

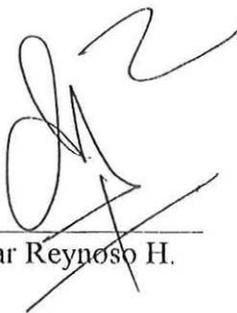


RESUMEN de la Tesis de Miguel Enrique Martínez Rosas presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Septiembre de 1993.

SISTEMA DE RECEPCION DE SEÑALES DE BANDA ANCHA  
POR FIBRAS OPTICAS

Resumen aprobado por:

  
\_\_\_\_\_  
Fco. Javier Mendieta J.

  
\_\_\_\_\_  
J. Apolinar Reynoso H.

Directores de Tesis

La presente tesis está relacionada con el diseño y construcción de un receptor opto-electrónico en la banda de 3.7 - 4.2 GHz. El diseño se divide en la parte de fotodetección y la parte de preamplificación de bajo ruido. Ambas partes unidas forman un opto-receptor que recibe la señal luminosa de una fibra óptica unimodal y entrega una señal eléctrica cuyo intervalo de frecuencias de operación corresponde a la banda "C" de microondas.

La parte de fotodetección comprende básicamente al fotodiodo (PIN) receptor y su etapa de polarización.

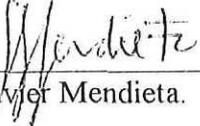
La parte de preamplificación de bajo ruido comprende la caracterización del dispositivo activo (MESFET), el desarrollo de programas de diseño de amplificadores, escritos en lenguaje "C", el manejo del paquete comercial "ACADEMY" para análisis y diseño de circuitos microondas, la construcción del preamplificador de bajo ruido, su caracterización en cuanto a nivel de ruido, ganancia y coeficientes de reflexión de entrada y salida y finalmente la caracterización del sistema de recepción completo.

La mayor aportación de este trabajo se sitúa entonces en el desarrollo del área de análisis y diseño de circuitos de microondas asistido por computadora. Esto nos permitió diseñar y analizar un amplificador de bajo nivel de ruido utilizado en la etapa de preamplificación del receptor opto-electrónico objeto de esta tesis.

ABSTRACT of the thesis, presented by MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in APPLIED PHYSICS within the option of TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS. Ensenada, Baja California, Mexico. September 1993.

## FIBER OPTIC BROAD BAND SIGNAL RECEPTION SYSTEM

Approved by:

  
\_\_\_\_\_  
Fco. Javier Mendieta.

  
\_\_\_\_\_  
J. Apollinar Reynoso.

Thesis Advisors.

The present dissertation is related with the design and construction of an opto-electronic receiver in the band of 3.7 - 4.2 GHz. The design is divided in two parts: photodetection and low noise amplification. Both of them create an opto-receiver, which receives the optical signal from an optical fiber and generate an electrical signal at its output in the microwave C-band frequency range.

The photodetection part is based on a PIN photodiode and its bias. The low noise amplification section describes the characterization of the active device (MESFET), the development of amplifier design software, written in "C" language, the use of the program "ACADEMY" for analysis and design of microwave circuits, the construction of the low noise amplifier, its characterization in noise, gain and reflection coefficients and finally the characterization of the whole system.

The main contribution of this work is the analysis, design and development of microwave circuits aided by computers. This allowed us to optimize the design and analysis of a low noise amplifier used in the preamplification stage of the opto-electronic receiver.

TESIS DEFENDIDA POR: **MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ:

**DR. J. APOLINAR REYNOSO HERNANDEZ.-** Co-Director del Comité

**DR. FCO. JAVIER MENDIETA JIMENEZ.-** Co-Director del Comité

**M.C. ROBERTO CONTE GALVAN.-** Miembro del Comité

**M. C. JOSE LUIS MEDINA MONROY .-**Miembro del Comité

**M.C. JESUS BRASSEA OCHOA.-** Miembro del Comité

**M.C. JAIME SANCHEZ GARCIA.-** Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones

**DR. LUIS EDUARDO CALDERON AGUILERA.-** Director de Estudios de Posgrado

1o. DE OCTUBRE DE 1993

**CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION  
SUPERIOR DE ENSENADA.**

**DIVISION DE FISICA APLICADA.**

**DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES.**

**SISTEMA DE RECEPCION DE SEÑALES DE BANDA ANCHA  
POR FIBRAS OPTICAS.**

**TESIS**

**que para cubrir los requisitos necesarios para obtener el grado de  
MAESTRO EN CIENCIAS presenta:**

**MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS.**

**Ensenada, Baja California, México. Septiembre de 1993.**

## DEDICATORIA

Cuando estamos lejos del hogar y sentimos gran nostalgia por nuestros seres queridos comenzamos a valorar el amor y apoyo incondicional de quienes nos dieron la vida. Como una forma de expresarles mi total amor y respeto dedico este trabajo a mis padres: Sr. Anastacio Martínez García y Sra. Ma. Juana Rosas de Martínez.

El calor hogareño sería incompleto sin la concordia entre hermanos, yo tengo la dicha de poseer una familia maravillosa. Con agradecimiento y orgullo para mis hermanos: Carolina, Oscar, Ma. Gabriela, Leticia y Juan Carlos.

Por su paciencia, apoyo incondicional y darme la dicha de tener su cariño aún cuando estemos alejados. A mi querida novia Norma.

Esta dedicatoria estaría incompleta si no nombrara a los amigos con los que más he convivido y compartido triunfos y fracasos. Con todo mi agradecimiento a: Horacio Martínez, Gerardo Ibarra, Hernando Silva, Arturo Torres, René Ruiz y Daniel Puga.

A mis familiares que siempre me han brindado su apoyo y confianza.

## AGRADECIMIENTOS

A mis directores de tesis Dr. Apolinar Reynoso y Dr. Javier Mendieta, por el interés y apoyo prestados durante el desarrollo de este trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis: M.C. Roberto Conte, M.C. Jesús Brassea y en forma muy especial al M.C. José Luis Medina por su ayuda y sugerencias.

Al M.C. Benjamín Ramírez por su invaluable ayuda en el desarrollo de la parte práctica de este trabajo de tesis.

A mis compañeros Ana María Terpan, Jorge Becerra, Fco. Rangel, Manuel Corona, Zarina Guillén, Ramón Soto, Miguel Cruz, etc... Por su amistad.

A todo el personal del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones por su ayuda.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

## CONTENIDO

	<u>Página</u>
<b>I.- INTRODUCCION.</b> .....	1
<b>II.- ENLACES OPTICOS CON MODULACION DE ALTA FRECUENCIA.</b> .....	4
II.1.- Transmisor Láser. ....	4
II.2.- Fotodiodo Receptor. ....	7
II.3.- Diseño de Sistemas con enlaces de Fibras Opticas. ....	8
II.3.1.- Ganancia de Enlace. ....	9
II.3.2.- Ancho de Banda de Modulación del Láser. ....	12
II.3.3.- Intensidad Relativa de Ruido ( RIN "Relative Intensity Noise"). ....	13
II.3.4.- Ruido Equivalente de Entrada (EIN) y Ruido de Enlace. ....	15
II.3.5.- Figura de Ruido y EIN ( Ruido Equivalente de Entrada). ....	19
II.3.6.- Relación Señal a Ruido ( SNR "Signal to Noise Ratio" ). ....	22
II.3.7.- Ancho de Banda Equivalente de Ruido. ....	23
II.3.8.- Intervalo Dinámico y Linealidad. ....	24
II.4.- Caracterización del Fotodiodo Receptor. ....	27
II.4.1.- Profundidad de Modulación. ....	27
II.4.2.- Relación Señal a Ruido. ....	28
II.4.3.- Sensitividad del Receptor. ....	30
II.5.- Modelado del Fotodiodo para su Aplicación en Diseño de Sistemas Foto-Receptores de Microondas con Ayuda de Programas de Simulación. ....	33
II.5.1.- Elementos Parásitos de Empaquetado. ....	35
II.5.2.- Diseño de Circuitos de Acoplamiento de Impedancia. ....	35
II.5.3.- Acoplamiento de Impedancia del Fotodiodo. ....	35
<b>III.- AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.</b> .....	38
III.1.- Diseño de Amplificadores de Microondas con Transistores. ....	38
III.2.- Ganancia de Potencia del Amplificador. ....	39
III.3.- Consideraciones de Estabilidad. ....	42
III.4.- Representación Gráfica de la Ganancia. ....	47
III.5.- Acoplamiento de Impedancias. ....	49
III.5.1.- Acoplamiento de Impedancias de Banda Angosta. ....	52
III.5.2.- Acoplamiento de Impedancias Reales a Complejas. ....	52
III.5.2.1.- Redes de Acoplamiento con Elementos Concentrados. ....	52
III.5.2.2.- Acoplamiento con Parámetros Distribuidos. ....	57
III.5.2.3.- Acoplamiento con Segmentos de Línea de Transmisión. ....	61

## CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
III.5.3.- Acoplamiento de Impedancias Complejas a Complejas. ....	64
III.6.- Factor de Ruido y su Representación Gráfica. ....	66
III.6.1.- Parámetros de Ruido. ....	67
III.6.2.- Círculos de Ruido. ....	68
<b>IV.- DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA UN RECEPTOR OPTO-ELECTRONICO. ....</b>	<b>70</b>
IV.1.- Especificación del diseño y topología adoptada en el preamplificador. ....	70
IV.2.- Selección y caracterización de los transistores. ....	73
IV.2.1.- Selección de transistores. ....	73
IV.2.2.- Caracterización de Transistores. ....	73
IV.3.- Análisis de los transistores: Estabilidad, Ganancia, Ruido, y coeficientes de reflexión óptimos. ....	75
IV.3.1.- Estabilidad, Ganancia y Ruido. ....	75
IV.3.2.- Cálculo de los Coeficientes de Reflexión óptimos. ....	75
IV.4.- Cálculo de Redes de Adaptación. ....	77
IV.5.- Cálculo de las redes de polarización. ....	79
IV.6.- Análisis del Amplificador. ....	81
IV.6.1.- Optimización del amplificador. ....	87
IV.6.2.- Cálculo de Microcintas. ....	87
IV.7.- Proceso de fabricación. ....	87
IV.7.1.- Patrón a escala. ....	94
IV.7.2.- Obtención de la mascarilla. ....	94
IV.7.3.- Inspección de mascarilla. ....	95
IV.7.4.- Preparación de la muestra. ....	95
IV.7.5.- Deposito de Fotorresina. ....	95
IV.7.6.- Exposición a la luz. ....	95
IV.7.7.- Revelado y enjuague. ....	96
IV.7.8.- Decapado metálico. ....	96
IV.7.9.- Inspección de grabado. ....	96
IV.7.10.-Ensamble de las microcintas en un recinto metálico. ....	96
<b>V.- CARACTERIZACION DEL RECEPTOR OPTICO-MICROONDAS. ....</b>	<b>98</b>
V.1.- Caracterización del Fotodiodo. ....	98
V.2.- Caracterización del Amplificador de Bajo Ruido. ....	101
V.2.1.- Medición de Figura de Ruido. ....	103
V.2.2.- Medición de Ganancia. ....	106
V.2.3.- Medición de Parámetros "S". ....	106
V.3.- Caracterización del Sistema Opto-Receptor Completo. ....	110

## CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
<b>VI.- CONCLUSIONES.</b> .....	116
VI.1.- Análisis de resultados y discusión. ....	116
VI.2.- Aportaciones del trabajo realizado. ....	116
VI.3.- Recomendaciones. ....	117
VI.4.- Conclusiones Finales. ....	118
<b>LITERATURA CITADA.</b> .....	120
<b>GLOSARIO.</b> .....	124
<b>APENDICE.</b> .....	126

## LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Diagrama a bloques de un enlace de RF/Microondas por fibra óptica .....	4
2. Curva L-I del láser. ....	5
3. Diagrama a bloques de un transmisor láser. ....	6
4. Responsividad del fotodiodo. ....	7
5. Diagrama a bloques de un receptor para fibra óptica con fotodiodo. ....	8
6. Diagrama a bloques simplificado para cálculos de ganancia de enlace. ....	10
7. Respuesta en frecuencia de un enlace de microondas a 6 GHz por fibra óptica. ....	13
8. Ruido Equivalente de Entrada total vs. Pérdidas ópticas. ....	19
9. Ruido Equivalente de Entrada total vs. pérdidas ópticas. ....	21
10. Relación Señal a Ruido y EIN. ....	23
11. Productos de Intermodulación de Tercer Orden y Linealidad de Intercepción de Tercer Orden. ....	25
12. Trazado del coeficiente de reflexión del fotodiodo en la carta de Smith y circuito del modelo equivalente. ....	34
13. Metodo de acoplamiento de impedancia del fotodiodo y realización física en microcinta del circuito de acoplamiento. ....	36
14. Comparación de acoplamientos con redes de acoplamiento reactivo y redes de acoplamiento resistivo. ....	37
15. Definición de diferentes potencias. ....	41
16. Estabilidad de redes de dos puertos. ....	43
17. Regiones de estabilidad e inestabilidad .....	46
18. Círculos de estabilidad de la carga y el generador. ....	50
19. Cuadripolo empleado como amplificador que tiene redes de acoplamiento a la entrada y a la salida. ....	51
20. Redes de acoplamiento. ....	53
21. Redes T, y escalera. ....	53
22. Elección de elementos concentrados en base al sentido de los trazos sobre la carta de Smith. ....	54
23. Algoritmo para acoplamiento con combinaciones de elementos concentrados y distribuidos (líneas de transmisión). ....	55
24. Acoplamiento con elementos concentrados y distribuidos. ....	56
25. Acoplamiento con "stubs". ....	58
26. Red de acoplamiento con "stubs". ....	60
27. Acoplamiento de una impedancia compleja a real con segmentos de línea de transmisión ( "short step chebychev impedance transformer"). ....	61
28. Acoplamiento de impedancias con dos segmentos de línea de transmisión. ....	62
29. Ancho de banda en función del coeficiente de reflexión. ....	64
30. Acoplamiento de impedancias complejo-complejo empleando la carta de Smith. ....	65

## LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
31. Acoplamiento de una impedancia compleja a otra compleja con un segmento de línea de transmisión.....	66
32. Diagrama de flujo para el diseño de amplificadores de microondas .....	74
33. Gráfica de comportamiento de Gms vs VGS del transistor NE71083.....	76
34. Comportamiento de IDS vs VGS del transistor NE71083. ....	76
35. Redes de Polarización. ....	82
36. Diagrama esquemático del amplificador de bajo ruido con redes de acoplamiento preliminares. ....	83
37. Ganancias directa e inversa del amplificador de bajo ruido en el simulador ACADEMY.....	84
38. Figura de ruido del amplificador de bajo ruido obtenida con el simulador ACADEMY.....	85
39. Comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida en la carta de Smith. ....	86
40. Diagrama esquemático del amplificador final. ....	88
41. Ganancias directa e inversa del amplificador final. ....	89
42. Figura de ruido del amplificador final. ....	90
43. Coeficientes de reflexión de entrada y salida del amplificador final.....	91
44. Mascarilla del amplificador final. ....	92
45. Diagrama de flujo del proceso de fabricación. ....	93
46. Montaje para medición de la respuesta del fotodiodo. ....	99
47. Gráficas de respuesta del fotodiodo a diferentes corrientes de polarización del diodo láser (emisor). ....	101
48. Potencia de salida del fotodiodo en función de la frecuencia. ....	103
49. Montaje para medición de la figura de ruido del ABR. ....	104
50. Figura de ruido del ABR vs. frecuencia. ....	106
51. Montaje para medición de la Ganancia con ayuda del analizador de espectros. ....	107
52. Gráfica de la Ganancia del ABR medida con el analizador de espectros. ....	108
53. Montaje para medición de los parámetros "S" con el analizador de redes HP 8510 C.....	108
54. Gráfica de los parámetros "S" del ABR obtenida con el analizador de redes HP 8510 C.....	109
55. Montaje para la caracterización del opto-receptor. ....	111
56. Resultados obtenidos de la caracterización del opto-receptor con el sistema de transmisión-recepción a través de fibra óptica completo .....	112
57. Gráfica comparativa de Figura de Ruido .....	114
58. Comparación de las ganancias obtenidas con los diseños preliminar, optimizado y construido.....	115

## LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
I. Resultados del programa de cálculo de amplificadores de microondas. ....	77
II. Resultados del programa MATCH2.C.....	79
III. Respuesta del fotodiodo (receptor) a diferentes corrientes de polarización del diodo láser (transmisor). ....	100
IV. Potencia de salida del fotodiodo en función de la frecuencia. ....	102
V. Resultados de la medición de Ganancia y Figura de Ruido con el medidor de figura de ruido HP 8970A.....	105
VI. Resultados de la medición de Ganancia con el analizador de espectros. ....	107
VII. Resultados obtenidos al medir la potencia de salida del opto-receptor.....	111
VIII. Resultados de figura de ruido obtenidos de los diseños preliminar, optimizado y construido.....	113
IX. Resultados de ganancia obtenidos de los diseños preliminar, optimizado y construido.....	115

# SISTEMA DE RECEPCION DE SEÑALES DE BANDA ANCHA POR FIBRAS OPTICAS

## I.- INTRODUCCION

El objetivo de cualquier sistema de comunicaciones es la transferencia de información de un punto a otro. Esto generalmente se realiza modulando una portadora electromagnética con la información y transmitiéndola hacia su destino, donde ésta es recibida y demodulada. En sistemas de radio la portadora se escoge en la porción de RF del espectro electromagnético; en comunicaciones ópticas, la portadora se escoge en el intervalo visible o infrarrojo del mismo.

La principal ventaja en la comunicación con portadoras ópticas es el incremento potencial en la información que puede transmitirse. En cualquier sistema de comunicación la cantidad de información transmitida está directamente relacionada con el ancho de banda de la portadora modulada, la cual está generalmente limitada a una porción fija de la misma frecuencia portadora. Entonces al incrementar la frecuencia portadora, se incrementa el ancho de banda disponible. Esto significa que si se emplean frecuencias cuya longitud de onda esté dentro del intervalo óptico, se tendrán anchos de banda potenciales de aproximadamente  $10^5$  veces mayores que con las portadoras de RF. Además, la habilidad de concentrar la potencia disponible del transmisor también se incrementa con la frecuencia portadora.

Sin embargo los sistemas ópticos presentan problemas. Dado que se trabaja con longitudes de onda muy pequeñas, el diseño de componentes ópticos requiere de una tecnología especial y complicada. Un avance significativo ha sido la invención del láser, una fuente óptica de alta potencia en el intervalo visible e infrarrojo. También los moduladores y receptores ópticos de banda ancha han tenido impacto en los sistemas de comunicaciones ópticos.

Otro problema es el efecto de la propagación sobre la portadora óptica. Esto es debido a que las longitudes de onda ópticas son del orden del tamaño de las moléculas del medio de transmisión. Estos efectos tienden a ser estocásticos y aunque se han establecido ciertos modelos, actualmente se lleva a cabo mucha investigación al respecto.

Los avanzados sistemas electrónicos actuales, a menudo afrontan el problema de transmitir señales a grandes distancias con una mínima degradación. Los cables coaxiales son inaceptables para muchas aplicaciones, debido a su alta atenuación y distorsión de las señales, gran tamaño y peso, y su susceptibilidad a interferencia por las condiciones ambientales.

Las fibras ópticas proporcionan una solución al problema de transmisión de señales de microondas, debido a su despreciable pérdida de señal, virtualmente ilimitado ancho de banda, inmunidad a la interferencia electromagnética / radiofrecuencia, pequeño tamaño y peso y resistencia ambiental. La señal eléctrica de microondas modula la portadora óptica, proporcionada por un láser. La señal óptica, modulada eléctricamente, viaja a través de una fibra óptica unimodal y esta se convierte nuevamente a una señal eléctrica en el receptor, por medio de un fotodiodo de gran ancho de banda en su respuesta en frecuencia a la modulación.

El desarrollo de componentes ópticos y la derivación de modelos de propagación son solo una parte del problema, ya que se debe trabajar con la elección de componentes y operación del sistema de la mejor manera posible. Tales elecciones requieren de modelos matemáticos que indiquen el desempeño de componentes, anomalías, degradaciones, etc.

El propósito de este trabajo de tesis es el desarrollo de un receptor opto-electrónico de gran ancho de banda. Es importante enfatizar el ancho de banda, debido a que la portadora óptica estará modulada por una señal de microondas en banda "C" en el intervalo de frecuencias de 3.7 GHz a 4.2 GHz.

En el segundo capítulo se describirá el funcionamiento de los sistemas opto-receptores, mencionando principalmente las características del fotodiodo PIN y los tipos de ruido que afectan a la señal de información en el opto-receptor. El tercer capítulo está dedicado a la descripción de amplificadores de microondas de bajo ruido, ya que una de las partes fundamentales del opto-receptor es la etapa que proporciona una ganancia a la señal proveniente del fotodiodo. El diseño del amplificador de microondas específico para el opto-receptor se explica en el cuarto capítulo. En el capítulo cinco se describe la caracterización y resultados obtenidos del sistema, y finalmente en el capítulo seis se presentan las conclusiones en base a los resultados obtenidos.

