciones necesarias y suficientes que garantizan la estabilidad o inestabilidad del amplificador, que se conocen con los símbolos  $K$  y  $\Delta$ , y se expresan:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1, \dots \dots (4.22)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \dots \dots \dots (4.23)$$

Ahora bien, si se cumple que  $K > 1$  y  $\Delta > 1$ , se tiene un dispositivo completamente estable; si es  $K > 1$  y  $\Delta < 1$  o  $K < 1$  y  $\Delta > 1$ , se tiene el caso de un dispositivo condicionalmente estable y por último, si  $K < 1$  y  $\Delta < 1$ , el dispositivo es completamente inestable en el rango de frecuencias del diseño. Para dar una idea gráfica de lo que significan los conceptos de estabilidad existe lo que se conoce como círculos de estabilidad.

**4.1.1.3 Círculos de estabilidad.** Para el siguiente análisis veamos la figura 4.1, en donde se aprecia el sentido de los diferentes coeficientes de reflexión que intervienen en un dispositivo con im-

pedancias terminales. En un bipuerto hay oscilaciones cuando en la entrada o salida se presenta una resistencia negativa[1], lo cual ocurre si  $|\Gamma_{ent}| > 1$  o  $|\Gamma_{sal}| > 1$ ; es decir, son valores fuera de la carta de Smith, si lo representamos gráficamente.

En términos de coeficientes de reflexión, la estabilidad incondicional para una frecuencia determinada se expresa como:

$$|\Gamma_f| < 1 \quad \dots\dots\dots(4.24)$$

$$|\Gamma_c| < 1 \quad \dots\dots\dots(4.25)$$

y,

$$|\Gamma_{ent}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right| \quad \dots\dots\dots(4.26)$$

$$|\Gamma_{sal}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f} \right| \quad \dots\dots\dots(4.27)$$

En el caso de que todos los coeficientes estén normalizados a la misma impedancia característica. Las condiciones anteriores son las requeridas para la estabilidad incondicional de un bipuerto.

Cuando un dispositivo es potencialmente inestable, existen coeficientes de reflexión de fuente y carga que producen valores reales en las impedancias de entrada y salida; es decir, en términos gráficos, son regiones dentro de la carta de Smith. Para determinar estos valores existe un método conocido como círculos de estabilidad, donde se toman en primera instancia los coeficientes de reflexión, cuya magnitud sea 1; en otras palabras, aquéllos que



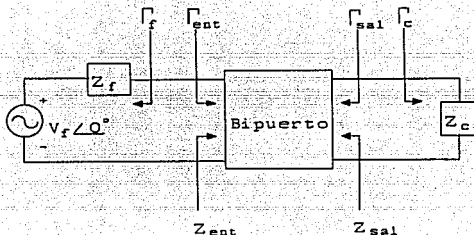


Figura 4.2 Estabilidad de un bipuerto.

se encuentran en el perímetro de la carta de Smith. Manipulando las ecuaciones 4.26 y 4.27 como se indica en [2], se obtienen otras que representan familias de círculos:

$$|\Gamma_c - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}| = |\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}| \dots \dots (4.28)$$

$$|\Gamma_f - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}| = |\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}| \dots \dots (4.29)$$

De estas ecuaciones se obtienen los radios y centros para los planos de fuente y carga respectivamente como se indica:

Para la fuente;

$$r_f = |\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}| \dots \dots \dots (4.30)$$

$$C_f = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \dots \dots \dots (4.31)$$

Para la carga;

Los círculos resultantes de las ecuaciones 4.28 a 4.33 se dibujan

$$r_c = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \dots \dots \dots (4.32)$$

$$C_c = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11})^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \dots \dots \dots (4.33)$$

en la carta de Smith, pero es necesario determinar el área que representa una zona estable o inestable. Para lograr lo anterior notemos que, si  $Z_c = Z_0$ ,  $|\Gamma_{ent}| = |S_{11}|$ , esto implica que  $\Gamma_c = 0$ , derivándose que si la magnitud de  $S_{11}$  es menor que 1 entonces  $|\Gamma_c| < 1$  cuando  $\Gamma_c = 0$ . Refiriendonos a la figura 4.3a, podemos apreciar que el centro de la carta de Smith es una zona estable. De lo contrario, si  $|S_{11}| > 1$ , el centro de la carta es inestable como se indica en la figura 4.4 para el caso de la carga y figura 4.5 para la fuente.

La estabilidad incondicional se logra si se cumple una condición para la fuente y la carga respectivamente, ésta es:

$$|| C_r | - r_r | > 1 \dots \dots \dots (4.34)$$

$$|| C_c | - r_c | > 1 \dots \dots \dots (4.35)$$

Cuando cumple que  $|S_{11}| < 1$  en 4.34 y  $|S_{22}| < 1$  en 4.35, veremos que los círculos resultantes están fuera de la carta de Smith como lo indica la figura 4.6, de esta forma el área de la carta es completamente estable.

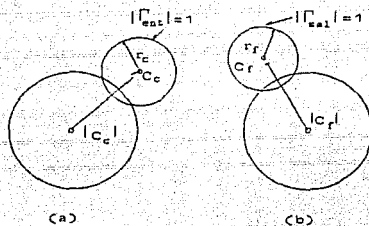


Figura 4.3 Regiones estables dentro de la carta de Smith para la fuente.

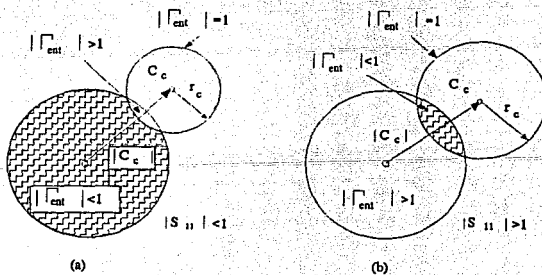


Figura 4.4 Regiones estables e inestables para la carga.

#### 4.1.1.4 Círculos de ganancia de operación y ganancia disponible.

Además de la ganancia de transductor existen otras dos definiciones

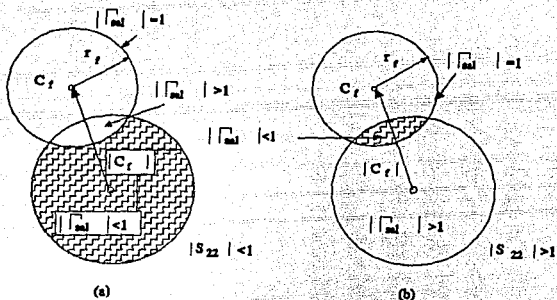


Figura 4.5 Regiones estables e inestables para la fuente.

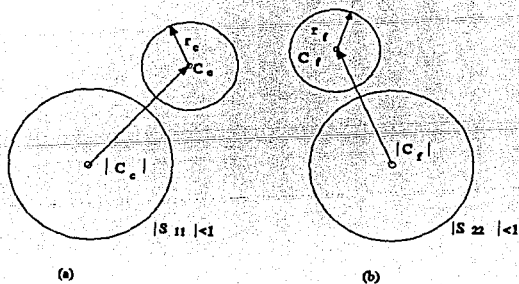


Figura 4.6 Condiciones de estabilidad incondicional; (a) la carga, y (b) la fuente.

de ganancia, útiles en el diseño para bajo ruido: *ganancia de operación* y *ganancia disponible*, que se explican a continuación:

**Ganancia de operación:** Es la potencia entregada a la carga entre la potencia en la entrada del dispositivo.

**Ganancia disponible:** Es la potencia disponible a la salida del dispositivo entre la potencia disponible en la entrada del mismo.

La utilidad de estos dos nuevos conceptos se explicará al desglosarlos. En lo que toca a la ganancia de operación, cuando  $K < 1$  no se puede aplicar la ganancia de transductor, pero si el concepto de ganancia de operación, siendo éste independiente de la impedancia de la fuente. La expresión de tal ganancia es según [1]:

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{enc}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_c|^2} \dots\dots\dots (4.36)$$

Que puede reacomodarse de la siguiente forma:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_c|^2)}{\left[1 - \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right|^2\right] |1 - S_{22}\Gamma_c|^2} = |S_{21}|^2 g_p \quad (4.37)$$

Si se desarrollan los binomios del denominador se obtiene:

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_c|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_c|^2}$$

$$= \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_c|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_c C_2)}$$

Atendiendo al procedimiento desarrollado en [1], sabemos que  $\Gamma_c$  es una cantidad compleja, por ello,  $\Gamma_c = U_c + jV_c$ , sustituyendo ésta

cantidad en la expresión para  $g_p$  y manipulando obtenemos los centros y radios de los círculos de ganancia de operación así como la distancia de éstos al centro de la carta de Smith:

$$U_p = \frac{g_p \operatorname{Re}[C_2^*]}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \dots \dots \dots (4.38)$$

$$V_p = \frac{g_p \operatorname{Im}[C_2^*]}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \dots \dots \dots (4.39)$$

$$R_p = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{|1 + G_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \dots \dots \dots (4.40)$$

$$d_p = \sqrt{U_p^2 + V_p^2} = \frac{g_p |C_2^*|}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \dots \dots \dots (4.41)$$

La máxima ganancia de operación ocurre cuando  $R_p = 0$ , resolviendo la ecuación 4.41 con esta condición, se obtiene la misma expresión definida para la ganancia máxima de transductor.

Con respecto a la ganancia disponible, tiene justificado su uso cuando se realiza un diseño para bajo ruido, ya que en este caso no es ganancia lo que se busca sino lograr un ruido mínimo en el dispositivo. En otras palabras, si se quiere obtener mucha ganancia, el dispositivo consumirá mucha corriente que un incremento en el ruido. Por esta razón, los diseños para bajo ruido necesitan poca corriente en su entrada originando una ganancia pequeña. La ganancia disponible es aquella que puede darnos el dispositivo cuando ha sido diseñado para bajo ruido, expresándose a continuación:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_f|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \dots (4.42)$$

La ecuación 4.42 también puede ser representada como sigue. Solamente sustituyendo la ecuación 4.27 en 4.42, desarrollando términos y reacomodando la expresión convenientemente:

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2)}{\left[1 - \left| \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f} \right|^2\right] |1 - S_{11}\Gamma_f|^2} = |S_{21}|^2 g_A \quad (4.43)$$

$$g_A = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_f|^2 - |S_{22} - \Delta\Gamma_f|^2}$$

$$= \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_f|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_f C_1)}$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

El procedimiento que se sigue es similar al empleado en la ganancia de operación, considerando que  $\Gamma_f$  es una cantidad compleja que se puede expresar como:  $\Gamma_f = U_f + jV_f$ , que a su vez, se sustituye en la ecuación para  $g_A$  y después de un largo proceso algebraico se obtienen las coordenadas de los centros y radios de los círculos de ganancia disponible y la distancia de éstos al centro de la carta de Smith.

$$U_A = \frac{g_A \text{Re}[C_1^*]}{1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \dots (4.44)$$

$$V_A = \frac{g_A \text{Im}[C^*_1]}{1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \dots \dots \dots (4.45)$$

$$R_A = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_A + |S_{12} S_{21}|^2 g_A^2]^{1/2}}{|1 + G_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (4.46)$$

$$d_A = \sqrt{U_A^2 + V_A^2} = \frac{g_A |C^*_1|}{1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \dots \dots (4.47)$$

4.1.1.5 **Círculos de figura de ruido.** La ecuación 4.59 puede reescribirse como:

$$NF = NF_0 + 4r_n \frac{|\Gamma_f - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2 (1 - |\Gamma_f|^2)} \dots \dots (4.48)$$

En donde  $r_n = R_n/Z_0$ . De la ecuación 4.48 es claro que si  $\Gamma_f = \Gamma_0$  la NF será igual a  $NF_0$ , al mismo tiempo, esta ecuación define una familia de círculos en los cuales el perímetro representa un coeficiente de reflexión de fuente constante. Para obtener estos círculos, redefinimos la ecuación 4.48 como:

$$\frac{NF_i - NF_0}{4r_n} |1 + \Gamma_0|^2 = \frac{|\Gamma_f - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2} = N_i, \dots \dots (4.49)$$

El subíndice "i" denota  $i = 1, 2, 3, 4, \dots$ . Ahora, si lo que queremos lograr es que  $NF = NF_0$ , la ecuación 4.49 se puede reacomodar de la siguiente forma:



$$(\Gamma_r - \Gamma_o) (\Gamma_r^* - \Gamma_o^*) = N_f - N_f |\Gamma_r|^2 \dots \dots \dots (4.50)$$

Desarrollando términos:

$$|\Gamma_r|^2 (1 + N_f) + |\Gamma_o|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_r \Gamma_o^*) = N_f \dots \dots (4.51)$$

Multiplicando ambos lados por  $(1 + N_f)$ :

$$\begin{aligned} & |\Gamma_r|^2 (1 + N_f)^2 + |\Gamma_o|^2 (1 + N_f) - 2 (1 + N_f) \operatorname{Re}(\Gamma_r \Gamma_o^*) \\ & = N_f^2 + N_f (1 - |\Gamma_o|^2) \dots \dots \dots (4.52) \end{aligned}$$

Reacomodando términos queda:

$$\left| \Gamma_r - \frac{\Gamma_o}{1 + N_f} \right|^2 = \frac{N_f^2 + N_f (1 - |\Gamma_o|^2)}{(1 + N_f)^2} \dots \dots \dots (4.53)$$

Esta ecuación se reconoce como una familia de círculos, cuyos centros y radios se expresan como:

$$C_{NFI} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_f} \dots \dots \dots (4.54)$$

$$R_{NFI} = \frac{1}{1 + N_f} \sqrt{N_f^2 + N_f (1 - |\Gamma_o|^2)} \dots \dots (4.55)$$

Con estas ecuaciones es posible dibujar los círculos de ruido de un dispositivo diseñado para bajo ruido.

#### 4.1.2 Aproximación gráfica.

La carta de Smith es una herramienta de gran importancia en el diseño de dispositivos para microondas; tanto, que a pesar de la existencia de los modernos equipos de computo que se emplean para realizar cálculos, finalmente los datos se plasman en la carta de

Smith. Pero si las computadoras realizan los cálculos de las ecuaciones, ¿para qué usar la carta de Smith?, la respuesta es muy simple: esta ayuda gráfica permite visualizar al diseñador el comportamiento de un determinado dispositivo respecto de algún parámetro en particular y puede con este medio fácilmente determinar las variaciones necesarias para obtener la respuesta deseada. En resumen, es lo simple que resulta analizar el comportamiento de un dispositivo, lo que justifica el empleo de esta ayuda gráfica, aunque cabe señalarse que no se obtienen valores precisos, ya que se presentan errores de apreciación al leer el dato en la carta. Por la importancia que reviste la carta de Smith, se desarrolló una aproximación gráfica del diseño del amplificador de bajo ruido a 5 Ghz. En el siguiente análisis se incluyen dos GaAsFET's y dos HEMT's, los primeros se analizan para bajo ruido y ganancia, mientras que los segundos sólo para bajo ruido. Para facilitar los cálculos, se uso un programa de computadora proporcionado en el apéndice B de la referencia [1], al cual se hicieron ligeros cambios para adecuarlo a los propósitos del presente diseño. El programa utiliza dos tipos de parámetros: los de dispersión y los de ruido del transistor. Después, con un total de 10 menús se permite al usuario el diseño completo del amplificador en cuanto a la obtención de coeficientes de reflexión en la entrada y salida de cada transistor, para el diseño posterior de las redes de acoplamiento. Al final del capítulo se proporciona un listado en lenguaje FORTRAN 77 del programa UM\_MAAD, del que se ha hecho mención.

A partir de la siguiente página se ilustran los análisis grá-

ficos de los GaAsFET's y HEMT's, mostrando los círculos de ganancia constante (de operación o disponible) según sea el caso y los círculos de ruido. En cuanto a los círculos de estabilidad de fuente y carga, junto a éstos aparecerán las siglas  $C_f$  o  $C_c$  para fuente y carga respectivamente, sirviendo como identificadores.