## II.- ENLACES OPTICOS CON MODULACION DE ALTA FRECUENCIA

La figura 1 muestra el diagrama a bloques de un enlace por fibra óptica. El enlace consiste de tres partes principales: el transmisor, el cable de fibra óptica y el receptor. En el transmisor, la señal de entrada modula la salida de luz del láser (el espectro de esta luz está en el infrarrojo cercano). Esta señal óptica modulada se envía a través de la fibra óptica y se detecta en el receptor, el cual demodula la luz para recuperar las frecuencias originales de RF [Ross, 1966; Gagliardi et al,1976].

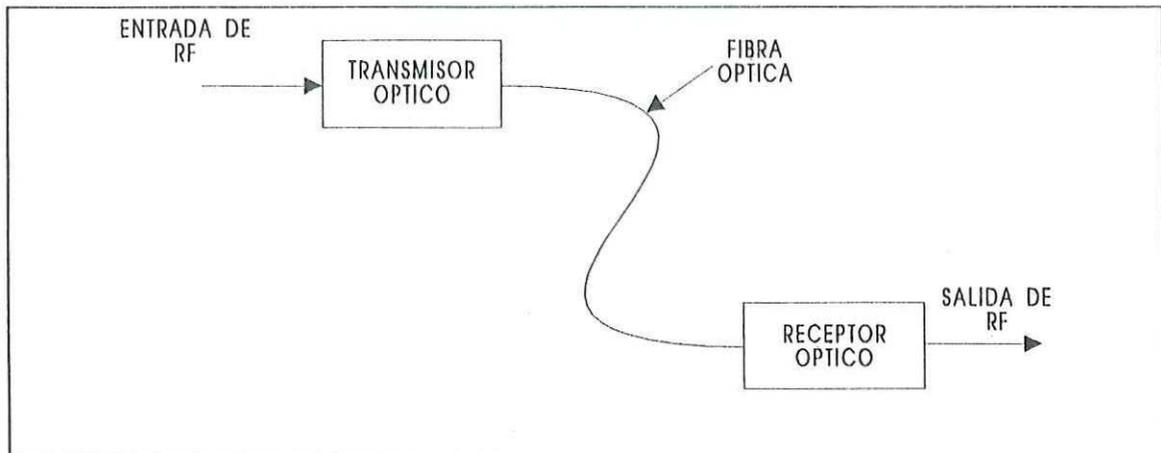


Figura1. Diagrama a bloques de un enlace de RF/Microondas por fibra óptica.

### II.1.- Transmisor Láser.

Para sistemas analógicos, la fuente de luz comunmente usada en el transmisor es un láser. El láser aquí empleado es un diodo de estado sólido de GaAlAs (840 nm) o de InGaAsP (1300 ó 1550 nm). El diodo es una estructura de cavidad resonante que emite luz coherente cuando es polarizado por la inyección de corriente por encima de su umbral. Esto se muestra en la curva simplificada de luz-corriente (L-I) de la figura 2 [Ortel, 1992].

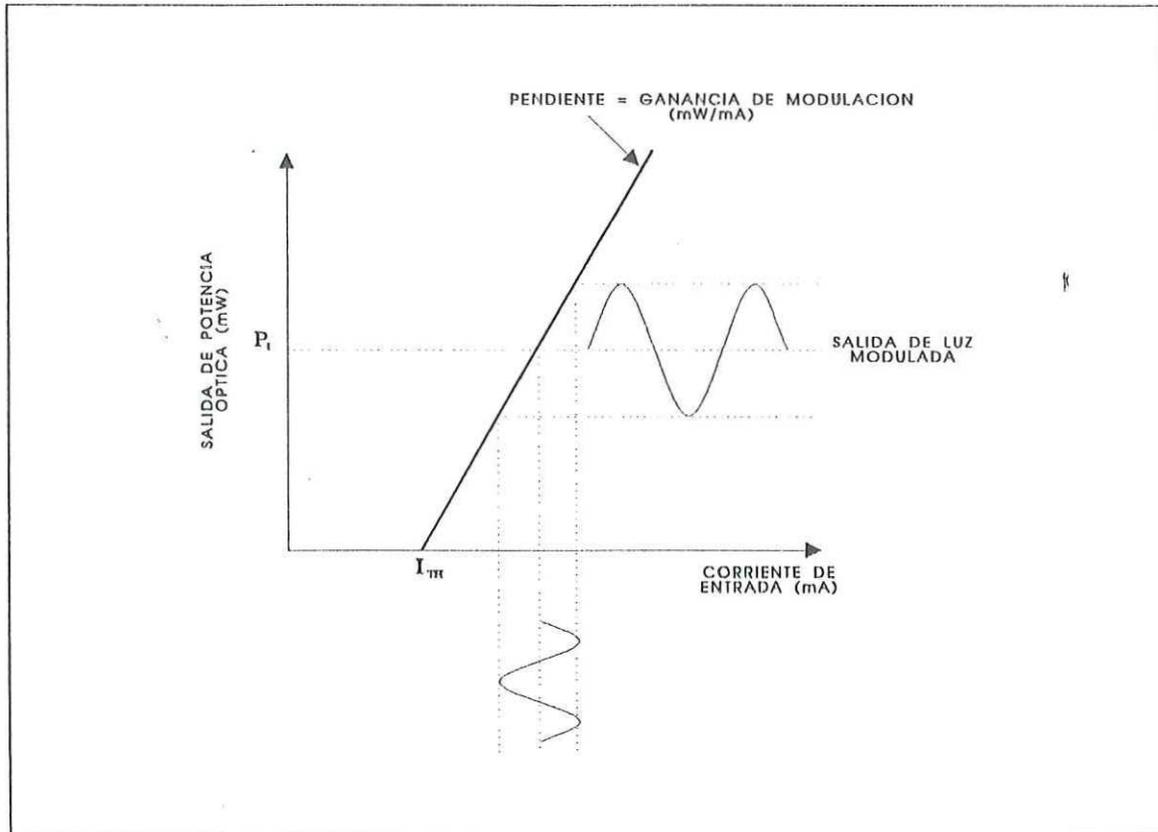


Figura 2. **Curva L-I del láser.** El láser convierte la corriente de entrada a una potencia óptica de salida. Por encima de la corriente de umbral la salida de potencia óptica es casi una función lineal de la corriente de entrada.

La potencia del láser es muy baja hasta que se alcanza la corriente de umbral  $I_{th}$ .

A niveles superiores a este umbral, la potencia de luz de salida se incrementa casi linealmente al aumentar la corriente de entrada. Los enlaces analógicos hacen uso de esta linealidad al colocar el punto de operación de CD del láser en la parte media de esta región. La señal de entrada de RF modula la corriente de inyección del láser para producir una salida de luz modulada en amplitud. La eficiencia con la cual los láseres convierten la corriente de inyección a luz está dada por la pendiente de la curva L-I y se llama ganancia de modulación. La ganancia efectiva de modulación es una función de la frecuencia.

El diagrama a bloques de un transmisor se muestra en la figura 3.

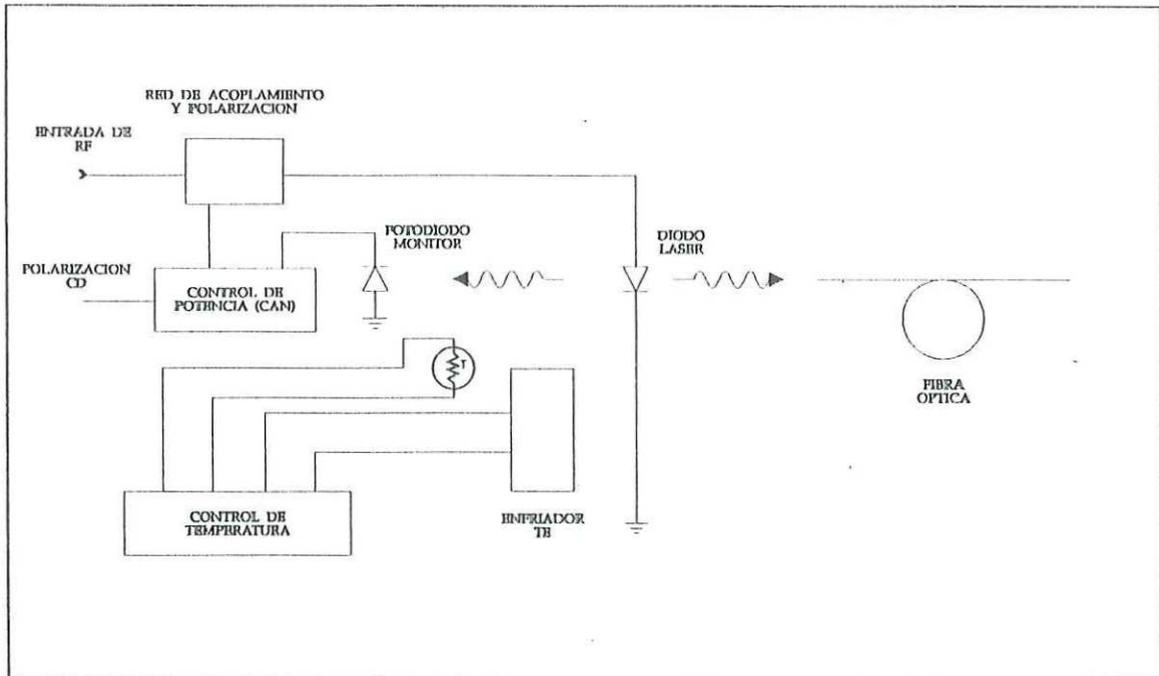


Figura 3. Diagrama a bloques de un transmisor láser.

Cada extremo del diodo láser es una superficie parcialmente reflejante. La luz de un extremo del láser se acopla dentro de el extremo de un cable de fibra óptica. La luz del otro extremo del láser se detecta por un fotodiodo monitor. El fotodiodo monitor es un dispositivo lento que convierte la potencia de luz promedio detectada a una corriente, la cual se emplea para un control automático de nivel (CAN). Cualquier cambio a largo plazo en la intensidad de luz del láser es detectado por el fotodiodo, y se ajusta automáticamente la polarización del láser en CD por la circuitería del CAN, para así mantener constante la intensidad promedio de luz del láser.

Las características de desempeño del láser están en función de la temperatura. Dentro del módulo del diodo láser está montado un enfriador termoeléctrico (TE). El enfriador TE emplea el efecto Peltier para calentar o enfriar el diodo láser según sea necesario para mantener constante la temperatura del diodo, basándose en un termistor que está montado a un lado del diodo láser.

## II.2.- Fotodiodo Receptor.

En el otro extremo del enlace de fibra óptica la luz es detectada por un fotodiodo receptor rápido. En general el fotodiodo empleado es un diodo PIN donde la capa intrínseca es la región fotosensitiva. Para operación en alta velocidad el diodo se maneja con una polarización inversa de alrededor de 10 V. Al aplicar una polarización inversa se incrementa la región de empobrecimiento en el diodo, con lo cual se incrementa el tiempo de tránsito pero se reduce la capacitancia a través de la unión. Más aún, la polarización se ajusta de manera que el compromiso entre esos dos efectos optimice la respuesta del fotodiodo.

El fotodiodo convierte la potencia de luz de entrada a corriente eléctrica y su comportamiento se da por la curva de responsividad mostrada en la figura 4.

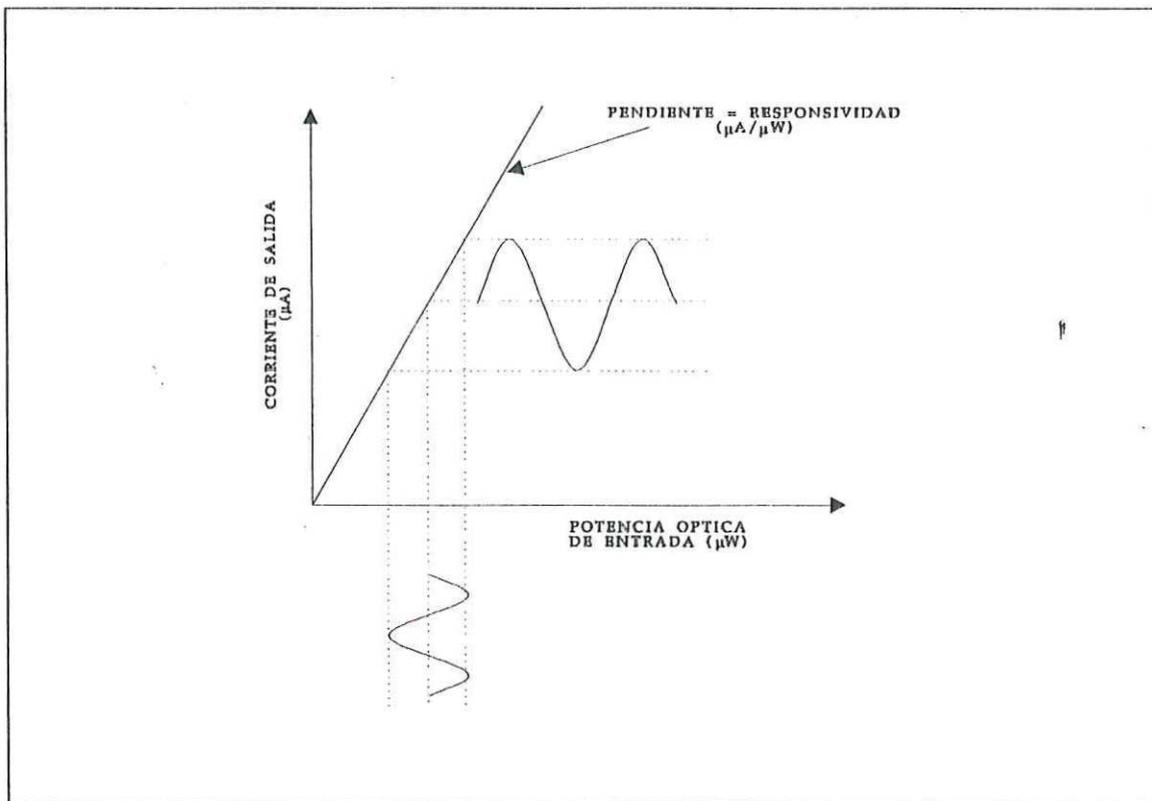


Figura 4. Responsividad del fotodiodo.

Nuevamente se puede observar que la respuesta es muy lineal. La pendiente de la curva es la responsividad ( $A/W$ ). La responsividad del fotodiodo es relativamente plana con la frecuencia sobre la banda específica del dispositivo, de tal manera que, en general, la forma de la respuesta del enlace completo está determinada por la ganancia de modulación del láser en el extremo transmisor.

El diagrama a bloques de un sistema receptor se muestra en la figura 5. El fotodiodo se comporta como una fuente de corriente de alta impedancia con una impedancia aproximada entre 1 y 2  $K\Omega$ , así que el acoplamiento en banda ancha se logra al conectar la salida de RF a través de un resistor interno de 50  $\Omega$  [Ortel, 1992]. Esto reduce la responsividad a aproximadamente la mitad.

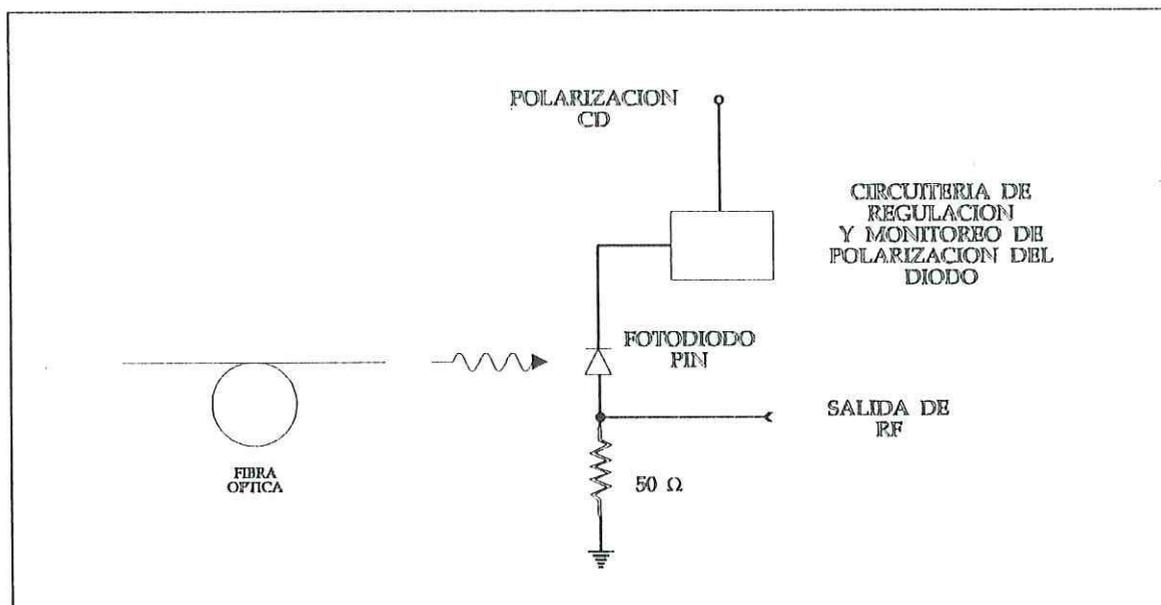


Figura 5. Diagrama a bloques de un receptor para fibra óptica con fotodiodo.

### II.3.- Diseño de Sistemas con enlaces de Fibras Ópticas

Existen varios parámetros que caracterizan el desempeño de un enlace por fibra óptica y se proporcionan en las siguientes secciones.

### II.3.1.- Ganancia de Enlace.

Las pérdidas de RF en un enlace óptico están en función de la eficiencia cuántica del láser, la eficiencia de acoplamiento del láser a la fibra óptica, las pérdidas en la fibra, la responsividad del fotodiodo y la relación de impedancias de salida a entrada.

La eficiencia cuántica y la eficiencia de acoplamiento a la fibra están combinadas en una sola especificación llamada ganancia de modulación. Con un acoplamiento de 15 %, la ganancia de modulación típica es de 0.04 mW/mA. Esto es, cuando se opera por encima de la corriente de umbral, se inyectarán 0.04 mW de potencia óptica a la fibra por cada miliampere de corriente de entrada al láser [Ortel, 1992].

Esta ganancia de modulación de CD determinará la potencia acoplada promedio de luz del láser. Sin embargo, la ganancia sobre todo el enlace estará en función de la frecuencia y así la ganancia de modulación efectiva estará también en función de la frecuencia.

La ganancia en potencia entregada del enlace se puede escribir en términos de las corrientes de entrada y salida, como se muestra en las ecuaciones 1 y 2.

$$G = \frac{i_{sal}^2 R_L}{i_{en}^2 R_{en}} \quad (1)$$

$$G_{dB} = 10 \log \left( \frac{i_{sal}^2 R_L}{i_{en}^2 R_{en}} \right) \quad (2)$$

donde  $R_L$  : es la resistencia de carga de salida y  $R_{en}$  : es la resistencia de entrada del enlace. Si se acoplan la entrada y la salida a  $50 \Omega$ , de forma que  $R_L = R_{en} = 50 \Omega$ , entonces:

$$G_{dB} = 10 \log \left( \frac{i_{sal}^2}{i_{en}^2} \right) = 20 \log \left( \frac{i_{sal}}{i_{en}} \right) \quad (3)$$

Para efectos de este trabajo de tesis, el láser y el fotodiodo operan en su región lineal (ver figuras 2 y 4). El factor de conversión de corriente a potencia óptica del láser acoplada a la fibra es la ganancia de modulación,  $M$  (mW/mA) y la pérdida óptica en la fibra y los conectores está dada por  $L_{opt}$ . El factor que convierte la potencia óptica incidente a corriente de salida del fotodiodo es la responsividad,  $r$  (mA/mW). Finalmente, la corriente del fotodiodo se entrega a la combinación en paralelo de la resistencia de salida del módulo del fotodiodo  $R_o$ , y la resistencia de carga  $R_L$  (como se muestra en la figura 6).