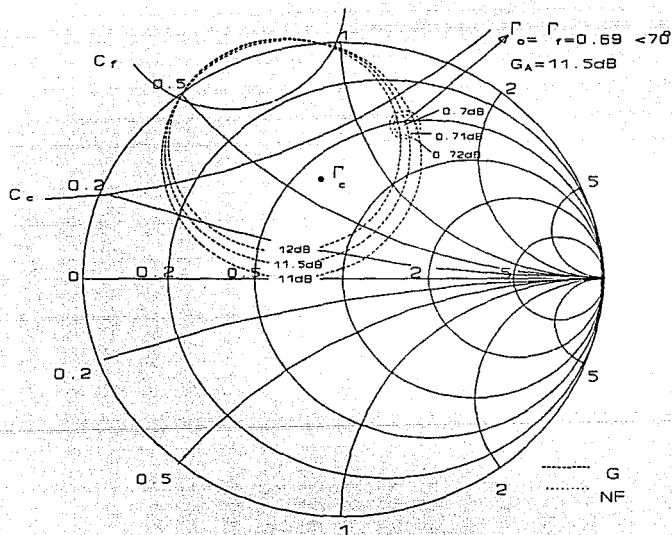
En la figuras 4.8 y la 4.9 se analiza gráficamente el comportamiento de tres transistores enfocados al diseño para bajo ruido. Es notable que tanto en la figura 4.8 como en la 4.9, el coeficiente de reflexión óptimo proporciona directamente un coeficiente de reflexión de fuente óptimo, en cambio, en la figura 4.9, se da el caso de que el coeficiente de reflexión óptimo cae en una zona inestable, por lo que se hace necesario moverse en un círculo de ruido constante cercano a este punto y localizar el mejor coeficiente de reflexión de fuente. En esta figura se aprecia que se trazó un círculo de VSWR que pasa por la localización del coeficiente de reflexión óptimo, en el punto en que éste toca al círculo de ruido constante, en una zona estable se dejó la localización del coeficiente de reflexión de fuente. En las figuras 4.10 a la 4.13 se hace un análisis de ganancia de operación para dos transistores, variando únicamente los dos valores de corriente de drenaje a fuente para cada uno. La máxima ganancia estable, en todos los casos, es de 1 dB más que la de operación que se señala en las figuras. La consideración anterior se hizo para asegurar que los transistores no oscilaran. En los puntos donde se obtuvo el coeficiente de carga óptimo, se trazó el círculo de ruido correspondiente, y de esta forma determinar la contribución al ruido de cada uno de éstos

transistores al amplificador en conjunto. Los valores para el análisis gráfico se obtuvieron mediante el programa UM\_MAAD.

# GaAsFET NE71089A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_r = 1.33 < 112.60^\circ$ ;  $R_r = 0.5089$   
 $C_c = 2.66 < 114.59^\circ$ ;  $R_c = 2.0180$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 0.7$  dB.



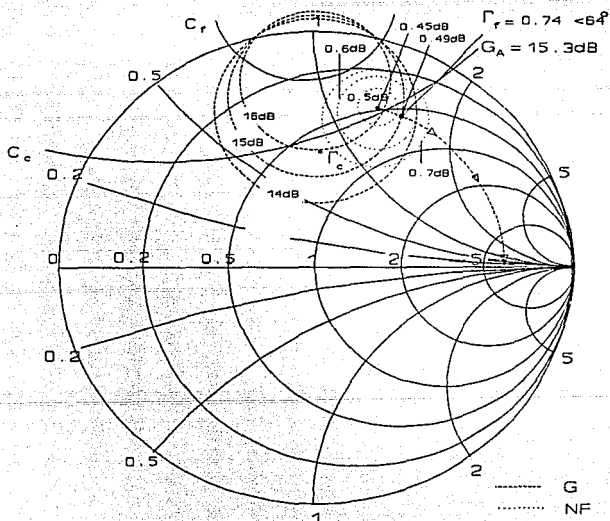
$$\Gamma_c = (S_{21} \cdot \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_o}{1 - S_{11} \Gamma_o})^* = 0.453 \angle 96.3^\circ$$

Figura 4.7 Círculos de ruido y de ganancia disponible.

# HEMT NE20283A, $V_{DS} = 2V$ , $I_{DS} = 10mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_r = 1.21 < 92.60^\circ$ ,  $R_r = 0.3969$   
 $C_c = 2.95 < 105.30^\circ$ ,  $R_c = 2.4077$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 0.49$  dB.



$$\Gamma_c = \left( S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{11} \Gamma_L} \right)^* = 0.498 \angle 91.4^\circ$$

Figura 4.8 Círculos de ruido y de ganancia disponible.

# HEMT NE20383A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 12mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_r = 1.44 < 104.30^\circ$ ,  $R_r = 0.6341$   
 $C_c = 3.63 < 113.40^\circ$ ,  $R_c = 2.9930$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 0.45$  dB.

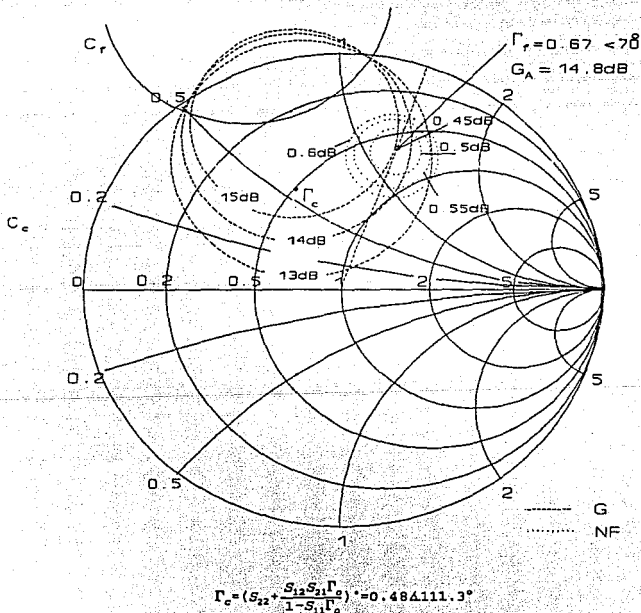


Figura 4.9 Círculos de ruido y de ganancia disponible.

# GaAsFET NE71089A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_f = 1.33 < 112.60^\circ$ ,  $R_f = 0.5089$   
 $C_c = 2.66 < 114.59^\circ$ ,  $R_c = 2.0180$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 2.50$  dB.

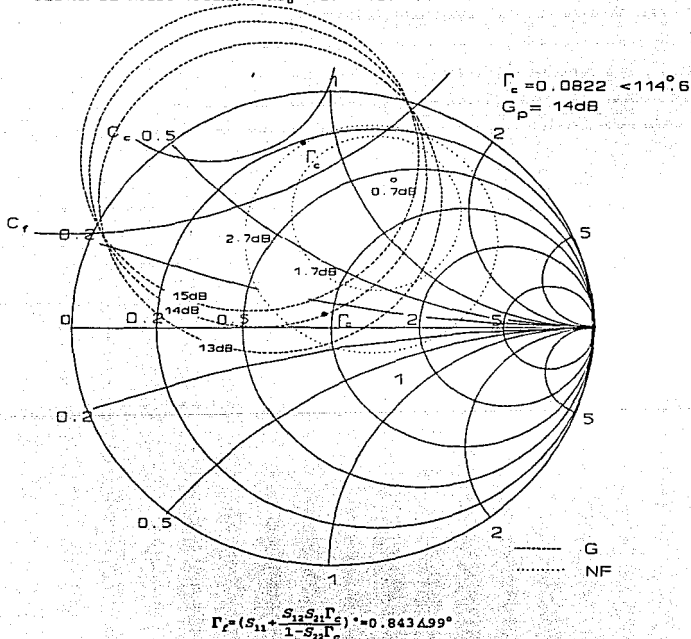


Figura 4.10 Círculos de ruido y de ganancia de operación.



# GaASFET NE71083A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 30mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_f = 1.33 < 116.37^\circ$ ,  $R_f = 0.4420$   
 $C_c = 2.35 < 106.70^\circ$ ,  $R_c = 1.5660$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 3.40 \text{ dB}$ .

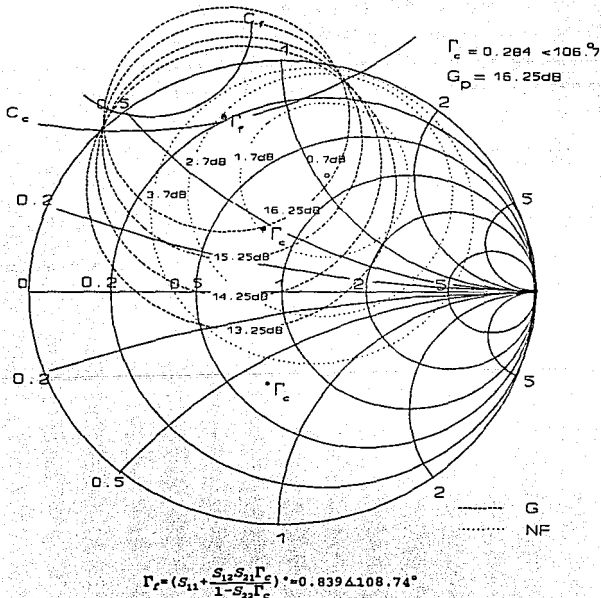


Figura 4.11 Círculos de ruido y de ganancia de operación.

# GaAsFET NE72089A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_r = 1.71 < 129.71^\circ$ ,  $R_r = 0.8610$   
 $C_c = 2.71 < 108.70^\circ$ ,  $R_c = 1.9260$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_0 = 2.20$  dB.

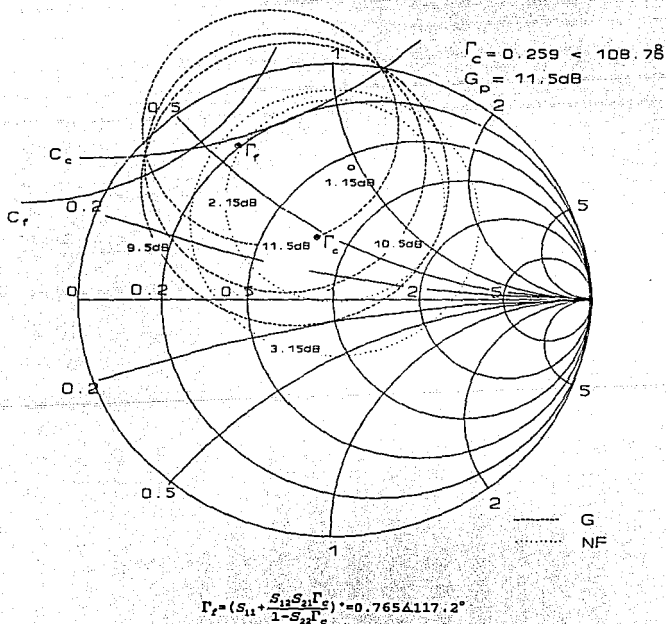


Figura 4.12 Círculos de ruido y de ganancia de operación.

# GaAsFET NE72089A, $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 30mA$ .

CÍRCULOS DE ESTABILIDAD:  $C_r = 1.77 < 134.57^\circ$ ,  $R_r = 0.8540$   
 $C_c = 2.89 < 100.90^\circ$ ,  $R_c = 2.0060$

FIGURA DE RUIDO ÓPTIMA :  $NF_o = 2.85$  dB.

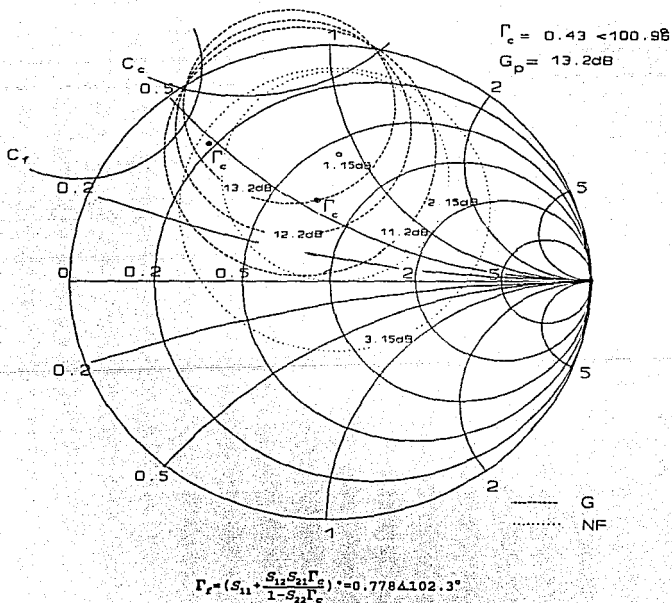


Figura 4.13 Círculos de ruido y de ganancia de operación.

**4.1.2.1 Posibles configuraciones del amplificador.** Después del análisis gráfico de los transistores para microondas; HEMT's y dos GaAsFET's. Necesariamente la primera etapa del amplificador tiene que llevar un HEMT, debido a que presenta un ruido menor que los GaAsFET's, pero las siguientes etapas pueden llevar de estos últimos, ya no es muy importante la contribución al ruido de las etapas subsecuentes. Por esta razón, es necesario considerar las diferentes configuraciones que son factibles, una vez que ya se realizó el análisis correspondiente. La tabla 4.1 muestra dos posibles configuraciones de las tres primeras etapas, el ruido con el que contribuye cada una y el ruido total asociado a las tres etapas.

Configuración 1	Ruido	Ganancia	Configuración 2	Ruido	Ganancia
NE2083A	0.49 dB	15.3 dB	NE2083A	0.45 dB	14.8 dB
NE71083A	0.70 dB	11.5 dB	NE71083A	0.70 dB	11.5 dB
NE71083A	0.70 dB	11.5 dB	NE71083A	0.70 dB	11.5 dB
NF = 0.5131dB G = 38.3 dB			NF = 0.4730dB G = 37.8 dB		

Tabla 4.1 Dos posibles configuraciones para el amplificador.

Las dos últimas etapas pueden implementarse de cuatro formas diferentes, usando transistores NE71083A y NE72089A, únicamente variando la corriente de drenaje a fuente, ya sea usando 10mA o 20mA, para facilitar un poco el diseño podemos usar los transistores anteriores a 10mA y así, las cinco etapas usaran la misma corriente. Esto simplifica la construcción de la fuente de alimentación. La tabla 4.2 muestra las dos configuraciones que se consideran para las dos últimas etapas.

Configuración 1	Ruido	Ganancia	Configuración 2	Ruido	Ganancia
NE71083A	2.5 dB	14 dB	NE72089A	2.2 dB	11.5 dB
NE71083A	2.5 dB	14 dB	NE72089A	2.2 dB	11.5 dB
NF = 0.0001dB G = 28 dB			NF = 0.0001dB G = 23 dB		

Tabla 4.2 Configuraciones para las dos últimas etapas.

De la tabla 4.2 podemos observar que la contribución al ruido de las dos últimas etapas es insignificante, pero la diferencia es que el costo de los transistores NE71083A es mayor que los NE72089A. Así, si lo vemos por el lado de costos resulta más conveniente usar transistores NE72089A en las dos últimas etapas. En los análisis gráficos se puede ver que estos transistores presentan buena estabilidad a la frecuencia de diseño, por lo tanto esté no se sacrifica en pro de los costos, además de que las especificaciones de diseño se cumplen perfectamente.

#### 4.1.3 Redes de acoplamiento.

Una vez que se ha realizado el diseño del amplificador, obteniéndose los coeficientes de reflexión de fuente y carga, el siguiente paso consiste en el diseño de las redes de acoplamiento que permitirán la obtención de las especificaciones del diseño (ruido y ganancia).