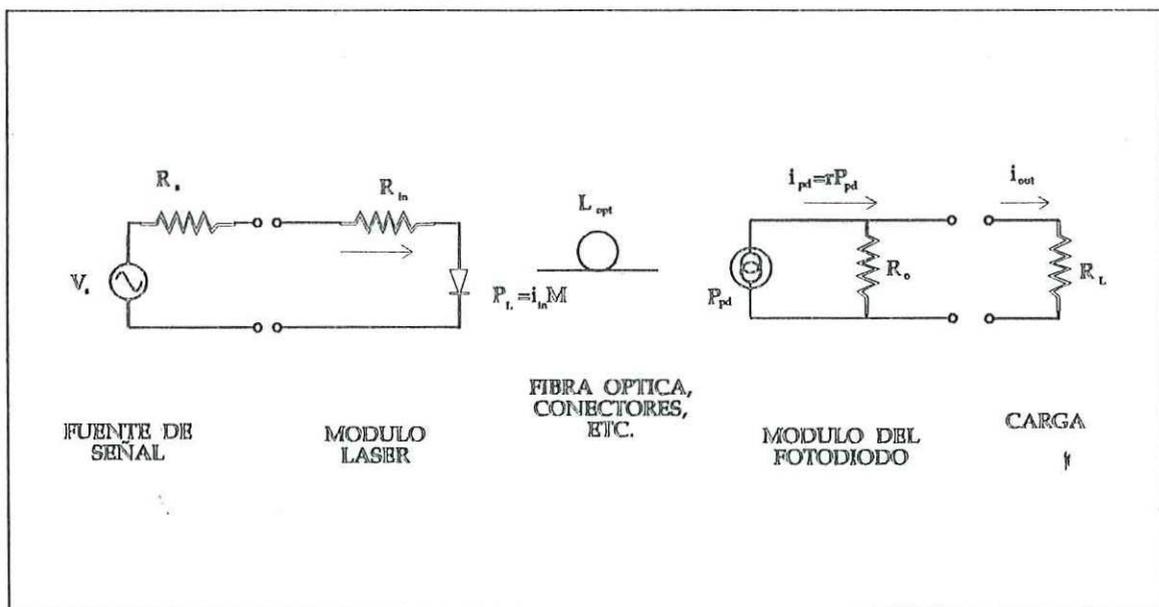


Figura 6. Diagrama a bloques simplificado para cálculos de ganancia de enlace.

La impedancia de entrada  $R_{en}$  incluye la impedancia del diodo láser y cualquier acoplamiento de impedancia de entrada. La potencia óptica de salida del láser acoplada a la fibra es indicada por  $P_L$  y la potencia óptica incidente en el fotodiodo se muestra como  $P_{pd}$ . El fotodiodo se muestra como una fuente de corriente. La impedancia de salida del módulo

$R_o$  es la combinación en paralelo de la impedancia del fotodiodo (1-2 K $\Omega$ ) y el resistor de acoplamiento de salida (el estandar es 50  $\Omega$ ). La corriente de salida se da por:

$$i_{sal} = \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) r \left( \frac{M}{L_{opt}} \right) i_{en} \quad (4)$$

Las pérdidas ópticas se dan generalmente en dB como:

$$L_{dB} = 10 \log L_{opt} \quad (5)$$

empleando las ecuaciones (4) y (5), se puede reescribir la ecuación (3) como:

$$G = 20 \log \left( \frac{R_o r M}{R_o + R_L} \right) - 2 L_{dB} \quad (6)$$

Si se incluyen las impedancias de entrada y salida en la ecuación (6) se tiene:

$$G = \left[ \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{rM}{L_{opt}} \right) \right]^2 \frac{R_L}{R_{en}} \quad (7)$$

o, en dB

$$G = 20 \log \left( \frac{R_o r M}{R_o + R_L} \right) - 2 L_{dB} + 10 \log \left( \frac{R_L}{R_{en}} \right) \quad (8)$$

esta expresión define finalmente la ganancia del enlace.

### II.3.2.- Ancho de Banda de Modulación del Láser.

Una respuesta en frecuencia típica para un enlace de fibra óptica se muestra en la figura 7 [Ortel, 1992].

Un análisis teórico muestra que la respuesta intrínseca de modulación de un láser semiconductor se comporta como una red paso-bajas de segundo orden que exhibe un pico de resonancia antes de comenzar a caer a un promedio de 40 dB/decada a altas frecuencias [Ortel, 1992]. El ancho de banda de 3 dB ( $f_{3dB}$ ) de un láser sigue la relación:

$$f_{3dB} = A\sqrt{P_{sal}} \quad (9)$$

donde  $A$  es una constante y  $P_{sal}$  es el promedio de la potencia óptica de salida en onda continua (CW) del láser. Debido a que  $P_{sal}$  es una función lineal de la corriente de polarización del láser, se puede ver que el ancho de banda de modulación se incrementa al aumentar la polarización del láser, con lo cual además se incrementa el intervalo dinámico disponible (el corte ocurre a niveles mayores de RF). El límite superior práctico está determinado por los requerimientos de linealidad, confiabilidad y efectos parásitos del diodo y empaquetado. Cuando el diodo se polariza más arriba, este se calienta más, lo cual reduce su tiempo medio de falla (MTTF --por sus siglas en ingles--). Debido a estas consideraciones, no todos los láseres cuyo desempeño se especifique por ejemplo a 3 GHz mantendrán su comportamiento a 6 GHz o 10 GHz.

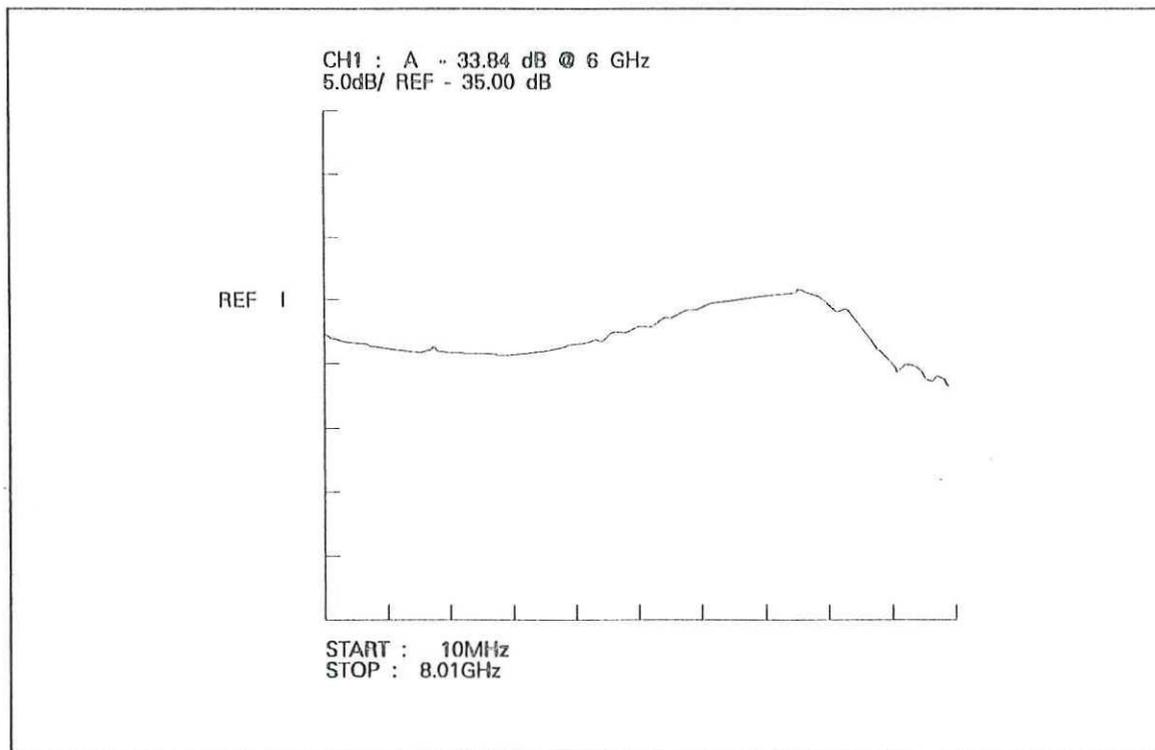


Figura 7. Respuesta en frecuencia de un enlace de microondas a 6 GHz por fibra óptica.

### II.3.3.- Intensidad Relativa de Ruido ( RIN "Relative Intensity Noise").

Para comunicaciones analógicas, se polariza un láser con corriente directa (CD) a la mitad de su región lineal (figura 2), es decir, algunos mA arriba de la corriente de umbral ( $I_{th}$ ). Cuando se polariza así, el láser emite luz con una intensidad promedio  $P_o$ . Se dice promedio porque aún si la corriente de polarización fuera perfectamente constante con el tiempo, la salida de luz del láser exhibiría pequeñas fluctuaciones de intensidad. Por tanto se define la intensidad relativa de ruido (RIN) como la relación de la amplitud cuadrática media de esas fluctuaciones a el cuadrado del promedio del nivel de intensidad (ec.10 ) [Simons 1990].

$$RIN = \frac{\langle \Delta P^2 \rangle}{P_o^2} \quad ( 1 \text{ Hz de ancho de Banda } ) \quad (10)$$

Ahora, el láser convierte la corriente de entrada a una salida de potencia óptica. Debido a que se está operando en la región lineal de la curva L-I, este factor de conversión es una constante llamada ganancia de modulación,  $M$  [Ortel, 1992], por lo que puede escribirse:

$$RIN = \frac{\langle \Delta I^2 \rangle M^2(f)}{(I - I_{th})^2 M^2(0)} \quad (11)$$

donde  $\langle \Delta I^2 \rangle$  es el valor cuadrático medio de las fluctuaciones de la corriente de entrada que producirían las fluctuaciones de intensidad de luz de salida observadas si el láser fuera no-ruidoso.

Además se ha indicado la dependencia en frecuencia de la ganancia efectiva de modulación. El denominador tiene la ganancia de modulación en CD o la luz vs. la pendiente de corriente, debido a que esto se relaciona a la potencia óptica promedio de salida acoplada a la fibra. En el numerador, la ganancia de modulación está en función de la frecuencia. La dependencia en frecuencia de la ganancia de modulación puede encontrarse al medir la ganancia del enlace en función de la frecuencia empleando un fotodiodo con una responsividad conocida,  $r$ , conectado al láser con una pérdida óptica fija,  $L_{opt}$  y empleando la ec. (7) para calcular  $M(f)$ .

Considerando lo anterior y suponiendo que  $M(f) = M(0)$ . Entonces el RIN resulta:

$$RIN = \frac{\langle \Delta I^2 \rangle}{(I - I_{th})} \quad (12)$$

### II.3.4.- Ruido Equivalente de Entrada (EIN) y Ruido de Enlace.

Una definición del ruido equivalente de entrada de un dispositivo de microondas indica que es el ruido a la entrada de RF del dispositivo que produciría la potencia de ruido observada a la salida, considerando que el dispositivo fuera no-ruidoso.

El ruido equivalente de entrada total de un enlace de fibra óptica está formado de tres componentes: (1) ruido del láser, (2) ruido de disparo ("shot noise") del fotodiodo, y (3) ruido térmico del receptor, el EIN se expresa en W/Hz.

La contribución de ruido del láser, el cual esta relacionado a la intensidad relativa de ruido, se define como  $EIN_l$ .

Una parte de la contribución de ruido del receptor es el ruido térmico por Hertz generado por los componentes (resistores, etc.) en el receptor, referido al enlace de entrada como:

$$EIN_l = kTL \quad (13)$$

donde:

$k$  : es la cte. de Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  W/Hz

$T$  : es la temperatura absoluta en °K

$L$  : representa las pérdidas eléctricas del enlace.

El circuito de RF de entrada, incluyendo al diodo láser tiene una impedancia de entrada  $R_e$ . Las fluctuaciones de corriente  $\langle \Delta I^2 \rangle$  a través de  $R_e$  entregan una potencia eléctrica de ruido que es llamada ruido equivalente de entrada del láser (EIN), dado por:

$$EIN(\text{Watts}) = \langle \Delta I^2 \rangle R_e \quad (14)$$

donde  $\langle \Delta I^2 \rangle$  está en unidades de  $A^2$ . EIN en función de RIN de las ecs. (12) y (14) resulta:

$$EIN = RIN (I - I_{th})^2 R_e \quad (15)$$

La otra parte de la contribución de ruido del receptor es el ruido de disparo del fotodiodo. El cuadrado de la corriente media de ruido de disparo esta dado por:

$$I_s^2 = 2eI_0B = 2erP_{pd}B \quad (16)$$

donde:

$I_0$  : es la corriente media del fotodiodo

$e$  : es la carga del electrón =  $1.6 \times 10^{-19}$  C

$B$  : es el ancho de banda de ruido en Hertz

$r$  : es la responsividad del fotodiodo en A/W

$P_{pd}$  : es la potencia óptica incidente en el fotodiodo

La potencia de ruido de disparo de salida entregada a la carga  $R_L$  está dada por:

$$P_s = I^2 \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)^2 R_L \quad (17)$$

donde:

$R_o$  : es la resistencia de salida del módulo del fotodiodo

$R_L$  : es la resistencia de carga

La potencia de ruido disponible a la salida es la potencia entregada a la carga cuando  $R_L = R_o$ , entonces:

$$P_s = \frac{1}{4} I_s^2 R_L = \frac{1}{2} er R_L P_{pd} B \quad (18)$$

O refiriéndose a la entrada del láser transmisor:

$$EIN_s = \frac{1}{2} er R_L P_{pd} L \quad (19)$$

y haciendo  $B = 1$  Hz. Entonces, el ruido equivalente de entrada total del enlace por fibra óptica está dado por:

$$EIN = EIN_1 + kTL + \frac{1}{2} er R_L P_{pd} L \quad (20)$$

Las pérdidas eléctricas del enlace son el inverso de la ganancia del enlace dada por la ec. (7).

$$L = \left( \frac{R_o + R_L}{R_o} \right)^2 \left( \frac{L_{opt}}{rM} \right)^2 \frac{R_e}{R_L} \quad (21)$$

$$= L_o L_{opt}^2 \left( \frac{R_e}{R_L} \right) \quad (22)$$

donde:  $L_o = \left[ \frac{R_o + R_L}{R_o rM} \right]^2$  es la pérdida del enlace cuando  $R_L = R_e$  (normalmente  $50 \Omega$ )

y  $L_{opt} = 1$  (no hay pérdida óptica).

Sustituyendo la ecuación (22) en la ecuación (20) se tiene:

$$EIN = EIN_1 + kTL_o \left( \frac{R_i}{R_L} \right) L_{opt}^2 + \frac{1}{2} erR_e L_o P_1 L_{opt} \quad (23)$$

donde:

$P_1 = P_{pd} L_{opt}$  : es la potencia óptica inyectada a la fibra.

Para mostrar completamente la dependencia de el EIN sobre las impedancias de entrada y salida en la ec. (23), se reemplaza la contribución del láser con la ec. (15). (Se supone que  $M(f) = M(0)$  [Ortel, 1992]).

$$EIN = RIN(I - I_{th})^2 R_e + kTL_o \left( \frac{R_e}{R_L} \right) L_{opt}^2 + \frac{1}{2} erR_e L_o P_1 L_{opt} \quad (24)$$

Al completar el trinomio cuadrado perfecto la ec. (24) se puede reescribir en una forma más simple para los cálculos del análisis.

$$EIN = a \left[ (L_{opt} + b)^2 - b^2 + c \right] \quad (25)$$

donde:

$$a = kTL_o \left( \frac{R_e}{R_L} \right) \quad (26)$$

$$b = \frac{erP_1 R_L}{4kT} \quad (27)$$

$$c = RIN(I - I_{th})^2 \left( \frac{R_L}{kTL_o} \right) \quad (28)$$

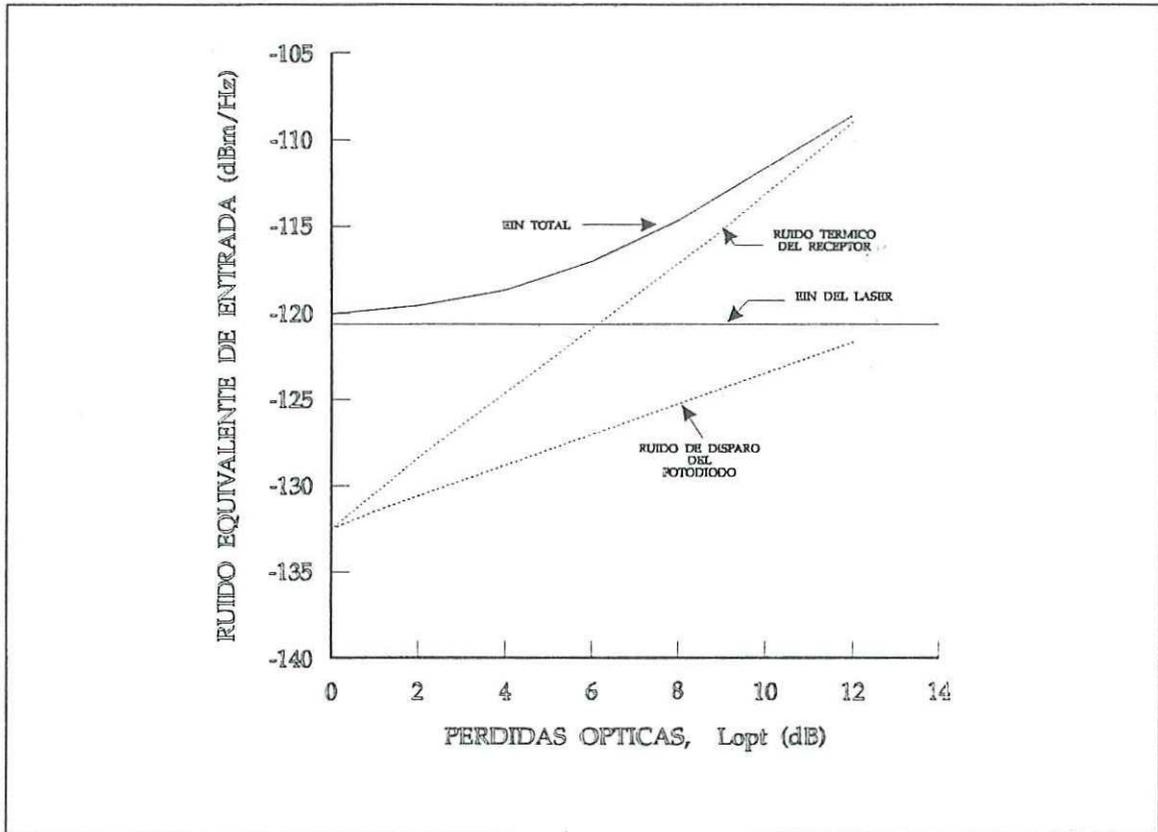


Figura 8. **Ruido Equivalente de Entrada total vs. Pérdidas ópticas.** Desempeño de un enlace típico.  $r = 0.6 \text{ A/W}$ ,  $M = 0.03 \text{ W/A}$ , lo cual da:  $L_o = 40.9 \text{ dB}$  (pérdidas de enlace sin pérdidas ópticas),  $RIN = -140 \text{ dB/Hz}$  (para un EIN de láser =  $-121 \text{ dBm/Hz}$ ).

$$R_i = R_o = R_L = 50 \Omega, P_i = 1.5 \text{ mW}, I - I_{th} = 40 \text{ mA y } T = 296 \text{ }^\circ\text{K}.$$

Las figuras 8 y 9 muestran EIN vs.  $L_{opt}$  empleando la ec. (25). Los dos últimos términos de la ec. (24) son empleados para mostrar las contribuciones de ruido térmico del receptor y ruido de disparo del fotodiodo.

### II.3.5.- Figura de Ruido y EIN ( Ruido Equivalente de Entrada).

La figura de ruido es una figura de mérito que está definida como la relación de las

potencias disponibles de salida del dispositivo ruidoso a la de un dispositivo ideal (no-ruidoso) con sus otras características idénticas cuando las entradas están terminadas por una carga pasiva a la temperatura normal de 290 °K ( $T_o$ ) [Ortel, 1992; Cheung et al, 1986; Pettai, 1984].

La potencia de salida disponible de tal carga es:

$$kT_o = 4.0 \times 10^{-18} \text{ mW/Hz} \quad \text{ó, en dBm, } -174 \text{ dBm/Hz}$$

A este nivel de potencia de RF de entrada, el ruido de piso del enlace referenciado antes de la entrada es el EIN especificado del enlace. Más aún, la potencia de ruido de salida disponible para el enlace es, en dBm/Hz:

$$N_o = EIN \text{ (dBm/Hz)} - \text{pérdidas de enlace (dB)} \quad (29)$$

donde la potencia disponible de salida para el dispositivo ideal no-ruidoso sería:

$$N'_o = -174 \text{ dBm/Hz} - \text{pérdidas de enlace (dB)} \quad (30)$$

Así que por definición la figura de ruido del enlace, en dB está dada por:

$$F(\text{dB}) = N_o - N'_o = EIN(\text{dBm/Hz}) + 174 \text{ dBm/Hz} \quad (31)$$

Una vez que se conoce la figura de ruido del enlace, se puede calcular la contribución de los componentes en cascada sobre todo el enlace, empleando la fórmula de Friis [Ortel, 1992; Pettai, 1984]. Esta fórmula proporciona la figura de ruido total de dos transductores en cascada [Ott, 1988].