El acoplamiento de impedancias se puede realizar analítica y gráficamente (carta de Smith), el procedimiento gráfico tiene dos limitantes: requerir mucho tiempo y, la posibilidad de cometer errores de apreciación, especialmente si la carta tiene que ser renormalizada para acomodar líneas de diferentes impedancias características [4]. Este método se expone comúnmente en la literatura relacionada con el presente trabajo, especialmente en las referencias [1] y [5]. Por lo que respecta al método analítico, demuestra ser muy eficiente, ya que es posible implementarlo en un programa de computadora y por consiguiente obtener una precisión

muy buena, además de mucha rapidez de cálculo. Con este método se analizan dos casos de acoplamiento, el general entre impedancias complejas y uno particular entre una impedancia real y una compleja. A continuación se realiza la exposición del método para ambos casos.

**4.1.3.1 Acoplamiento entre impedancias complejas.** Éste es el caso general de acoplamiento de impedancias, que para el caso de transistores de microondas, se presenta cuando hay varios de ellos en cascada, ya que la impedancia de entrada o salida de un transistor de esta naturaleza es compleja, así, los acoplamientos interetapa son comúnmente entre impedancias complejas<sup>1</sup>.

Cuando se acoplan dos impedancias reales, denotadas "a" y "b", la impedancia característica resultante y su longitud eléctrica se expresan de la siguiente forma:

$$Z_o = \sqrt{R_a R_b} \dots \dots \dots (4.56)$$

$$\theta_o = 90^\circ \dots \dots \dots (4.57)$$

En cambio, cuando el acoplamiento es entre impedancias complejas, como se ilustra en la figura 4.14, la impedancia característica resultante del acoplamiento y su longitud eléctrica, se expresan según **{6}** y **{7}** como sigue:

Se puede apreciar en la ecuación 4.58 que no siempre será posible satisfacer la igualdad, porque estará en función de los valores de

---

<sup>1</sup>. Se dijo comúnmente, porque cuando se utilizan bloqueadores de DC en acoplamientos interetapa, el acoplamiento es entre una impedancia compleja y una real.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_2(R_1^2 + X_1^2) - R_1(R_2^2 + X_2^2)}{(R_1 - R_2)}} \dots (4.58)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_2 - R_1)}{(R_2 X_1 - X_2 R_1)} \right] \dots (4.59)$$

las impedancias involucradas en el acoplamiento. Ahora bien, si no es posible acoplar con un solo segmento, posiblemente con otro en cascada se logre el acoplamiento requerido. El procedimiento para obtener un segundo segmento es simplemente convertir la impedancia  $Z_2$  a su conjugado y después tratar de acoplar ese valor conjugado a la impedancia  $Z_1^2$ . Por lo que respecta a la longitud eléctrica, si esta resulta negativa se le suman 180 grados para obtener el

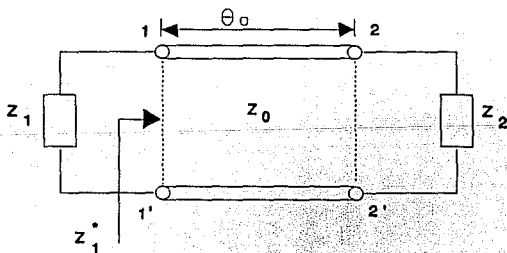


Figura 4.14 Acoplamiento entre impedancias complejas usando un solo segmento de microcinta.

valor correcto (en todos los segmentos que fueran necesarios). Como

2. Siempre será posible acoplar una impedancia cualquiera a su conjugado.

se puede apreciar este es un procedimiento iterativo y muy simple, en donde, si se tienen varios segmentos, se logra un mejor ancho de banda, pero para bajo ruido (en la primera etapa), entre menor cantidad de líneas en cascada se tengan, la contribución al ruido será menor.

Como ya se mencionó en capítulos anteriores, existen otras estructuras de acoplamiento como son los "stubs", pero, ¿donde encajan?; la respuesta es que para definir líneas y stubs en un acoplamiento entre impedancias complejas es necesario introducir un método conocido como Síntesis de Redes, que genera un circuito LC sin pérdidas, con características pasa-banda en todo el intervalo de frecuencias en que opera el amplificador. Este método obtiene los valores de elementos concentrados LC, que después hay que convertir a valores de microcinta y es así como donde algunas equivalencias dan por resultado stubs. La Síntesis de Redes es un procedimiento que no siempre se puede aplicar, incluso en ocasiones no es posible lograr los acoplamientos. Consideremos también que hay errores al establecer la equivalencia entre elementos concentrados y elementos distribuidos. Pero a pesar de esto es un método viable, cuya discusión se establece ampliamente en la referencia [8]. Cabe destacar que para el presente trabajo no fue necesaria la aplicación de la Síntesis de Redes.

**4.1.3.2 Acoplamiento de una impedancia real a una compleja.** Para comprender el porqué analizar un caso particular de acoplamientos, es necesario mencionar que un transistor de arsenuro de galio, presenta, tanto en su entrada como en su salida, una impedancia com-



pleja, además, si se tiene un dispositivo con una sola etapa, entonces tendremos dos impedancias reales, una de fuente y una de carga. Por esta razón, el acoplamiento será de una impedancia real a una compleja o viceversa. Ahora bien, cabe la pregunta: ¿cuales son los posibles elementos de acoplamiento que se pueden usar<sup>3</sup>?, la respuesta puede ajustarse a tres tipos de acoplamientos: línea - stub, transformador de  $\lambda/4$  - stub y líneas acopladas en cascada. Posiblemente se pudiera pensar que si el presente diseño tiene varias etapas, entonces no habrá acoplamientos interetapa entre una impedancia real y una compleja, pero cuando en su oportunidad se hable de los DC Blocks, se comprenderá que mediante estas estructuras siempre será posible establecer acoplamientos entre una impedancia real y una compleja debido a las características de éstos.

**4.1.3.2.1 Acoplamiento línea-stub.** Para este tipo de acoplamiento, existen dos posibilidades, una con stub en corto y la segunda con el stub en circuito abierto. El desarrollo de las ecuaciones para calcular analíticamente estas estructuras se expone en la referencia [4], en donde se toman las ecuaciones 4.58 y 4.59 manejándose en forma de admitancias, quedando:

---

<sup>3</sup> La pregunta se debe a las limitantes en un acoplamiento entre impedancias complejas.

$$Y_0 = \sqrt{\frac{G_2(G_1^2 + B_1^2) - G_1(G_2^2 + B_2^2)}{(G_1 - G_2)}} \dots (4.60)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_0(G_2 - G_1)}{(G_2 B_1 - B_2 G_1)} \right] \dots (4.61)$$

Para facilitar la manipulación de las ecuaciones se pone  $G_1=1$  y se despeja el valor de  $B_1$  de la ecuación 4.60 obteniéndose:

$$B_1 = \sqrt{\frac{Y_0(1 - G_2) + B_2^2 + G_2^2 - G_2}{G_2}} \dots (4.62)$$

A su vez, la ecuación 4.59 se transforma en:

$$\theta_{0_1} = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_0(G_2 - 1)}{\left| \frac{Y_0}{B_1} \right| G_2 - B_2} \right] \text{ para } B_1 > 0$$

$$\theta_{0_1} = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_0(1 - G_2)}{\left| \frac{Y_0}{B_1} \right| G_2 + B_2} \right] \text{ para } B_1 < 0$$

Ahora, debemos darnos cuenta que el acoplamiento en cuestión es de una impedancia real a una compleja por lo tanto  $B_1=0$ . Tomando en cuenta esta consideración despejamos el valor de  $G_1$  que se podrá acoplar directamente a la impedancia compleja, esto en caso general, pero para el caso que nos ocupa siempre trataremos que  $G_1$  tenga un valor de 50 ohms, aun así, de la ecuación 4.60 obtenemos:

$$G_1 = \frac{(B_2^2 + G_2^2 + Y_0^2) \pm \sqrt{(B_2^2 + G_2^2 + Y_0^2)^2 - 4Y_0^2 G_2^2}}{2G_2}$$

Cabe aclarar que la parte compleja del acoplamiento siempre se conoce perfectamente, ya que al realizar los análisis de bajo ruido

y ganancia, se encuentran los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida del transistor, que en este caso representa a la impedancia compleja por acoplar. Los coeficientes de reflexión tienen una impedancia asociada y por facilidad de manejo se convierte esta impedancia en admitancia, por esta razón se ha manejado en términos de admitancia directamente, que se encuentra normalizada a 50 ohms.

Para el caso de un stub en corto, como se muestra en la figura 4.15, la longitud del stub se calcula como:

$$n_1 = \cot^{-1} \left\{ \frac{Z_1 |B_2|}{Z_0} \right\} \dots \dots \dots (4.63)$$

Y la de la línea:

$$n_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_0 (1 - G_2)}{|B_2| |G_2 + B_2|} \right] \dots \dots \dots (4.64)$$

En donde  $Y_0 = Z_0/Z_2$ . Además,  $Z_1$  y  $Z_2$  se refieren a la impedancia del stub y de la línea respectivamente. Estas impedancias las establecemos conforme a nuestra conveniencia.

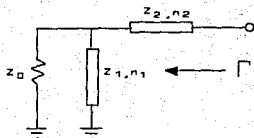


Figura 4.15 Acoplamiento de línea con stub en corto.

Para el caso de un stub en paralelo, las ecuaciones son:

$$n_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_1}{Z_0} | B_1 | \right] \dots \dots \dots (4.65)$$

Y la de la línea:

$$n_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_0 (1 - G_2)}{|B_2| G_2 + B_2} \right] \dots \dots \dots (4.64)$$

En donde  $Y_0 = Z_0/Z_2$ . Además,  $Z_1$  y  $Z_2$  se refieren a la impedancia.

4.1.3.2.2 Transformador de  $\lambda/4$ -stub. El procedimiento principia al obtener la impedancia asociada al coeficiente de reflexión de entrada o salida del transistor, después se transforma esa impedancia en admitancia y se normaliza con la impedancia característica del sistema (para nuestro caso 50  $\Omega$ ) como se ilustra en la ecuación 4.65:

$$Y_0 = \frac{(G \pm jB)}{50} \dots \dots \dots (4.65)$$

Así, la impedancia característica del transformador de  $\lambda/4$  será:

$$Z_0 = \sqrt{50 \frac{1}{G}} \dots \dots \dots (4.66)$$

Ahora, para el stub, se considera que es la parte reactiva de la impedancia, entonces, la impedancia característica de éste se expresa de la siguiente forma:

$$Z_0 = \frac{1}{B} \dots \dots \dots (4.67)$$

La longitud del stub definirá si es un stub en corto o abierto, así por ejemplo si el resultado de la ecuación 4.67 es negativo, entonces tenemos una reactancia inductiva y un stub con longitud de  $3\lambda/8$  estará abierto y cumplirá con ser una reactancia inductiva, pero si escogemos la parte complementaria de la circunferencia de la carta de Smith de  $\lambda/8$ , entonces tenemos un stub en corto. Los valores de  $3\lambda/8$  y  $\lambda/8$  pueden tomarse como base en las longitudes de stubs diseñados con este método.

**4.1.3.2.3 Líneas acopladas en cascada.** La discusión de este procedimiento es muy similar al que se hizo en el método de acoplamiento entre impedancias complejas. Observemos la figura 4.16 y al mismo tiempo consideremos las ecuaciones 4.58 y 4.59, que si nos damos cuenta prácticamente son iguales, con la diferencia de que no existe, en este caso, la reactancia  $X_1$ . Así, las ecuaciones de la impedancia característica y la longitud eléctrica quedan:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_2(R_1^2) - R_1(R_2^2 + X_2^2)}{(R_1 - R_2)}} \dots \dots (4.68)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_2 - R_1)}{-X_2 R_1} \right] \dots \dots \dots (4.69)$$

Una vez más, es obvio que no siempre será posible realizar el acoplamiento con un solo segmento de microcinta, esto se debe a que el resultado de las cantidades en la ecuación 4.68 será un número complejo; cuando esto ocurre, se obtiene el conjugado de la

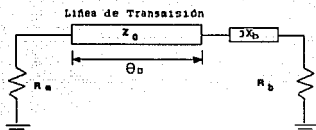


Figura 4.16 Acoplamiento de una impedancia real a una compleja.

impedancia  $Z_2$  y se acopla con ésta, con lo que se obtiene un segmento de microcinta al que se le acoplará otro que será el resultado de  $R_1$  con el conjugado de  $Z_2$ . Por lo que respecta a la longitud eléctrica,

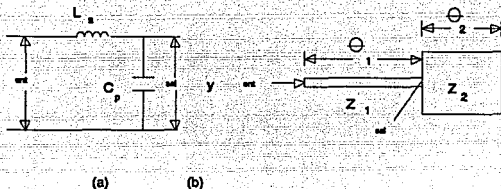
cuando resulte negativa se le suman 180 grados para obtener el valor correcto.

## 4.2 DISEÑO EN CORRIENTE DIRECTA.

### 4.2.1 Estructuras de polarización.

Es necesario proporcionar a los GaAsFET's y HEMT's voltajes y corrientes de CD apropiados para su buen funcionamiento, lo que evitará la presencia de impedancias indeseables en el dispositivo que ocasionen pérdida de ganancia o incluso oscilaciones.

Para entregar los voltajes de drenaje y compuerta a los dispositivos, se requiere un circuito cuya equivalencia sea un filtro pasabajas[9], constituido por un inductor en serie y un capacitor en paralelo, la figura 4.17a ilustra este circuito; de esta forma, se bloquea la radiofrecuencia que maneja el amplificador y no pasa hacia la fuente de alimentación. La figura 4.17b ilustra el equivalente de este circuito en microcinta, en donde podemos apreciar un



elemento de alta impedancia unido a uno de baja impedancia<sup>4</sup>. Así, las estructuras de polarización son elementos básicamente de desacoplamiento de CD, donde la línea de alta impedancia se conecta a las redes de acoplamiento del dispositivo, que en teoría resulta invisible para éste y no afecta por tanto el funcionamiento del diseño.

La figura 4.18 ilustra tres tipos de estructuras de polarización, que se usan comúnmente, formadas con secciones de  $\lambda/4$  de alta impedancia y secciones de  $\lambda/4$  de baja impedancia. El punto A (respectivamente) representa un cortocircuito en radiofrecuencia, por el contrario, B representa un circuito abierto al tener en ese punto una línea de alta impedancia. Se busca que en la unión del circuito con la red de polarización exista un coeficiente de reflexión cercano a la unidad (en la banda de interés) con lo que se garanti-

<sup>4</sup>. Una inductancia representa un elemento de alta impedancia, que puede reconocerse por ser una línea delgada, en cambio una capacitancia es de baja impedancia y será una línea ancha.

za un circuito abierto y por consiguiente una independencia entre

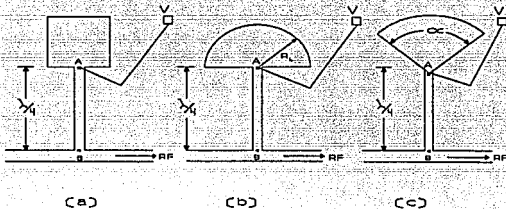


Figura 4.18 Estructuras de polarización.

la polarización de DC y la radiofrecuencia. El ancho de la línea de baja impedancia en la figura 4.18a, puede provocar la excitación de modos de orden superior cuando se trabaja con altas frecuencias [10], que modifiquen el comportamiento del dispositivo, por lo que su uso se restringe a frecuencias por debajo de los 10 GHz. La estructura de la figura 4.18b maneja un ancho de banda mayor que la anterior, pero no es posible determinar un solo punto de impedancia cero, aunado a que ocupa un espacio grande en el sustrato. La figura 4.18c ilustra un elemento radial, que presenta varias ventajas con respecto a las dos anteriores, como son: una impedancia de 10 a 20 ohms [10] en altas frecuencias (lo que resulta conveniente), un punto único de impedancia cero [11], facilidad de acomodo en el sustrato. Por las características mencionadas, el elemento radial es la mejor alternativa, puesto que incluso no se limita a un determinado rango de frecuencias, lo que lo hace útil aun por debajo de los 10 GHz. La figura 4.19 muestra esquemáticamente un



elemento radial, en donde se pueden apreciar tres elementos que intervienen para definirlo completamente, que son:  $\alpha$ ,  $R_1$  y  $R_2$ , de [12]:

$$R_1 = x \left[ \text{sen} \left( \frac{\alpha}{2} \right) \right] \dots \dots \dots (4.70)$$

$$R_2 = \log^{-1} [A \cdot \log(\sqrt{\epsilon_r} \cdot \epsilon_{go}) + B \cdot \log(h) + C \cdot \log(R_1) + D] \dots \dots \dots (4.71)$$

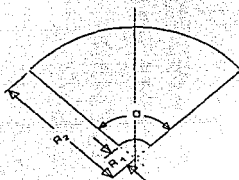


Figura 4.19 Dimensiones de un elemento radial.

De las ecuaciones 4.70 y 4.71 se desprende que:

$x$ , es el ancho de la línea de alta impedancia;

$h$ , es el espesor del dieléctrico;

$\alpha$ , es el ángulo de apertura del elemento radial;

$R_2$ , es el radio total del elemento;

$R_1$ , es la profundidad de penetración

del elemento radial en la línea de alta impedancia;

$A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$ , son coeficientes de Bessel, que dependen del ángulo de apertura del elemento radial. Según [10], el ángulo  $\alpha$  debe mantenerse menor a 270 grados, lo que se corrobora en forma práctica en el trabajo de [12], que además, encuentra que con valores entre 60 grados y 120 grados la frecuencia de resonancia no varía más de 5% del valor requerido. Los coeficientes de Bessel para valores de  $\alpha$  de 60 y 90 grados, son:  $A_{60} = -0.8232$ ,  $B_{60} = 0.0572$ ,  $C_{60} = 0.1169$ ,  $D_{60} = -0.8082$ ,

$A_{90}=-0.8510$ ,  $B_{90}=0.0614$ ,  $C_{90}=0.0877$  y  $D_{90}=-0.8695$ . Una de las razones de escoger la estructura radial fue la facilidad de acomodarla en el sustrato, podemos apreciar que un elemento radial con 120 grados de abertura es un poco menos manejable que uno de 60 ó de 90 grados por ello se sugiere el uso de éstos dos últimos. Pero si vamos a ser estrictos, se ha encontrado según [12], que un elemento radial con  $\alpha=90$  grados produce un mínimo desplazamiento de la frecuencia de resonancia, por esta razón es la mejor opción.

La mayoría de los GaAsFET's son potencialmente inestables en bajas frecuencias, por esta razón es deseable que estos dispositivos puedan ver una impedancia contante a la entrada y salida, que en este caso es de  $50\Omega$ . Recordemos del capítulo 3 que cuando se caracterizan los GaAsFET's, para evitar que oscilen se les ponen cargas terminales de  $50\Omega$ . La estructura de polarización en su unión con la red de acoplamiento (figura 4.10) representa un circuito abierto, que gráficamente nos coloca en el extremo izquierdo de la carta de Smith, por el contrario, la unión del elemento de alta impedancia con el radial representa un cortocircuito y gráficamente se localiza en el extremo derecho de la carta de Smith (con referencia al eje real en ambos casos). Como podemos ver, la estructura de polarización resulta invisible a la red de acoplamiento pero es posible hacer que contribuya a la estabilidad del dispositivo mediante una resistencia estabilizadora de  $50\Omega$  colocada en el elemento de alta impedancia como se ve en la figura 4.20.

En el trabajo de [11], se ha experimentado con una combinación de dos elementos radiales para formar una estructura lla-

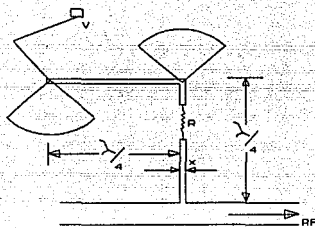


Figura 4.20 Estructura de polarización con resistencia estabilizadora.

mada de mariposa, que demostró ser muy congruente con la teoría en todo el ancho de banda de diseño, pero presenta problemas de espacio en el sustrato si éste tiene una permitividad baja<sup>5</sup>, ya que esto implica que los elementos tendrán dimensiones grandes.

**4.2.2 Bloqueadores de CD.** Una variante de la microcinta son dos microcintas paralelas denominadas transformadores acoplados de longitud  $\lambda/4$ , que se usan como elementos de filtros, acopladores direccionales, en acoplamiento de impedancias y como bloqueadores de CD [13].

Los bloqueadores de CD como se ilustra en la figura 4.21 presentan una separación real en su parte central, con lo que se garantiza un bloqueo de la señal de CD, además, las dos líneas paralelas presentan un efecto capacitivo con lo que se produce un

<sup>5</sup>. La aclaración se hace, debido a que el diseño final del amplificador de bajo ruido que nos ocupa, se hizo en un material de permitividad baja.

filtro pasobanda de alta selectividad. Sumado a las dos características anteriores, se ha demostrado en la práctica, que este tipo de estructuras presentan bajas pérdidas y un excelente VSWR tanto en bajas como en altas frecuencias (de 4.5 a 18 GHz).

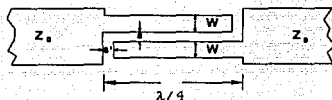


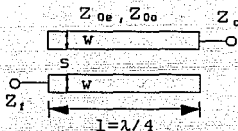
Figura 4.21 Bloqueador de CD.

Los bloqueadores de CD tienen su base en la teoría de líneas paralelas acopladas, en las que se presentan tres tipos de impedancias que influyen en las características de esta estructura.

Las tres impedancias son: la impedancia característica ( $Z_0$ ), la impedancia de modo par ( $Z_{0e}$ ) y la impedancia de modo impar ( $Z_{0o}$ ). La relación entre estas impedancias se expresa en la siguiente ecuación:

$$Z_{0e} = Z_{0o} + 2\sqrt{Z_f Z_c} \dots \dots \dots (4.72)$$

Para comprender cabalmente la ecuación 4.72 basta con observar la figura 4.22, en ella tenemos señaladas las impedancias  $Z_f$  y  $Z_c$ , que si extrapolamos al observar la figura 4.21 corresponden a  $Z_0$ . El espaciamento "s" entre las líneas acopladas determina que tan plana es la respuesta en cuanto a VSWR se refiere, así, entre menor sea el espaciamento mejor será también el VSWR, además de menores pérdidas, pero la dificultad de fabricación aumentará. La longitud de éstas, provoca que la frecuencia central de corte se desplace



hacia altas frecuencias, si se acortan, en cambio, el desplazamiento será hacia bajas frecuencias si se alargan. La longitud se calcula de acuerdo con la siguiente expresión:

Figura 4.22 Líneas acopladas.

$$l = \frac{\phi/2}{K + [(Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})] \Delta K} \dots (4.73)$$

En donde:

$$K = (\beta_e + \beta_o) / 2$$

$$\Delta K = (\beta_e - \beta_o) / 2$$

$$\beta_e = 2\pi f / cK_{0e}$$

$$\beta_o = 2\pi f / cK_{0o}$$

A su vez,  $f$  es la frecuencia central,  $c$  es la velocidad de la luz, y  $K_{0e}$  y  $K_{0o}$  son los factores de velocidad de los modos par e impar respectivamente.

#### 4.2.3 Fuente de Alimentación.

La fuente de alimentación proveerá a los GaAsFET's de los voltajes y corrientes necesarias para su adecuado funcionamiento. La fuente deberá ser capaz de proporcionar un voltaje drenaje fuente de +3 volts y un voltaje de compuerta fuente de -2 volts. No fue neces-

sario diseñarla, ya que todas las pruebas se realizaron en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), en donde se cuenta con una amplia experiencia en la construcción de amplificadores de bajo ruido y por ende en el diseño y construcción de las fuentes de alimentación. A continuación se anexa un diagrama de los componentes electrónicos de la fuente empleada.

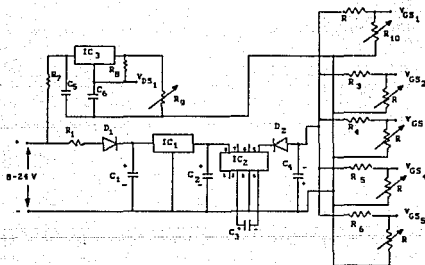


Figura 4.23 Diagrama de la fuente de alimentación del ABR.

**Lista de partes:**

IC <sub>1</sub>	78105	Regulador de voltaje 5V
IC <sub>2</sub>	ICL7660	Conv. DC-DC
IC <sub>3</sub>	Lm317	Reg. de voltaje ajust.
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>		1N4001

## PROGRAMA UM\_MAAD

```

C   UM_MAAD
5   COMPLEX S11,S21,S12,S22,DELTA,C1,C2
1   CALL ENTER (S11,S21,S12,S22,DELTA,DM,DA,AK,C1,C2)
1   CALL SELECT (N)
1   CALL BORRADO
10  GO TO (10,20,30,40,50,60,70,80,5,90),N
10  CALL STABIL (S11,S21,S12,S22,DM,DA,AK,C1,C2)
20  GO TO 1
20  CALL MERIT (S11,S21,S12,S22)
30  GO TO 1
30  CALL UNGAIN (S11,S21,S22)
40  GO TO 1
40  CALL SIMAT (S11,S22,DM,AK,C1,C2)
50  GO TO 1
50  CALL POWERG (S11,S21,S12,S22,DM,AK,C1,C2)
60  GO TO 1
60  CALL NOISEF
70  GO TO 1
70  CALL REFLEC (S11,S21,S12,S22)
80  GO TO 1
80  CALL CONVERT
90  GO TO 1
90  STOP
END

SUBROUTINE ENTER (S11,S21,S12,S22,DELTA,DM,DA,AK,C1,C2)
9   COMPLEX S11,S21,S12,S22,DELTA,C1,C2
9   PRINT *, 'ENTER MAG. AND ANG. OF S11,S21,S12,S22'
9   READ *, S11M,S11A,S21M,S21A,S12M,S12A,S22M,S22A
9   S11=CMPLX(S11M*COS(RAD(S11A)),S11M*SIN(RAD(S11A)))
9   S21=CMPLX(S21M*COS(RAD(S21A)),S21M*SIN(RAD(S21A)))
9   S12=CMPLX(S12M*COS(RAD(S12A)),S12M*SIN(RAD(S12A)))
9   S22=CMPLX(S22M*COS(RAD(S22A)),S22M*SIN(RAD(S22A)))
9   WRITE(6,19)
19  FORMAT(6X,'S11=',16X,'S21=',16X,'S12=',16X,'S22=')
29  WRITE(6,29)S11M,S11A,S21M,S21A,S12M,S12A,S22M,S22A
29  FORMAT(8(2X,F8.3))
29  DELTA=S11*S22 -S12*S21
29  DM=CABS(DELTA)
29  DA=ANG(DELTA)
29  C1=S11-DELTA*CONJG(S22)
29  C2=S22-DELTA*CONJG(S11)
29  H1=CABS(S21*S12)
29  IF (H1.EQ.0) GO TO 39
29  AK=(1-CABS(S11)**2-CABS(S22)**2+DM**2)/(2*H1)
39  GO TO 49
49  AK=1.E20
49  RETURN
END

SUBROUTINE SELECT (N)
11  WRITE(6,11)
11  FORMAT(//'  

1'  1'  TECLEA 1 PARA CIRCULOS DE ESTABILIDAD,K Y DELTA'/
2'  2'  2 PARA FIGURA DE MERITO UNILATERAL'/
3'  3'  3 PARA CIRCULOS DE GANANCIA DE POTENCIA UNILATERAL'/
4'  4'  4 PARA ACOPLAMIENTO CONJUGADO SIMULTANEO'/
5'  5'  5 PARA CIRCULOS DE GANANCIA DE POTENCIA DISPONIBLE'/
6'  6'  6 PARA CIRCULOS DE FIGURA DE RUIDO'/
7'  7'  7 PARA COEFICIENTES DE REFLEXIÓN DE ENTRADA/SALIDA'/

```

```

7'          8 PARA CONVERSIÓN ENTRE GAMA Y Z' /
8'          9 PARA INTRODUCIR NUEVOS PARÁMETROS' /
9'          10 PARA TERMINAR      ' )
20  READ *,N
    IF ((N.LT.1).OR.(N.GT.10)) GO TO 20
    RETURN
    END

    SUBROUTINE STABIL (S11,S21,S12,S22,DM,DA,AK,C1,C2)
    COMPLEX S11,S21,S12,S22,CL,CS,C1,C2
    WRITE(6,21)DM,DA,AK
21  FORMAT(//,5X,'DELTA.MAG= ',F7.3,5X,'DELTA.ANG= ',
    1F8.3,5X,'      K= ',F7.3,/)
    RLD=CABS(S22)**2-DM**2
    RL=CABS(S21*S12/RLD)
    CL=CONJG(C2)/RLD
    CLM=CABS(CL)
    CLM=ANG(CANG(CL))
    RSD=CABS(S11)**2-DM**2
    RS=CABS(S12*S21/RSD)
    CS=CONJG(C1)/RSD
    CSM=CABS(CS)
    CSA=ANG(CANG(CS))
    IF ((DM.LT.1).AND.(AK.GE.1.)) GO TO 101
    PRINT *, ' TRANSISTOR POTENCIALMENTE ESTABLE'
    PRINT *, ' -----'
    GO TO 111
101 PRINT *, ' TRANSISTOR INCONDICIONALMENTE ESTABLE'
    PRINT *, ' -----'
111 PRINT *
    PRINT *, '***** CIRCULO DE ESTABILIDAD DE ENTRADA *****'
    PRINT *
    PRINT *, 'RADIO=',RS,' MAG.CENTRO=',CSM,' ANG.CENTRO=',CSA
41  IF (CABS(S22)-1.) 41,51,51
    IF (CSM.GT.RS) GO TO 121
    PRINT *, 'ADENTRO ES ESTABLE'
    GO TO 131
121 PRINT *, 'AFUERA ES ESTABLE'
131 GO TO 61
51  IF (CSM.GT.RS) GO TO 141
    PRINT *, 'AFUERA ES ESTABLE'
    GO TO 61
141 PRINT *, 'ADENTRO ES ESTABLE '
61  PRINT *
    PRINT *, '***** CIRCULO DE ESTABILIDAD DE SALIDA *****'
    PRINT *
    PRINT *, 'RADIO=',RL,' MAG.CENTRO=',CLM,' ANG.CENTRO=',CLA
81  IF (CABS(S11)-1.) 81,91,91
    IF (CLM.GT.RL) GO TO 211
    PRINT *, 'ADENTRO ES ESTABLE'
    GO TO 221
211 PRINT *, 'AFUERA ES ESTABLE'
221 GO TO 301
91  IF (CLM.GT.RL) GO TO 231
    PRINT *, 'AFUERA ES ESTABLE'
    GO TO 301
231 PRINT *, 'ADENTRO ES ESTABLE'
301 RETURN
    END

    SUBROUTINE MERIT (S11,S21,S12,S22)
    COMPLEX S11,S21,S12,S22