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (32)$$

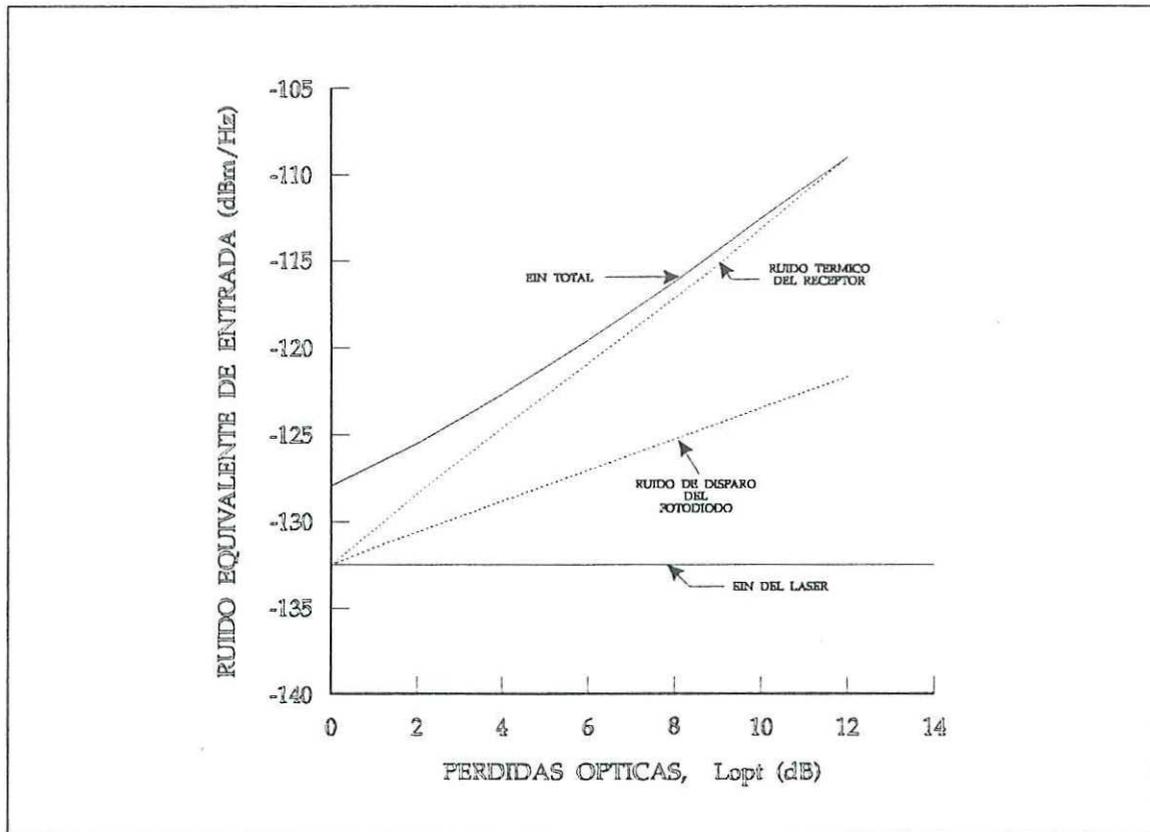


Figura 9. **Ruido Equivalente de Entrada total vs. pérdidas ópticas.** Desempeño típico para un enlace comercial para 1-2 GHz.  $r = 0.6$  A/W,  $M = 0.03$  W/A, lo cual da:  $L_o = 40.9$  dB,  $RIN = -152$  dB/Hz ( para un EIN de láser =  $-133$  dBm/Hz).  
 $R_i = R_o = R_L = 50 \Omega$ ,  $P_1 = 1.5$  mW,  $I - I_{th} = 40$  mA y  $T = 296$  °K.

donde:

$F_1, G_1$  : es la figura de ruido y ganancia del primer transductor respectivamente

$F_2$  : es la figura de ruido del segundo transductor.

Todas las cantidades se convierten de dB a relaciones numéricas, antes de efectuar el cálculo .

La ecuación (32) se puede extender a múltiples transductores en cascada y también puede ser empleada para dispositivos posteriores al enlace. Para eliminar ambigüedades, la figura de ruido se define en términos de la potencia de salida disponible y en la fórmula de Friis se supone que cada transductor en cascada está entregando su potencia disponible de salida a cada transductor subsecuente. En la práctica los errores resultantes cuando se emplean dispositivos acoplados a  $50 \Omega$  son despreciables. La fórmula debe emplearse con cuidado cuando se manejan dos dispositivos desacoplados. Tales desacoplamientos deben ser tomados en cuenta [Ortel, 1992; Pettai, 1984].

### II.3.6.- Relación Señal a Ruido ( SNR "Signal to Noise Ratio" ).

Al estudiar las especificaciones de un transmisor comercial pueden observarse algunas contradicciones [Ortel, 1992].

Las especificaciones de SNR para potencias de entrada de RF indican un nivel de ruido considerablemente mayor al indicado por las especificaciones de EIN. Esto es debido a que el ruido del láser generalmente se incrementa a frecuencias de modulación más bajas y este ruido de baja frecuencia se mezcla con la señal de entrada de RF, y es visible como bandas laterales de ruido para señales de RF de nivel alto. A niveles de entrada de RF de 10 dB o más por debajo del punto de compresión de 1 dB la contribución de ruido es lo suficientemente baja para observar que el nivel de ruido es justo el dado por la especificación de EIN (ver figura 10).

Cuando se evalúa el efecto del enlace de fibra óptica sobre la sensibilidad del sistema en el que se va a hacer el enlace, se debe conocer la relación *SNR* mínima aceptable para el receptor. Esta puede ser 3 dB o 0 dB (para sensibilidad tangencial) o aún negativa (para sistemas "spread spectrum") o algún otro valor dependiendo de los niveles necesarios para amarre de señal o fidelidad [Ortel, 1992].

### II.3.7.- Ancho de Banda Equivalente de Ruido.

La relación SNR del enlace depende no solo del nivel de señal de RF, sino además del ancho de banda equivalente de ruido. Anchos de banda mayores incluirán más potencia de ruido, y por lo tanto se reducirá la SNR. Aunque el enlace puede estar pasando muchos

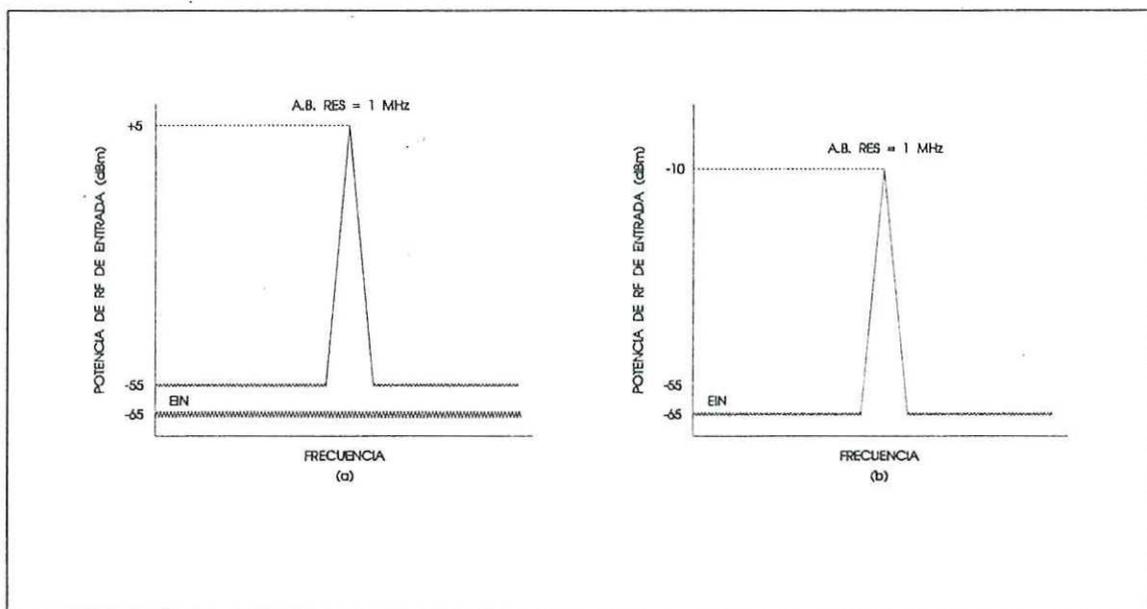


Figura 10. **Relación Señal a Ruido y EIN.** El ruido de baja frecuencia del láser es trasladado a la parte superior del intervalo de frecuencia de modulación por la señal de RF de entrada. Si la señal de entrada es suficientemente grande, este ruido determina el ruido de piso del transmisor como en (a). En (b) la señal de entrada de RF se ha reducido. El ruido de piso se ve reducido por la misma cantidad hasta que se iguala al nivel del EIN. Si se reduce más la señal de RF la relación SNR será degradada.

canales sobre una banda amplia, el receptor puede estar sintonizado a un solo canal dentro de esta banda. Este ancho de banda de un solo canal es importante al determinar la relación SNR.

El ancho de banda equivalente de ruido generalmente no es el mismo que el ancho de banda de 3 dB. El ancho de banda equivalente de ruido se define como el ancho de un rectángulo cuya área es igual al área total bajo la curva real de respuesta, y cuya altura es

igual a la amplitud máxima de la respuesta real. Matemáticamente, se representa como [Pettai, 1984]:

$$AB = \frac{\int G(f)df}{G(f_{\max})} \quad (33)$$

donde  $G(f)$  es la respuesta del sistema en función de la frecuencia, y  $f_{\max}$  es la frecuencia a la cual la respuesta es máxima.

Esta cantidad generalmente no es muy fácil de calcular, aún cuando se conozca la respuesta exacta, así que a menudo se aproxima al ancho de banda de 3 dB para cálculos superficiales.

### II.3.8.- Intervalo Dinámico y Linealidad.

El intervalo dinámico de un enlace puede ser definido independientemente de un sistema en dos formas. Una manera es especificar el intervalo desde el ruido de piso hasta la entrada del punto de compresión de 1 dB. El ruido de piso referido a la entrada es dado por el EIN y el ancho de banda.

Otra definición es el intervalo dinámico libre de espurios el cual es el intervalo entre el ruido de piso y el nivel al cual los productos de intermodulación de tercer orden son tangenciales con el nivel de ruido. Los productos de IM de tercer orden pueden calcularse de la entrada del punto de intercepción de tercer orden (*TOI*) como en la figura 11 [Ortel, 1992].

La entrada de intercepción de tercer orden es una especificación de linealidad de pequeña señal derivada de una prueba de dos tonos. Dos señales CW de igual nivel son alimentadas al dispositivo bajo prueba (en este caso el enlace de fibra óptica). Su separación es pequeña comparada a las variaciones en frecuencia de la curva de respuesta.