```



```

UN=CABS(S21)*CABS(S12)*CABS(S11)*CABS(S22)
UD=(1-CABS(S11)**2)*(1-CABS(S22)**2)
U=UN/UD
UL=10*ALOG10((1+U)**(-2))
UR=10*ALOG10((1-U)**(-2))
PRINT *
PRINT *, ' ***** FIGURA DE MERITO UNILATERAL = ',U
PRINT *
PRINT *,UL,' dB < GT/GTU < ',UR,' dB'
RETURN
END

SUBROUTINE UNGAIN (S11,S21,S22)
COMPLEX S11,S21,S22,S
IF ((CABS(S11).GE.1.) .OR. (CABS(S22).GE.1.)) GO TO 82
GSM=10*ALOG10(1/(1-CABS(S11)**2))
GLM=10*ALOG10(1/(1-CABS(S22)**2))
GO=10*ALOG10(CABS(S21)**2)
GUMAX=GSM+GLM+GO
PRINT *
PRINT *, ' GSMAX(dB) = ',GSM,' GLMAX(dB) = ',GLM
PRINT *, ' Go (dB) = ',GO,' GTUMAX(dB) = ',GUMAX
PRINT *
GO TO 2
82 PRINT *
PRINT *, ' TRANSISTOR POTENCIALMENTE ESTABLE '
PRINT *
2 PRINT*, 'TECLEA 1 PARA CIRC. Gs, 2 PARA CIRC. GL, 3 PARA SALIR'
READ *,M
CALL BORRADO
IF (M.EQ.3) GO TO 92
PRINT*, 'TECLEA LA GANANCIA UNILAT. EN DBS: COMIENZO,FIN,INCREH.'
READ*,START,STOP,STEP
GO TO (12,22) M
PRINT*, 'ERROR - INTENTA DE NUEVO'
GO TO 2
12 S=S11
PRINT*
PRINT*, ' ***** CIRCULOS Gs *****'
GO TO 12
22 S=S22
PRINT*
PRINT*, ' ***** CIRCULOS GL *****'
32 AINC=ANG(CANG(1/S))
G=START
42 GI=10**(710)
GI=GI*(1-CABS(S)**2)
RISD=1-CABS(S)**2*(1-GI)
RISN=SQRT(1-GI)*(1-CABS(S)**2)
RIS=RISN/RISD
DIS=GI*CABS(S)/(1-CABS(S)**2*(1-GI))
PRINT*
PRINT*, G,'dB :CIRCULO DE GANANCIA', ' RADIO= ',RIS
PRINT*, ' MAG.DEL CENTRO= ',DIS,' ANG.DEL CENTRO= ',AINC
PRINT*
G=G+STEP
IF (G.LE.STOP) GO TO 42
GO TO 2
92 RETURN
END

SUBROUTINE SIMAT (S11,S22,DM,AK,C1,C2)

```

```

COMPLEX S11,S22,C1,C2,GAMMAS,GAMMAL
IF {(DM.LT.1.).AND.(AK.GT.1.)} GO TO 37
PRINT*, 'TRANSISTOR POTENCIALMENTE ESTABLE: USE LA GANANCIA'
PRINT*, 'DE POTENCIA DE OPERACIÓN Ó POTENCIA DISPONIBLE.'
GO TO 47
37 B1=1+CABS(S11)**2-CABS(S22)**2-DH**2
   B2=1+CABS(S22)**2-CABS(S11)**2-DH**2
   GAMMAS=(B1-SQRT(B1**2-4*CABS(C1)**2))/(2*C1)
   GAMMAL=(B2-SQRT(B2**2-4*CABS(C2)**2))/(2*C2)
   GSHAG=CABS(GAMMAS)
   GSHANG=ANG(CANG(GAMMAS))
   GLMAG=CABS(GAMMAL)
   GLANG=ANG(CANG(GAMMAL))
PRINT*
PRINT*, '*****ACOPLAMIENTO CONJUGADO COMPLEJO EN LA ENTRADA'
PRINT*, '      MAG.GAMMAS= ',GSHAG,'      ANG.GAMMAS= ',GSHANG
PRINT*
PRINT*, '*****ACOPLAMIENTO CONJUGADO COMPLEJO EN LA SALIDA'
PRINT*, '      MAG.GAMMAL= ',GLMAG,'      ANG.GAMMAL= ',GLANG
47 RETURN
   END

SUBROUTINE POWERG (S11,S21,S12,S22,DM,AK,C1,C2)
COMPLEX S,S11,S21,S12,S22,C1,C2,C,CENTER
PRINT*
IF {(AK.GT.1.).AND.(DM.LT.1.)} GO TO 93
GMSG=CABS(S21/S12)
GMSG=10*ALOG10(GMSG)
PRINT*, '  TRANSISTOR POTENCIALMENTE ESTABLE, GA= ',GMSG,' dB'
GO TO 3
93 GPMAX=(AK-SQRT(AK**2-1))*CABS(S21/S12)
   GPMAX=10*ALOG10(GPMAX)
PRINT*, 'TRANSISTOR INCONDICIONALMENTE ESTABLE. GPMAX=',GPMAX,' dB'
3 PRINT*
PRINT*, '      TECLA 1 PARA CIRCULOS DE GANANCIA DE OPERACIÓN'
PRINT*, '      2 PARA CIRCULOS DE GANANCIA DISPONIBLE'
PRINT*, '      3 PARA SALIR'
20 READ*,M
IF {(M.LT.1).OR.(M.GT.3)} GO TO 20
CALL BORRADO
IF (M.EQ.3) GO TO 103
PRINT*, '      TECLA LA GANANCIA EN DBS: COMIENZO,FIN,INCREMENTO'
READ*,START,STOP,STEP
GO TO (13,23) M
PRINT*, '      INTENTA DE NUEVO'
GO TO 3
13 S=S22
   C=C2
PRINT*, '      ***** CIRCULOS DE GANANCIA DE OPERACIÓN *****'
GO TO 33
23 S=S11
   C=C1
PRINT*, '      ***** CIRCULOS DE GANANCIA DISPONIBLE *****'
33 TMP1=CABS(S12*S21)
   TMP2=CABS(S)**2-DH**2
   G=START
43 GI=10**(G/10)/CABS(S21)**2
   CENTER=GI*CONJG(C)/(1+GI*TMP2)
   DISTAN=CABS(CENTER)
   ANGLE=ANG(CANG(CENTER))
   RN=SQRT(1-2*AK*TMP1*GI+(TMP1*GI)**2)
   RADIUS=RN/(1+GI*TMP2)

```

```

PRINT*
PRINT*,G,' dB :CIRCULO DE GANANCIA. RADIO=' ,RADIUS
PRINT*, ' MAG.CENTRO=' ,DISTAN,' ANG.CENTRO=' ,ANGLE
G=G+STEP
IF (G.LE.STOP) GO TO 43
GO TO 3
103 RETURN
END

SUBROUTINE NOISEF
COMPLEX GO
PRINT*, ' TECLEA LA Fmin(dB), Go(MAG), Go(ANG), Rn'
READ*,FMIN,GOMAG,GOANG,RN
FMIN=10**(FMIN/10)
R=RN/50
4 PRINT*
PRINT*, 'TECLEA LA FIGURA DE RUIDO EN dBs: COMIENZO,FIN,INCREMENTO'
READ*,START,STOP,STEP
F=START
14 FI=10**(F/10)
GO=CMPLX(GOMAG*COS(RAD(GOANG)),GOMAG*SIN(RAD(GOANG)))
TMP=CABS(1+GO)**2
ANI=(FI-FMIN)*TMP/(4*R)
CFIMAG=GOMAG/(1+ANI)
CFIANG=GOANG
RFI=SQRT((ANI)**2+ANI*(1-GOMAG**2))/(1+ANI)
PRINT*, 'CIRCULO DE FIGURA DE RUIDO =' ,F,' dB'
PRINT*
PRINT*, ' MAG.CENTRO=' ,CFIMAG,' ANG.CENTRO=' ,CFIANG
PRINT*
PRINT*, ' RADIO=' ,RFI
PRINT*
F=F+STEP
IF (F.LE.STOP) GO TO 14
PRINT*, ' TECLEA 1 PARA CONTINUAR, 0 PARA SALIR'
20 READ*,J
IF ((J.LT.0).OR.(J.GT.1)) GO TO 20
IF (J.EQ.1) GO TO 4
RETURN
END

SUBROUTINE REFLEC (S11,S21,S12,S22)
COMPLEX S11,S21,S12,S22,SN,SD,GAMMA,G
5 PRINT*, ' TECLEA 1 PARA COEFICIENTES DE REFLEXION DE ENTRADA'
PRINT*, ' 2 PARA COEFICIENTES DE REFLEXION DE SALIDA'
PRINT*, ' 3 PARA SALIR'
20 READ*,L
IF ((L.LT.1).OR.(L.GT.3)) GO TO 20
CALL BORRADO
IF (L.EQ.3) GO TO 55
PRINT*, ' TECLEA GAMMA DE TERMINACIÓN (MAG,ANG)'
READ*,GAMMAG,GAMANG
GAMANG=RAD(GAMANG)
GAMMA=CMPLX(GAMMAG*COS(GAMANG),GAMMAG*SIN(GAMANG))
GO TO (25,35) L
PRINT*, ' INTENTA DE NUEVO'
GO TO 5
25 SN=S11
SD=S22
PRINT*, ' ***** EL COEFICIENTE DE REFLEXION DE ENTRADA *****'
GO TO 45

```

```

35  SN=S22
    SD=S11
    PRINT*, ' ***** EL COEFICIENTE DE REFLEXION DE SALIDA ***** '
45  G=SN+S12*S21*GAMMA/(1-SD*GAMMA)
    GMAG=CABS(G)
    GANG=ANG(CANG(G))
    PRINT*, '   MAG.GAMMA= ',GMAG,'   ANG.GAMMA= ',GANG
    PRINT*
    GO TO 5
55  RETURN
    END

```

```

SUBROUTINE CONVERT
COMPLEX Z,ZZ,YY,GAMMA,GAM
6  PRINT*
    PRINT*, '   TECLEA 1 PARA Z A GAMMA'
    PRINT*, '           2 PARA GAMMA A Z Y Y'
    PRINT*, '           3 PARA SALIR'
20  READ*,I
    IF ((I.LT.1).OR.(I.GT.3)) GO TO 20
    CALL BORRADO
    IF (I.EQ.3) GO TO 56
    GO TO (26,36) I
    PRINT*, '   TRATA DE NUEVO'
    GO TO 6
26  PRINT*, '   TECLEA LA Z NORMALIZADA (REAL,IMAG)'
    READ*,ZRE,ZIM
    Z=CMPLX(ZRE,ZIM)
    GAMMA=(Z-1)/(Z+1)
    GMAG=CABS(GAMMA)
    GANG=ANG(CANG(GAMMA))
    PRINT*, '   MAG.GAMMA= ',GMAG,'   ANG.GAMMA= ',GANG
    PRINT*
    GO TO 46
36  PRINT*, '   TECLEA GAMMA (MAG,ANG)'
    READ*,GAMAG,GAANG
    GAM=CMPLX(GAMAG*COS(RAD(GAANG)),GAMAG*SIN(RAD(GAANG)))
    ZZ=(1+GAM)/(1-GAM)
    YY=1/ZZ
    PRINT*, '   IMPEDANCIA Z= ',ZZ
    PRINT*, '   ADMITANCIA Y= ',YY
    PRINT*
46  GO TO 6
56  RETURN
    END

```

```

SUBROUTINE BORRADO
DO 10 I= 1,24
10  PRINT*, '
    CONTINUE
    RETURN
    END

```

```

FUNCTION CANG(W)
COMPLEX W
X=REAL(W)
Y=AIMAG(W)
CANG=ATAN2(Y,X)
RETURN
END

```

```
FUNCTION ANG(RAD)
PI=3.14159265
ANG=RAD*180/PI
RETURN
END
```

```
FUNCTION RAD(ANG)
PI=3.14159265
RAD=ANG*PI/180
RETURN
END
```

#### REFERENCIAS

- [1]. GONZÁLEZ G., MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS Analysis and Design, Prentice Hall, U.S.A. 1984 pp. 91-125.
- [2]. CARSON R., S., HIGH-FREQUENCY AMPLIFIERS, John Wiley & Sons, Second Edition, U.S.A. 1982, pp. 247-249.
- [3]. TRI T. HA, Solid-State Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons, U.S.A. 1981. p. 90.
- [4]. MARTIN, P., Design of Line Matching Networks, en RF Design, Feb., 1989. pp. 99-101.
- [5]. DAY, P. I., "Transmission Line Transformation Between Arbitrary Impedances Using the Smith Chart", en IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-23 / No.9 / September 1975, pp. 772 y 773.
- [6]. ROSLONIEC, S., "Design of Transmission Line Matching Circuits", en RF Design, February 1990, pp. 52-56.

- [7]. PRZEDPELDKI, A., "Bandwidth of Transmission Line Matching Circuits", en Microwave Journal, Vol.21 / No.4 / April 1978, pp. 71-73.
- [8]. VELAZQUEZ, A., "Síntesis de Redes de Acoplamiento para Circuitos de Microondas", en Informe Técnico, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada, B.C.N. México, 1983, pp. 82
- [9]. MEDINA J. L., VELÁZQUEZ A. y SERRANO A., "Prototipo Amplificador de Bajo Ruido Industrializable para Recepción de Señales Vía Satélite", en Informe Técnico FA-85-01, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada, B.C.N. México, 1985, pp. 33-34
- [10]. GIANNINI F., SORRENTINO R. and VRBA J., Planar circuit analysis of microstrip radial stub, IEEE MTT-S DIGEST, 1984, pp. 124-125.
- [11]. GIANNINI F., RUGGIERI M. and VRBA J., Shunt-Connected Microstrip Radial Stubs, en IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques., vol. MTT-34, 1986, pp. 363-366.
- [12]. ATWATER H. A., The Design of Radial Line Stub: A Useful Microstrip Circuit Element, en Microwave Journal Nov., 1985, pp. 149-156.
- [13]. CHANG K., Handbook of Microwave and Optical Components V.1, John Wiley & Sons, U.S.A., 1989, pp. 183-186.

---

# CAPÍTULO 5

---

## CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR

### 5.1 CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR

**5.1.1 Fabricación de circuitos.** La fabricación de circuitos de microcinta puede realizarse mediante procesos automatizados, muy costosos, o manuales. El proceso utilizado en nuestro amplificador es completamente manual, y la calidad de los circuitos está en función de la experiencia y habilidad de quien los fabrica. Su elaboración consta de las siguientes etapas:

- Circuitos a escala en Rubylith
- Obtención de mascarillas
- Proceso fotolitográfico
- Decapado del material

**5.1.1.1 Circuitos a escala en Rubylith.** El Rubylith es un material parecido al polietileno que consta de dos capas, una transparente y gruesa, y otra roja y delgada. El patrón del circuito se

dibuja en un papel blanco a una escala ampliada de 10, 20, 30, 40, ó 50 veces, según sean las dimensiones reales del circuito mismo; después, se calca en el Rubylith con una navaja, con la que se retira la capa roja. La figura 5.1 muestra un restirador iluminado por la parte anterior y sobre éste hay un trozo de Rubylith con los dibujos de dos resonadores.

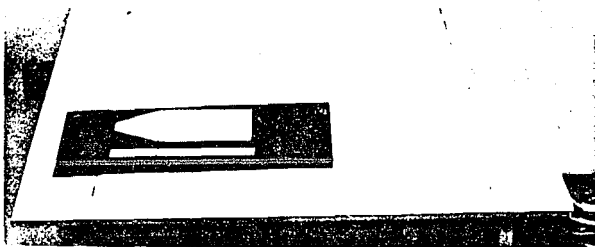


Figura 5.1 Dibujo en Rubylith escalado 20 veces.

**5.1.1.2 Obtención de mascarillas.** Una vez que se tienen dibujados los circuitos en Rubylith, se colocan en una pantalla translúcida e iluminada en su parte anterior, de modo que el dibujo resalte sus contornos. A continuación, se cubre el resto de la superficie iluminada con cartulinas negras, para que sólo el dibujo quede definido. El proceso que sigue es completamente fotográfico.



Se coloca una tira de Kodalith<sup>1</sup> en la placa como se muestra en la figura 5.2, y una vez instalada en la cámara fotográfica, se expone

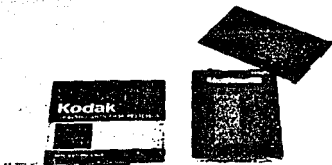


Figura 5.2 Kodalith en la placa fotográfica.

durante 3 segundos a la luz que proviene del dibujo en el Rubylith. La placa se lleva al cuarto oscuro, en donde se le retira el Kodalith y se deposita en el revelador por espacio de dos minutos exactamente<sup>2</sup>. Después, se

sumerge en el fijador durante quince segundos, y por último, al parador en donde se obtiene la mascarilla, misma que se lava con abundante agua y se seca con aire caliente antes de determinar sus dimensiones en el microscopio; si éstas son las correctas, puede obtenerse la siguiente mascarilla, sino, se procede a alejar o acercar la cámara al dibujo en el Rubylith, dependiendo de las dimensiones obtenidas.

**5.1.1.3 Proceso fotolitográfico.** Con la mascarilla lista se prepara el sustrato seleccionado lijando sus bordes y limpiando su superficie, y se recubre después con una fina y uniforme capa de Fo-

<sup>1</sup>. El Kodalith es un material fotosensible que reacciona rápidamente al exponerse a la luz.

<sup>2</sup>. La precisión en el tiempo de revelado permitirá que sea posible obtener todas las mascarillas con dimensiones similares.

toresist<sup>3</sup>. La aplicación uniforme del Fotoresist se logra mediante un girador centrífugo (figura 5.3), que sujeta al sustrato con una

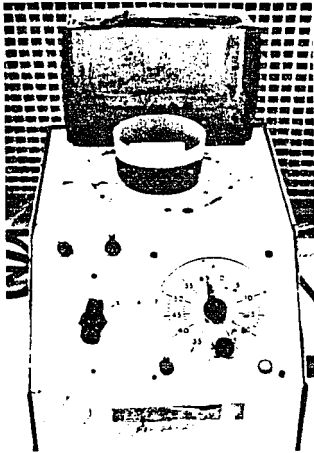


Figura 5.3 Sustrato en el girador centrífugo.

bomba de vacío y lo mantiene fijo; después, se aplica el Fotoresist en la superficie, haciendo girar al sustrato durante un minuto hasta conseguir la distribución uniforme de la solución. Obtenido lo anterior, se coloca el sustrato en un plato de Petri para introducirse después en un horno, a una temperatura de 110°C, por cinco minutos. Al salir del horno, el sustrato se expone a la luz ultravioleta durante cuarenta segundos; y luego del revelado se retira el exceso de Fotoresist. El sustrato, con el circuito grabado, se mide con el

microscopio para determinar si se tienen las dimensiones correctas. Si lo son, el proceso fotolitográfico concluye, sino habrá que repetirlo. Una vez más, es necesario poner énfasis en que respetando los tiempos para cada etapa del proceso, obtenido el primer

<sup>3</sup>. El Fotoresist es un material líquido fotosensible, equivalente a la filmina, empleada en la fabricación de circuitos impresos.

circuito, todos los demás saldrán bien.

**5.1.1.4 Decapado del material.** El sustrato se recubre en su cara opuesta con cinta adhesiva para proteger el plano de tierra, y se sujeta con alambres antes de introducirlo en un recipiente con cloruro férrico, a una temperatura aproximada de 60°C durante nueve minutos; aunque este tiempo puede variar, por lo tanto, debe ser vigilado constantemente. Una vez que el material se decapa, queda únicamente el circuito, entonces se limpia y se lleva al microscopio para verificar sus dimensiones. Cuidando que el porcentaje de error sea lo más pequeño posible.

**5.1.1.5 Circuitos del amplificador.** Los cuatro pasos anteriores dan una idea del proceso que se utilizó en la construcción de los circuitos del amplificador.

Se fabricaron líneas de 50Ω en diferentes sustratos de Duroid, con la finalidad de determinar el de menores pérdidas. Los sustratos utilizados se identifican según la tabla 5.1.

Sustrato	Permitividad( $\epsilon_r$ )	h (mm)	t (mm)
RT/6002	2.94	0.254	0.01778
RT/6006	6.15	0.635	0.03556
RT/6006	6.15	0.254	0.01778
RT/6010	10.15	0.635	0.03556
RT/6010	10.15	0.254	0.01778
RT/5870	2.3	0.7874	0.03556
RT/5880	2.2	0.7874	0.03556
RT/5880	2.2	0.254	0.01778

Tabla 5.1 Sustratos de Duroid con diferentes permitividades y espesores de dieléctrico.

De la tabla 5.1 tenemos que "h" es el espesor del dieléctrico del sustrato y "t" es el espesor de la capa conductora del mismo.

La longitud ( $\theta$ ) y el ancho (w) de las líneas de 50 $\Omega$  se calcularon, para cada sustrato, con la ayuda de un programa de computadora diseñado en el CICESE. El fundamento teórico que se ha expuesto en los capítulos anteriores, nos permite implementar este tipo de programas. No es finalidad de esta tesis desarrollar "software" para la culminación de la misma. Por el contrario, la idea es apoyarse en los recursos disponibles.

La tabla 5.2 muestra las dimensiones físicas de las líneas de 50 $\Omega$  en los diferentes sustratos.

Sustrato	w (cm)	$\theta$ (cm)
RT/6002	0.06525	2.915
RT/6006	0.09368	2.122
RT/6006	0.03745	2.134
RT/6010	0.05736	1.682
RT/6010	0.02291	1.695
RT/5870	0.23799	3.218
RT/5880	0.24481	3.278
RT/5880	0.07889	3.287

*Tabla 5.2 Dimensiones de las líneas de 50 $\Omega$  en los diferentes sustratos.*

A las dimensiones de la tabla anterior hay que agregar un factor de corrección porque, cuando el material se decapa, el cloruro férrico ataca al grabado por todos sus lados; por tal motivo, se da una tolerancia para que después de determinado tiempo el circuito tenga las dimensiones esperadas. Este factor se ha encontrado en forma

práctica por investigadores del CICESE, cuyo valor es de 0.0416 mm.

Con el fin de mostrar la importancia que reviste la precisión en los circuitos de microcinta, se listan las presiciones obtenidas en la fabricación de las mascarillas para cada una de las líneas, (tabla 5.3), con factor de corrección incluido.

Sustrato	w(deseado cm)	w(obtenido cm)	Precisión
RT/6002	0.069415	0.069850	100.62%
RT/6006	0.097848	0.099568	101.75%
RT/6006	0.041614	0.041910	100.71%
RT/6010	0.061521	0.062738	101.97%
RT/6010	0.027076	0.027432	101.31%
RT/5870	0.242158	0.241808	99.85%
RT/5880	0.248977	0.248158	99.67%
RT/5880	0.083054	0.083058	100.00%

Tabla 5.3 Precisiones obtenidas en la fabricación de líneas de

Con todas las mascarillas listas, se procedió a realizar el proceso fotolitográfico, para obtener los circuitos grabados en el Duroid y su posterior decapado. Una vez decapados se les adaptó un recinto metálico a cada uno con la finalidad de colocar los conectores que se utilizan como interfase con el Analizador de Redes HP-8510; en el que se midieron las pérdidas en cada uno de los sustratos.

Las gráficas de pérdidas de cada uno de los sustratos presentan cierta similitud, que era de esperarse, ya que todas las líneas se diseñaron para la misma impedancia y frecuencia de operación.

A simple vista podemos ver que las líneas más delgadas son más

fáciles de colocar en un espacio reducido, pero desgraciadamente en bajas frecuencias registran altas pérdidas, no así, las líneas anchas que son más estables. La aseveración anterior se comprobó experimentalmente, y los resultados se muestran en la tabla 5.4.

Sustrato	Permitividad( $\epsilon_r$ )	Frecuencia (GHz)	Pérdidas (dB)
RT/6002	2.94	5.0137	0.3522
RT/6006	6.15	5.0137	0.3567
RT/6006	6.15	5.0137	0.4876
RT/6010	10.15	5.0137	0.4467
RT/6010	10.15	5.0137	0.4754
RT/5870	2.3	5.0137	0.2468
RT/5880	2.2	5.0137	0.2398
RT/5880	2.2	5.0137	0.4466

Tabla 5.4 Pérdidas de las líneas de  $50\Omega$  a una frecuencia de 5.0137 GHz<sup>4</sup>.

El Duroid 5880 con  $\epsilon_r = 2.2$ , como lo muestra la tabla 5.4, es el que presenta menores pérdidas a una frecuencia de 5.0137 GHz; asimismo, en la figura 5.4 se hace una comparación gráfica de éstas, entre el Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ) y el Duroid 6010 ( $\epsilon_r = 10.15$ ) en un intervalo de 0 a 20 GHz.

<sup>4</sup>. La frecuencia indicada se debe a que cuando se calibra al Analizador de Redes HP-8510, se eligen 800 puntos en el intervalo de 1 GHz a 20 GHz y uno de los puntos de calibración cercano a 5 GHz es el de 5.0137 GHz.

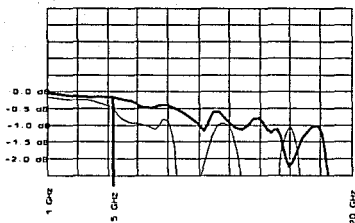


Figura 5.4 Comparación de pérdidas entre el Duroid 5880 (línea gruesa) y el Duroid 6010 (línea delgada).

**5.1.1.5.1 Desacoplamiento de CD.** Una vez determinado el material con menores pérdidas se evaluaron las de inserción producidas por capacitores concentrados de microondas. En primera instancia, se cortó la línea de  $50\Omega$  por la mitad para abrir el espacio requerido e insertar los capacitores de bajas pérdidas con valores de 3 y 10 pf. Las pérdidas se midieron con el Analizador de Redes HP-8510; la figura 5.5 muestra un gráfico del parámetro  $S_{21}$  de la línea de  $50\Omega$  con el capacitor de 10pf, y la figura 5.6 ilustra el mismo parámetro pero ahora con el capacitor de 3pf. Por otra parte, en la tabla 5.5 se muestran los resultados obtenidos para ambos casos. Como se puede ver, el capacitor de 10pf es el más adecuado.

Después de discutir los resultados con investigadores del CICESE, se llegó a la conclusión de que no es suficiente obtener bajas pérdidas con tales capacitores, ya que éstos no garantizan un filtrado de la señal, dado un ancho de banda, sólo bloquean la de CD.

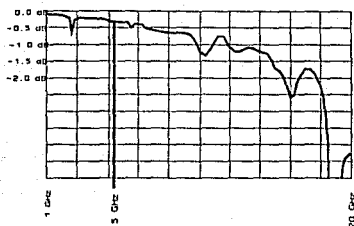


Figura 5.5 Pérdidas del capacitor de 10pf en la línea de 50Ω.

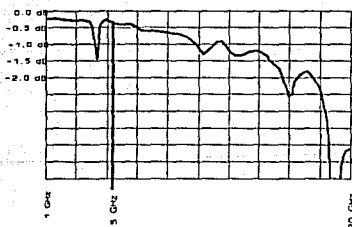


Figura 5.6 Pérdidas del capacitor de 3pf en la línea de 50Ω.

Teniendo esto presente se decidió buscar una estructura alternativa, que además de bloquear la alimentación de CD, filtrara la señal de radiofrecuencia en un ancho de banda específico. Los bloqueadores de CD cumplen con los requerimientos exigidos.

Elemento	Línea de 50Ω	Con capacitor de 10pf	Con capacitor de 3pf
Pérdidas (dB)	0.2398	0.2997	0.3504

Tabla 6.5 Pérdidas de la línea de 50Ω al insertarle capacitores de 10pf y de 3pf.

El presente amplificador tiene un ancho de banda muy reducido (100 MHz), de ahí la importancia de garantizar al máximo que sólo



la señal de radiofrecuencia comprendida en ese intervalo sea captada. Los bloqueadores de CD son indispensables para lograrlo.

En teoría, mientras menor sea la separación de las líneas acopladas de los bloqueadores, sus pérdidas disminuyen y se obtiene un mejor VSWR. El inconveniente de hacerlos con separaciones muy pequeñas tiene que ver directamente con su proceso de fabricación; si es manual, resulta difícil controlar la acción del cloruro férrico en separaciones del orden de  $30\mu\text{m}$ , y con mayor razón si la longitud de las líneas acopladas supera los 10mm.

Para determinar dimensiones realizables en la práctica se calcularon varios bloqueadores, cuyas características se muestran en la tabla 5.6.

s	$Z_0$	$\lambda/4$	$s'$	w	l	$Z_{0a}$	$Z_{0b}$
0.060	2.38	7	0.060	0.25	8.93	-	-
0.028	2.366	7	0.226	0.591	11.26	144.98	43.85
0.131	2.366	7	0.206	0.372	11.37	169.43	67.50
0.008	0.757	7	0.070	0.179	11.31	145.24	43.81
0.233	2.366	7	0.186	0.232	11.45	189.36	89.08
0.029	2.319	7	0.223	0.576	11.13	144.86	43.86

Tabla 5.6 Dimensiones de los bloqueadores que fueron considerados.

En ella se observa que el espaciamento "s" de algunos bloqueadores es menor a  $30\mu\text{m}$  y la longitud de sus líneas acopladas superan los 10mm; esto los hace no realizables en la práctica mediante procesos manuales. Únicamente tres de las opciones resultan viables para su manufactura; los espaciamentos correspondientes son:  $s=60\mu\text{m}$ ,  $s=131\mu\text{m}$  y  $s=233\mu\text{m}$ .

Los tres bloqueadores se fabricaron y montaron en recintos metálicos, para después medir sus pérdidas en el Analizador de Redes HP-8510. Los gráficos de pérdidas para cada uno se ilustran en las figuras 5.7, 5.8 y 5.9, respectivamente.

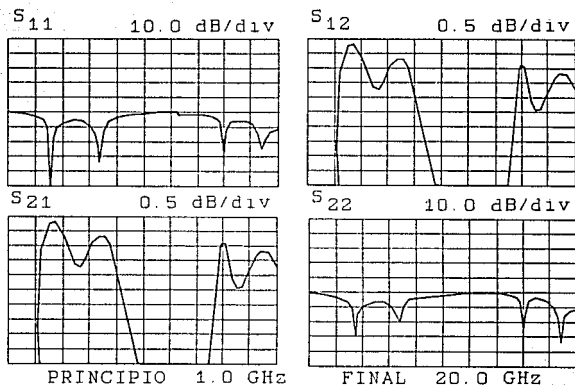


Figura 5.7 Parámetros de dispersión del bloqueador de  $60 \mu\text{m}$ .

Si vemos el parámetro  $S_{21}$ , en estas figuras, la mejor respuesta

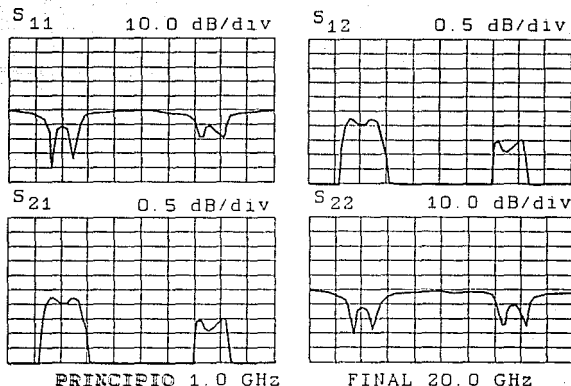


Figura 5.8 Parámetros de dispersión del bloqueador de 131  $\mu\text{m}$ .

se obtiene antes de los 5 GHz, mientras que en ésta se presenta un valle de la señal y por consiguiente muchas pérdidas. La tabla 5.7 muestra la frecuencia a la que mejor responde el bloqueador y sus pérdidas a 5.0137 GHz.

Espaciamiento del Bloqueador	Frecuencia de menores Pérdidas	Pérdidas a 5.0137 GHz
60 $\mu\text{m}$	4.2300 GHz (0.3000 dB)	1.0609 dB
131 $\mu\text{m}$	4.1587 GHz (0.2949 dB)	0.5418 dB
233 $\mu\text{m}$	4.9150 GHz (0.3192 dB)	0.3288 dB

Tabla 5.7 Pérdidas de los tres bloqueadores.

De aquí se desprende la siguiente pregunta: ¿porqué el bloqueador no funcionó mejor a 5 GHz? La respuesta requiere, a su vez, la siguiente observación: las ecuaciones teóricas de los elementos de

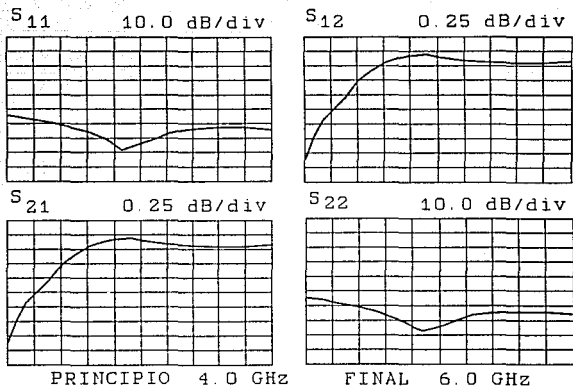


Figura 5.7 Parámetros de dispersión del bloqueador de 232  $\mu\text{m}$ .

microcinta no contemplan compensación alguna (ver capítulo 2) pero, en la práctica, se producen capacitancias e inductancias en las discontinuidades y es preciso considerar estos efectos, los que, por cierto, no se tomaron en cuenta en el programa de computadora empleado. Podría pensarse que la única solución consiste en hacer las modificaciones correspondientes a dicho programa, pero esto no es enteramente verdad, dado que el acortar o alargar las líneas acopladas de los bloqueadores produce un desplazamiento en frecuencia; si se acortan el bloqueador corre su respuesta a una frecuencia más alta; o si por el contrario, se alargan, el corrimiento será hacia una más baja. Con el razonamiento anterior surge una solución alternativa, rápida de implementar, y ciertamente poco ortodo-

xa (pero funciona).

Se tomó pues, la decisión de acortar las líneas acopladas de los bloqueadores hasta recorrer la mejor respuesta a 5 GHz. Aparentemente el bloqueador con un espaciamiento de 233  $\mu\text{m}$  respondió muy bien, pero según algunos experimentos se ha encontrado que entre mayor es el espaciamiento, mayores son las pérdidas. Entonces, ¿por qué no optar por este bloqueador si además es más fácil de construir? Se tomó la decisión de atender a la teoría mas no exagerar en la confianza<sup>5</sup>. Para el amplificador de bajo ruido optamos por utilizar el bloqueador con espaciamiento de 131  $\mu\text{m}$ , por sus características inherentes y facilidad de fabricación. El de 60  $\mu\text{m}$  se desechó por considerarse difícil su manufactura.

Una vez que se acortaron las líneas acopladas se midieron las pérdidas del bloqueador, los resultados se presentan en la gráfica de la figura 5.10:

La figura 5.10 muestra que las menores pérdidas obtenidas son de 0.3274 dB a una frecuencia de 4.8125 GHz, esto indica que es necesario acortar un poco más las líneas acopladas, pero en este momento observamos que sí funciona el método. Además, en la misma figura se indica que en la entrada las pérdidas son de 0.3049 dB, por lo tanto, los dos parámetros "S" de transmisión son coherentes en sus pérdidas lo mismo en la entrada como en la salida del bloqueador. Los parámetros "S" de reflexión en la figura 5.10, presentan una

---

<sup>5</sup>. El proceso manual de fabricación tiene mucho de fortuito y en ocasiones se puede tener suerte con algún circuito en particular, pero esto no implica que el próximo que se haga, incluso con las mismas características, funcione de igual manera.

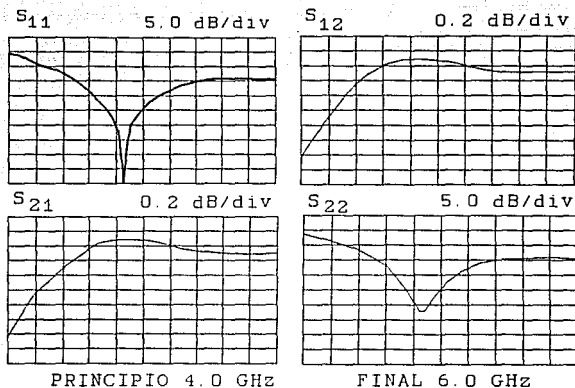


Figura 5.10 Parámetros de dispersión del bloqueador con líneas paralelas acopladas-acortadas.

reflexión de 33.736 dB y 40.971 dB para  $S_{12}$  y  $S_{21}$ , respectivamente; con esto se garantiza que a la frecuencia de diseño habrá un completo rechazo de la señal de CD.

Con los experimentos anteriores, se logró determinar qué tipo de bloqueador se usaría en el diseño. El siguiente paso es observar el efecto de las estructuras de polarización al ser insertadas en los bloqueadores.

**5.1.1.5.2 Estructuras de polarización.** Al mismo tiempo que se fabricaban los bloqueadores de CD, también se fabricaron éstos agregándoles las estructuras de polarización; lo anterior se llevó a cabo para disminuir algunas etapas del proceso de fabricación, ya

que resultaba fácil agregar las estructuras, pues nuestro propósito era verificar su efecto en el circuito, independientemente del bloqueador de que tratara. Se realizaron las mediciones y se comprobó que, efectivamente, como lo indica la teoría, resultan transparentes al resto del circuito. La figura 5.11 ilustra el comportamiento de un bloqueador al agregársele la estructura de polarización<sup>6</sup>:

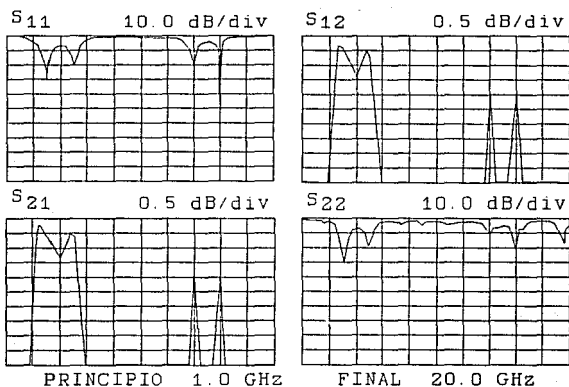


Figura 5.11 Parámetros de dispersión del bloqueador con estructura de polarización.

Los parámetros  $S$  de transmisión no sufren modificación, en cambio en los de reflexión se tienen ligeras variaciones pero estas se presentan básicamente a frecuencias muy por encima de la que nos interesa; por lo tanto, podemos concluir que la estructura de pola-

<sup>6</sup>. Las estructuras de polarización mencionadas son del tipo de las que se ilustran en el capítulo 5.

rización es transparente al bloqueador de CD (en las frecuencias que nos interesan), además, no existen pérdidas adicionales al agregar esta estructura.

La configuración a emplear se muestra en la figura 4.20 del capítulo 4, pues se determinó, según la experiencia de los investigadores del CICESE, que este tipo de configuración en la salida del dispositivo contribuye a la estabilidad del mismo.

Con los elementos anteriores bien caracterizados, el siguiente paso es el diseño del amplificador en sí, puesto que ya se tienen los elementos básicos que garantizan la estabilidad del dispositivo. El análisis gráfico desarrollado en el capítulo 4 con el que se determinaron los coeficientes de reflexión óptimos, para un ruido mínimo, es esencial para continuar con el desarrollo del amplificador, ya que estos coeficientes nos proporcionan las redes de acoplamiento adecuadas para garantizar el mínimo ruido. Llega el momento de conjuntar la parte teórica con la práctica, ya que si aquella contiene fallas o bien criterios de diseño mal aplicados, no llegaremos a obtener un amplificador de bajo ruido de buena calidad.

**5.1.1.5.3 Diseño de las redes de acoplamiento.** De los análisis gráficos del capítulo 4, tomamos los coeficientes de reflexión y usando un programa de computadora, calculamos las redes de acoplamiento. A la entrada y salida del amplificador se usan bloqueadores de CD, con lo cual siempre vamos tener un acoplamiento entre una impedancia real y una compleja. Se usaron dos configuraciones de acoplamiento, una con líneas acopladas y otra de línea-stub. Como



es de notar, en la ecuación de figura de ruido de etapas en cascada, se ve claramente que la primera etapa es la que contribuye con la mayor cantidad de ruido al sistema, por ello, es la primera que se construye y optimiza al máximo. En la tabla 5.8 se listan los elementos del acoplamiento de línea y stub para el transistor NE20283A, los valores obtenidos ya se encuentran compensados por efectos de discontinuidades.

Elemento #	Tipo	Z (Ω)	Longitud (mm)	Ancho (mm)
1	SA	50.00	7.66527	2.36564
2	LA	50.00	9.75449	2.36564
3	FET	-	2.0	-
4	LA	50.00	9.09643	2.36564
5	SA	50.00	5.73262	2.36564

Tabla 5.8 Elementos de línea-stub para el acoplamiento de impedancias del transistor NE20283A. SA= Stub Abierto, LA= Línea Abierta.

En la tabla 5.9 se listan los elementos del acoplamiento de líneas en cascada para el mismo transistor.

Elemento #	Tipo	Z (Ω)	Longitud (mm)	Ancho (mm)
1	LA	78.88	8.46559	1.08429
2	LA	41.00	10.16874	3.16571
3	LA	90.76	5.47257	0.81193
4	FET	-	2.0	-
5	LA	63.68	5.77970	1.60234
6	LA	61.13	9.68792	1.71713
7	LA	96.66	11.16777	0.70495

Tabla 5.9 Elementos de líneas en cascada para el acoplamiento del transistor NE20283A. LA= Línea Abierta.

Las dimensiones de las estructuras de polarización correspon-

dientes, para todas las etapas, así como de las líneas de 50Ω que se agregan a las redes de acoplamiento, con la finalidad de ajustarlas a un mismo recinto metálico, se listan a continuación.

a) Estructuras radiales:

-Elemento radial:

$$\text{Ángulo} = 90^\circ$$

$$R_1 = 0.0707 \text{ mm}$$

$$R_2 = 6.9241 \text{ mm}$$

-Línea de alta impedancia:

$$\text{Longitud} = 11.8391 \text{ mm}$$

$$\text{Ancho} = 0.1000 \text{ mm}$$

b) Líneas de 50Ω:

$$\text{Longitud} = 11.83910 \text{ mm}$$

$$\text{Ancho} = 2.36564 \text{ mm}$$

A continuación se ilustran las redes de acoplamiento para ambos casos, con la finalidad de dar una idea de la distribución de los elementos. La figura 5.12 muestra las redes de acoplamiento de entrada (a) y de salida (b) de la tabla 5.8.

La figura 5.13 muestra la disposición de los elementos de la tabla 5.9, al igual que en la figura 5.12, se tiene la red de acoplamiento de entrada (a) y de salida (b).

El siguiente paso consiste en el diseño del recinto metálico para los sustratos diseñados. Se recomienda no diseñar el recinto sino hasta que se tengan los circuitos decapados, esto es con la finalidad de que ajusten lo mejor posible en éste.

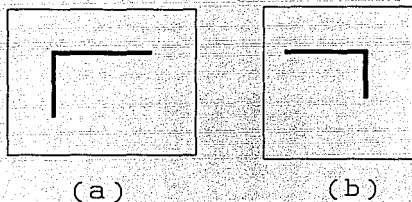


Figura 5.12 a) Red de acoplamiento de entrada. b) Red de acoplamiento de salida.

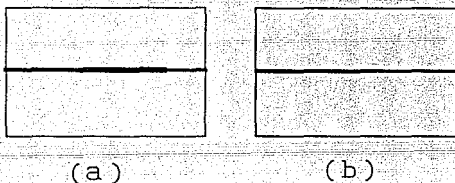


Figura 6.15 a) Red de acoplamiento de entrada. b) Red de acoplamiento de salida.

### 5.1.2 Diseño del recinto metálico.

El recinto metálico es un contenedor, en que se deposita el sustrato decapado. Dicho compartimiento debe pensarse de una forma tal que resulte fácil manipular los circuitos. Debe considerarse en este aspecto que los circuitos para microondas tienen dimensiones reducidas y por ende, los recintos metálicos son también pequeños.

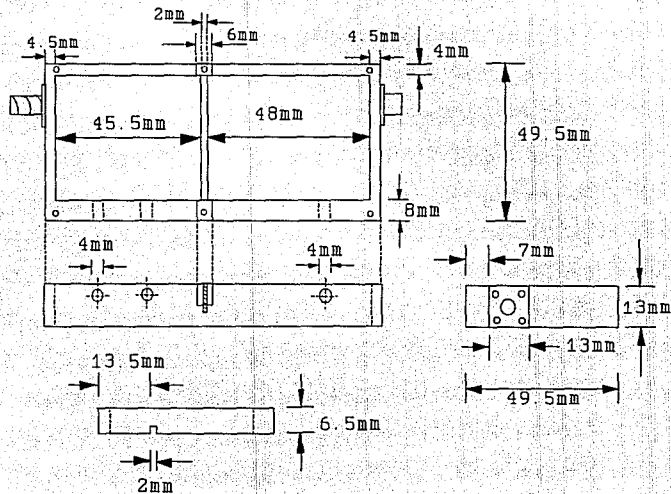
Por esta razón el recinto debe ser manejable. Un segundo aspecto a considerar es que los sustratos pueden sufrir dilataciones por efectos térmicos, entonces, hay que dejar un pequeño espacio entre el contorno del sustrato y las paredes del recinto metálico. Si el contorno del sustrato queda completamente pegado a las paredes del recinto, y el ambiente en donde se va a instalar el amplificador presenta altas temperaturas, es posible que la dilatación del sustrato ocasione que éste se desprege del plano de tierra, lo cual provocará que se generen cavidades y esto puede llevar al dispositivo a la oscilación. Un tercer aspecto de importancia es dimensionar lo más claro y preciso posible el recinto, de tal forma que en el taller en donde se construya no se cometan errores por no entender lo que el diseñador quiso expresar.

Como se puede ver, en microondas todo esta estrechamente relacionado y un error en cualquiera de las etapas puede provocar que el dispositivo en cuestión presente un funcionamiento inadecuado o simplemente no funcione. La figura 5.14 ilustra el croquis del recinto metálico, que se fabricó en aluminio.

### 5.1.3 Montaje de circuitos y dispositivos activos.

Contando con el recinto metálico y los circuitos decapados, se procedió al montaje de éstos. Los sustratos con los circuitos se recortaron a la medida del recinto y dejando una pequeña tolerancia en cada uno de los contornos para evitar el contacto con las paredes del recinto. Cuando los sustratos pueden colocarse y quitarse con facilidad del recinto, podemos proceder a fijarlos al fondo de

Figura 5.14 Croquis del recinto metálico.



éste, que nos servirá como plano de tierra, se utiliza pintura de plata, que realiza la función de garantizar un buen contacto del sustrato con el plano de tierra y para que esto sea una garantía aun mayor, se perfora el sustrato en cuatro puntos, en donde no interfiera con los circuitos impresos en el, de forma que las perforaciones penetren en el recinto, para después poder atornillar el sustrato a éste. Este proceso es para garantizar que no habrá cavidades que vayan a provocar oscilaciones en el dispositivo. Terminado este proceso, lo siguiente es montar los transistores. La figura 5.15 ilustra la forma real del transistor de microondas utilizado. La compuerta se conecta a la señal de entrada

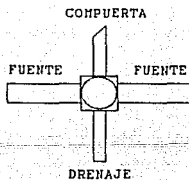


Figura 6.17 Forma del transistor.

y del drenaje se toma la señal de salida, mientras que el transistor cuenta con dos conexiones de fuente, que van conectadas a tierra y en este caso directamente al recinto metálico. Como se observa de la figura 5.15, los elementos de conexión son cintas planas y metálicas, por consiguiente, las que se conectan a las redes de acoplamiento entre más largas sean más

van a contribuir a ocasionar efectos de dispersión y por lo tanto pérdidas. Por tal motivo, se recortan un poco, pero si observamos otra vez la figura 5.15 se aprecia que la compuerta no tiene un corte recto como en el caso de las otras tres terminales, esto es con la finalidad de identificarlas fácilmente. Por esta razón, al recortar la compuerta se le hace un corte tal que pueda

distinguirse posteriormente. Las terminales de la fuente se dejan intactas. Con los cortes correspondientes hechos, se toma el transistor con pinzas de plástico, esto es, por que las cargas estáticas del cuerpo humano pueden dañar fácilmente al transistor. Una vez depositado el transistor, se le aprisiona para fijarlo, así, mediante presión se logra que haga contacto con las redes de acoplamiento y con el recinto metálico. Para tal efecto se usa un pequeño trozo de aluminio, diseñado previamente.

#### 5.1.4 Ensamble global del amplificador.

Ya que se ha colocado el transistor se colocan los conectores para la alimentación de CD y un conector extra que únicamente tiene conexión con el recinto metálico y tiene la función de servir como una referencia de tierra, que podrá ser usada para conectarse con otros dispositivos asociados al amplificador y tener con ello una tierra común. Con un hilo metálico muy delgado se sueldan los conectores de CD a las estructuras de polarización y finalmente se ponen los conectores de señal de entrada y salida del amplificador. Estos conectores son un hembra y un macho, esto es porque el Analizador de Redes HP-8510 puede realizar directamente las mediciones si se hace de esta forma, de lo contrario hay que usar adaptadores que lo que provocan es un cambio en el plano de referencia para la medición de los parámetros S. Por este motivo es recomendable poner un conector hembra y otro macho. Al final del capítulo se muestra una fotografía del amplificador.

## 5.2 CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR

Con las dos redes de acoplamiento, línea-stub y líneas acopladas, se utilizó el transistor NE20283A. Se midieron las pérdidas en ambos casos, obteniéndose como resultado que el diseñado con línea-stub presentó menores pérdidas, que era de esperarse, ya que entre menor sea el número de elementos usados en el acoplamiento, menor será su contribución al ruido del sistema. Cabe resaltar que en un diseño para bajo ruido, la primera etapa debe tener, si es posible, un solo elemento de acoplamiento.

Para tener un marco de comparación, en cuanto a calidad, se realiza una comparación entre el amplificador diseñado con línea-stub y un amplificador a 5 GHz proveniente del VLA (Very Large Array, Nuevo México E.U.A.). Se midieron los parámetros de dispersión de ambos; las gráficas obtenidas se muestran en las figuras 5.18 y 5.19, para un rango de 1 a 20 GHz.

En los transistores para microondas se presenta una alta ganancia a bajas frecuencias, lo que puede ocasionar oscilaciones en el dispositivo. Si observamos los gráficos de los dos amplificadores, vemos que el parámetro  $S_{21}$  presenta una respuesta tipo pasabanda, que el caso del amplificador del VLA, no está muy definida, no así la del diseñado con línea-stub, en términos de ganancia, el primero tiene una de 11.701 dB y el segundo 12.228 dB. En cuanto al VSWR, en el gráfico del parámetro  $S_{11}$ , para el del VLA, se tiene un valor de 1.2566 y para el de línea-stub 1.082 (el valor ideal es 1).

En términos de ganancia y VSWR, el amplificador de línea-stub



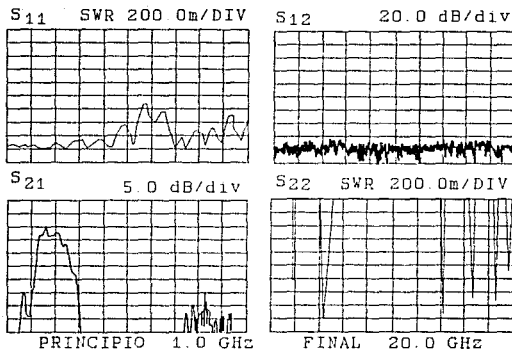


Figura 5.18 Parámetros de dispersión para el amplificador de línea-stub.

funciona mejor, pero en cuanto a ruido, el análisis se realiza a continuación.

### 5.2.1 Medición del factor de ruido.

Las mediciones de factor de ruido se realizaron con equipo AIL-TECH que consiste de un generador de ruido que opera en la banda de 1 a 12 GHz, un mezclador/preamplificador con salida de frecuencia intermedia a 30 MHz y un indicador automático de factor de ruido PANFI-75. En el sistema se utiliza también un post-amplificador (OMNIPAC 6022-75-70) con un factor de ruido de 3.7dB y una ganancia asociada de 19dB, un atenuador variable en pasos de 10dB HP8495B, un generador de RF HP8616A y aisladores con pérdidas por inserción de -0.35dB. Un diagrama de bloques del sistema de medición se ilus-

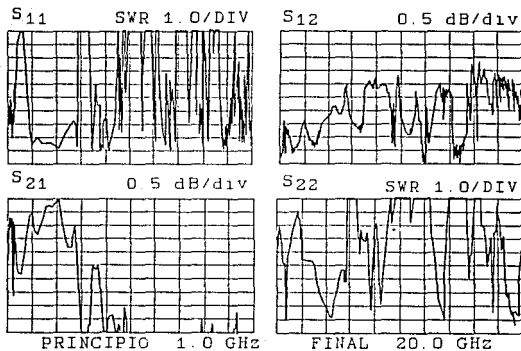


Figura 5.19 Parámetros de dispersión del amplificador del VLA.

tra en la figura 5.20.

Utilizando este sistema de medición, se tiene la capacidad de determinar tanto el factor de ruido del amplificador como su ganancia asociada. Los pasos a seguir para la evaluación del dispositivo son:

a) Se calibra el equipo de medición de factor de ruido para la ENR (Relación de ruido en exceso del generador de ruido a la frecuencia de medición).

b) Se conecta el sistema siguiendo la trayectoria de calibración que se ilustra en la figura 5.20 (sin el amplificador bajo prueba), obteniéndose el factor de ruido del sistema (FRS) con el atenuador ajustado a un valor fijo.

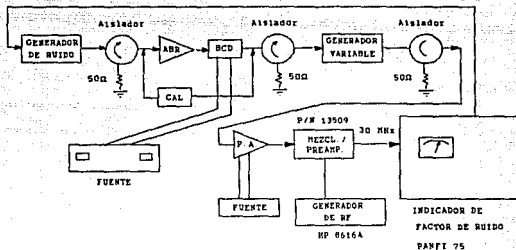


Figura 5.20 Diagrama de bloques del sistema de medición de factor de ruido.

c) Se coloca el amplificador bajo prueba y se mide el factor total del sistema (FSA) con el mismo valor de atenuación que en el paso anterior.

d) Se ajusta el valor del atenuador a un valor mayor que el anterior (por ejemplo 10dB), midiéndose el factor de ruido del sistema (FCA) obtenido con la atenuación (A). Si el valor de FCA es menor que el de FSA significa que el mezclador/preamplificador o el postamplificador se está saturando y se debe medir FSA con mayor atenuación.

e) Se calcula la ganancia del amplificador con la siguiente ecuación:

Que en decibelios se expresa como:  $G(\text{dB}) = 10 \log (G)$ .

f) Se calcula el factor de ruido del amplificador como sigue:

$$G = \frac{FRS \left( \frac{1}{A} - 1 \right)}{FCA - FSA} \dots \dots \dots (5.1)$$

$$FR = FSA - \frac{(FRS - 1)}{G} \dots \dots \dots (5.2)$$

Expresado en decibeles de la siguiente manera:  $FR = 10 \log (FR)$ .

Los valores de FRS, FSA, FCA, y A (tomarlo como 10) se deben tener en valores absolutos no en decibeles, para que puedan aplicarse las ecuaciones 5.1 y 5.2. A continuación se presentan los valores del amplificador de bajo ruido a 5 GHz acoplado con línea-stub, obtenidos del medidor de factor de ruido (tabla 5.10).

NE20383A con redes de acoplamiento de línea-stub			
Frecuencia (GHz)	FRS (dB)	FSA (dB)	FCA (dB)
4.6	5.35	2.42	5.6
4.7	5.78	2.41	5.57
4.8	6.1	2.43	5.57
4.9	6.1	2.4	5.4
5.0	6.5	2.35	5.85
5.1	9.15	2.8	7.8
5.2	9.18	3.35	8.6

Tabla 5.10 Mediciones de factor de ruido del amplificador de línea-stub.

A continuación se presentan los valores obtenidos para el amplificador del VLA (tabla 5.11).

### Amplificador del VLA

Frecuencia (GHz)	FRS (dB)	FSA (dB)	FCA (dB)
4.6	5.36	1.74	5.22
4.7	5.78	1.78	5.37
4.8	6.13	1.84	5.50
4.9	6.1	1.85	5.58
5.0	6.5	1.95	6.20
5.1	9.43	2.61	8.23
5.2	9.2	2.92	8.08

Tabla 5.11 Mediciones de factor de ruido del amplificador del VLA.

La tabla 5.12 muestra los valores de atenuación del circulator de entrada.

#### Pérdidas del circulator de entrada

##### Frecuencia (GHz)      Atenuación (dB)

4.6	0.3295
4.7	0.3485
4.8	0.3652
4.9	0.3993
5.0	0.4299
5.1	0.4689
5.2	0.5209

Tabla 5.12. Pérdidas del circulator de entrada.

Aplicando las ecuaciones 5.1 y 5.2, obtenemos la figura de ruido y ganancia de ambos amplificadores:

$$\text{-Línea-stub: } \text{FRS} = 4.4680$$

$$\text{FSA} = 1.7179$$

$$\text{FCA} = 3.8459$$

$$G = 18.8966 = 12.76 \text{ dB}$$

$$F = 1.5349 = 1.86 \text{ dB}$$

$$F - \text{CIRCULADOR} = 1.86 - 0.4299 = \underline{1.4294 \text{ dB}}$$

-VLA:

$$\text{FRS} = 4.4668$$

$$\text{FSA} = 1.5668$$

$$\text{FCA} = 4.1687$$

$$G = 15.45 = 11.89 \text{ dB}$$

$$F = 1.3424 = 1.28 \text{ dB}$$

$$F - \text{CIRCULADOR} = 1.28 - 0.4299 = \underline{0.849 \text{ dB}}$$

Como se puede apreciar, el amplificador del VLA es superior en figura de ruido, pero cabe aclarar, que éste, ya esta sintonizado, en cambio el amplificador de línea-stub no lo esta. Se espera que una vez sintonizado mejore significativamente sus características.

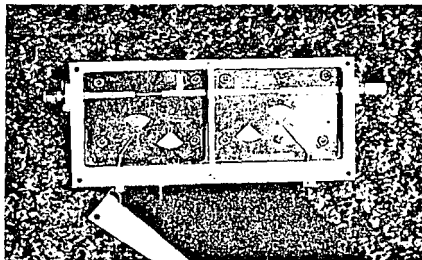


Figura 5.19 Aspecto final del amplificador de bajo ruido.

## REFERENCIA

[1]. MEDINA, J. L., VELÁZQUEZ, A. y SERRANO, A., "Prototipo Amplificador de Bajo ruido Industrializable para Recepción de Señales Via Satélite". en Informe Técnico FA-8501, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada B.C.México.

---

# CONCLUSIONES

---

El Instituto de Astronomía de la UNAM propuso la construcción de un radiotelescopio con fines docentes para la formación de los futuros astrónomos. La realización del proyecto involucró varias áreas de la ingeniería: electrónica (digital y analógica), comunicaciones (microondas) y computación (procesamiento digital de señales). Específicamente, en el ramo de las comunicaciones y la electrónica, la propuesta fue el diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido para el radiotelescopio; no obstante, que este tipo de dispositivos se pueden conseguir comercialmente en el extranjero, se vió la posibilidad de construirlo en el país. Para llevar a cabo la fabricación de este amplificador fue necesario contar con equipos de medición muy especializados y costosos. Afortunadamente, el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), tiene estos equipos, por tal motivo se estableció un convenio con este instituto para llevar a cabo su realización. El Instituto de Astronomía, contempló la posibilidad de que este trabajo se desarrollara como tema de tesis, con lo que se alcanzan dos objetivos: obtener el dispositivo, y brindar la oportunidad a estudiantes de ingeniería de involucrarse en un proyecto novedoso, que además permite acercarse a la tecnología de punta, en este campo específico correspondiente a las microondas.



Inicialmente, se realizó el desarrollo teórico del dispositivo, que incluyó la teoría de líneas de microcinta y el estudio de los parámetros de dispersión inherentes a los transistores de microondas utilizados. Los requerimientos del amplificador fueron básicamente dos: una figura de ruido de 0.8 dB y una ganancia de 60 dB, mediante el diseño se determinó que con cinco etapas en cascada se lograrían las características deseadas; siendo la primera etapa la más importante para obtener un bajo ruido, por ello es que requirió mayor atención en su diseño. La construcción del dispositivo se llevó a cabo en el CICESE, por las razones expuestas, aprobándose un período de dos meses para su realización. Fue preciso un entrenamiento previo en la fabricación de circuitos de microcinta, y adquirida la suficiente habilidad se procedió a fabricar algunas líneas de 50 $\Omega$  para seleccionar el material con menores pérdidas. El proceso fue lento, pues es completamente manual y se hizo necesario fabricar muchos circuitos de prueba, lo que consumió más tiempo. A la mitad del plazo estipulado para la terminación del proyecto se inició la construcción de la primera etapa del amplificador, prácticamente se necesitaron 30 días en la fabricación de circuitos y pruebas correspondientes. Así, al término de los dos meses se tenía la primera etapa del amplificador. Podría pensarse que las cuatro etapas siguientes requerirían de varios meses para su elaboración, pero esto no es así, pues en ellas no es necesario cuidar el nivel de ruido, sino únicamente su ganancia, siendo más simple su construcción, porque incluso, las redes de acoplamiento diseñadas para la primera etapa serán muy similares. Estamos hablando de 15 días

más para concluirlo. Desafortunadamente, al término del plazo se tuvo que abandonar la construcción del dispositivo. A pesar de esto, los resultados obtenidos son realmente satisfactorios. Como se vió en el capítulo 5, el amplificador realizado presentó un ruido de 1.67 dB, muy por encima del objetivo trazado, pero estas mediciones no incluyen sintonización; era de esperarse que una vez sintonizado el ruido disminuyera; de hecho, se realizó una prueba rápida colocando un stub y efectivamente el ruido decreció aproximadamente 0.3 dB, lo cual es un indicativo de que agregando este tipo de estructuras en el lugar correcto se logra disminuir el ruido del dispositivo. Definitivamente no puede hablarse de un amplificador terminado para efecto de esta tesis, pero sí de un importante avance en el diseño del mismo, que por motivos de tiempo no se concluyó. Sin embargo el compromiso del CICESE con el Instituto de Astronomía no quedó inconcluso, el proyecto siguió en proceso hasta su entrega e instalación.

Podemos asegurar que este proyecto cumplió con el objetivo de proporcionar un tema de tesis con trascendencia, ya que es el primer radiotelescopio que se construye en país y además se utiliza tecnología propia. Por la experiencia obtenida en el desarrollo de este trabajo, es recomendable que este tipo de proyectos interdisciplinarios se sigan promoviendo entre los estudiantes de ingeniería, que les permitirá obtener una visión más amplia de cómo utilizar sus conocimientos para aplicarlos en la vida profesional fuera de un ámbito puramente académico.