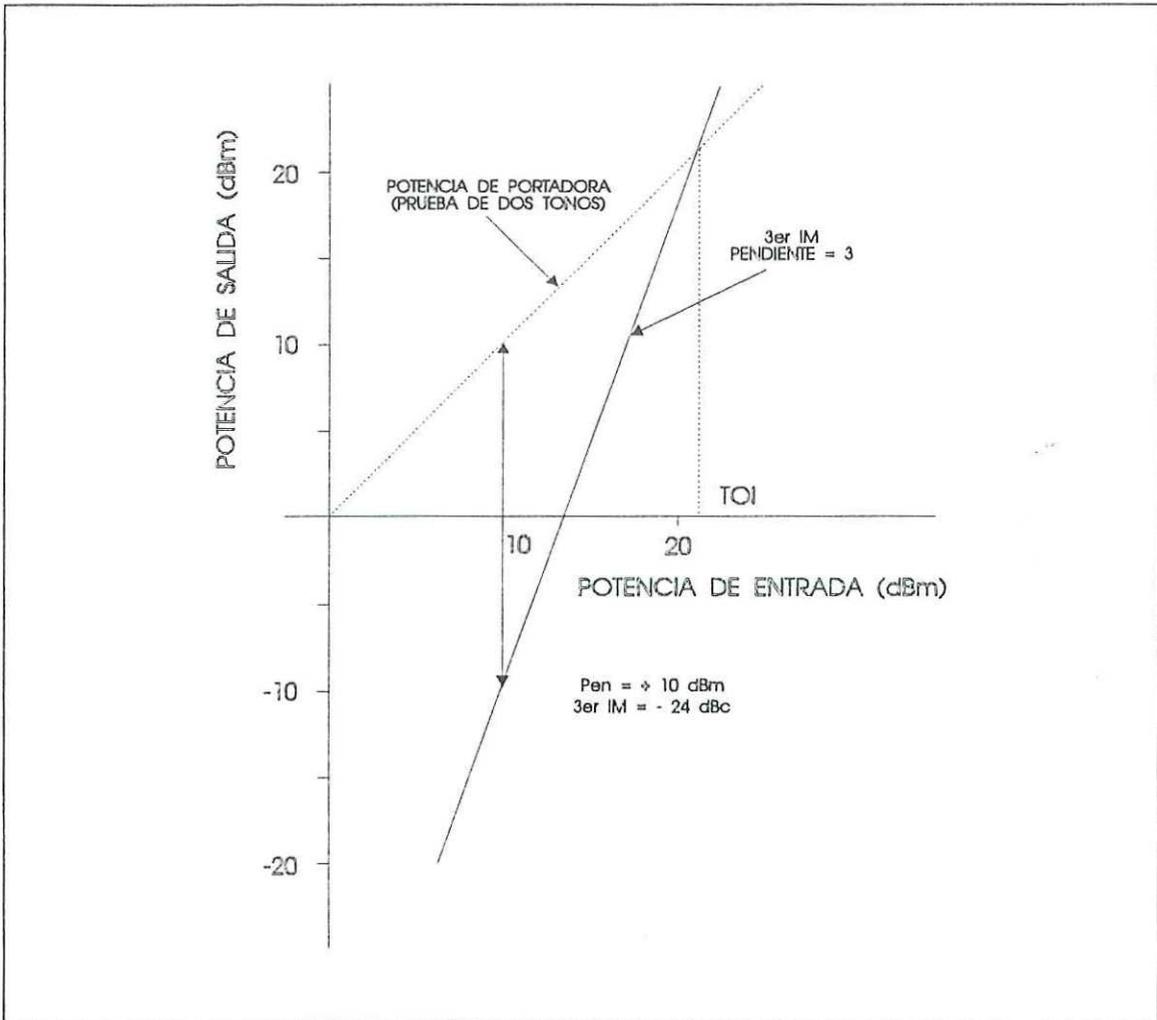


Figura 11. **Productos de Intermodulación de Tercer Orden y Linealidad de Intercepción de Tercer Orden.** Para un dispositivo de RF "funcionando bien", los productos de intermodulación de tercer orden estarán cuando mucho dos veces por debajo del nivel de la portadora, siempre que la portadora este por debajo del punto de intercepción de tercer orden (TOI).

Si el dispositivo fuera perfectamente lineal, la salida sería simplemente dos portadoras incrementadas por la ganancia ó decrementadas por las pérdidas del dispositivo. Cualquier no-linealidad en el dispositivo causará la mezcla de las dos señales dando como resultado productos de intermodulación con frecuencias dadas por [Simons, 1990]:

$$f_{IM} = nf_1 \pm mf_2 \quad (34)$$

donde  $f_1, f_2$  son las frecuencias de las dos portadoras y  $n$  y  $m$  son enteros.

La suma  $n + m = N$  es el orden del producto particular de intermodulación. Las IM que están espaciadas  $\Delta f = f_2 - f_1$  arriba y abajo de cada una de las portadoras son los productos de IM de tercer orden. En la región más lineal del dispositivo bajo prueba los productos de IM de tercer orden serán los dominantes. En esta región, el dispositivo se "comporta bien", lo cual significa que en este caso, cuando la potencia de entrada se incrementa 1 dB, entonces cada uno de los productos de IM de tercer orden se incrementará 3 dB. La entrada de intercepción de tercer orden se define como el nivel de entrada al cual la potencia de salida por portadora sería igual al nivel de los productos de intermodulación de tercer orden. Debido a que se supone que el dispositivo se "comporta bien", los niveles de portadora y productos de IM de tercer orden están en funciones lineal de la potencia de entrada. La pendiente de la portadora de entrada vs. salida es 1 y para el tercer IM vs. entrada es 3. Ahora bien, si la portadora se disminuye en 12 dB del nivel de entrada  $TOI$  entonces el nivel de los productos de IM de tercer orden disminuirán 36 dB lo cual sería 24 dB debajo del nivel de la portadora (-24 dBc) (ver figura 11) [Simons, 1990].

Si los niveles de señal de entrada son lo suficientemente altos, habrá desviaciones significativas del modelo ideal. Esto es debido a que múltiples señales de RF se agregarán aleatoriamente en fase para dar profundidades de modulación grandes las cuales manejarán al láser por encima del umbral. Este gran recorte producirá productos de intermodulación mayores que los predichos por el modelo simple.

Para transmisión lineal de un gran número de portadoras, en general se tiene como regla que el nivel de potencia rms debe tener al menos un margen de 10 dB del punto de compresión de 1 dB.

El punto de compresión de 1 dB de entrada es el nivel de potencia de entrada de una señal CW simple, para el cual la potencia de salida es 1 dB menor a la que tendría si el

dispositivo bajo prueba fuera perfectamente lineal. Por lo tanto el punto de compresión de 1 dB es una especificación de linealidad de señal grande [Ortel, 1992].

## II.4.- Caracterización del Fotodiodo Receptor

### II.4.1.- Profundidad de Modulación.

Para caracterizar el desempeño del fotodiodo receptor independientemente del resto del enlace, se introduce el concepto de profundidad de modulación,  $m$ . Este se define como la relación de amplitud pico de la modulación de intensidad del láser al promedio de la intensidad del láser. Entonces:

$$m = \frac{P_{pico} - P_0}{P_0} \quad (35)$$

La potencia de luz del láser acoplada a la fibra es linealmente proporcional a la corriente eléctrica de entrada. La constante de proporcionalidad es la ganancia de modulación del láser,  $M$ .

$$m = \frac{iM(f)}{(I - I_{th})M(0)} \quad (36)$$

donde:

$i$  : es la corriente de modulación.

$I$  : es la polarización en CD del láser

$I_{th}$  : es la corriente de umbral del láser

y la dependencia en frecuencia de la ganancia de modulación se muestra explícitamente.

La potencia promedio de entrada es:  $\frac{1}{2}i^2R_e$  donde  $R_e$ : es la impedancia de entrada.

Además se puede relacionar la profundidad de modulación con la potencia de RF de entrada,  $P_e$ , por:

$$m = \frac{\sqrt{2P_e / R_e}}{I - I_{th}} \left( \frac{M(f)}{M(0)} \right) \quad (37)$$

ó,

$$m = \frac{\sqrt{2P_e / R_e}}{I - I_{th}} \quad \text{si} \quad M(f) = M(0) \quad (38)$$

#### II.4.2.- Relación Señal a Ruido.

Regresando con el receptor de la figura 6, el nivel de señal de salida ( $S$ ) se escribe como:

$$S = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) r m P_{pd} \right]^2 R_L \quad (\text{Watts}) \quad (39)$$

donde:

$m$  : es la profundidad de modulación

$P_{pd}$  : es la potencia óptica promedio incidente en el fotodiodo

$r$  : es la responsividad del fotodiodo en A/W

$R_o$  : es la resistencia de salida del módulo del fotodiodo

$R_L$  : es la resistencia de carga

Se tiene el factor  $\frac{R_o}{R_o + R_L}$  debido a que la corriente del fotodiodo se entrega al paralelo de  $R_o$  y  $R_L$ .

Si se considera que  $R_o = R_L$ . Entonces la ecuación (39) se convierte en:

$$S = \frac{1}{8} (r m P_{pd})^2 R_L \quad (40)$$

La potencia de ruido disponible a la salida del receptor es la suma del ruido térmico y el ruido de disparo.

$$N = kTB + \frac{1}{2} e r P_{pd} R_L B \quad (41)$$

donde:

$k$  : es la constante de Boltzman =  $1.38 \times 10^{-23}$  W/°K·Hz

$T$  : es la temperatura absoluta en °K

$B$  : es el ancho de banda de ruido en Hertz

$e$  : es la carga del electrón =  $1.6 \times 10^{-19}$  C

$r$  : es la responsividad del fotodiodo en A/W

$P_{pd}$ : es la potencia óptica incidente en el fotodiodo en Watts

$R_L$ : es la resistencia de carga.

El desempeño de señal a ruido de un receptor solo es entonces:

$$S/N = \left( \frac{1}{8B} \right) \frac{(mP_{pd}r)^2 R_L}{kT + \frac{1}{2} erP_{pd}R_L} \quad (42)$$

#### II.4.3.- Sensitividad del Receptor.

Para calcular la sensitividad de un receptor con una relación señal a ruido y profundidad de modulación dadas, se resuelve la ec. (42) para  $P_{pd}$ . Esto dará la potencia óptica mínima incidente en el fotodiodo que dará como resultado la relación señal a ruido especificada para una profundidad de modulación dada. Rearreglando se tiene [Ortel, 1992]:

$$m^2 r^2 R_L P_{pd}^2 - 4B(S/N)erR_L P_{pd} - 8B(S/N)kT = 0 \quad (43)$$

empleando la fórmula de la ec. cuadrática se tiene:

$$P_{pd} = \frac{2B(S/N)e \pm 2 \sqrt{B^2(S/N)^2 e^2 + \frac{2m^2 B(S/N)kT}{R_L}}}{m^2 r} \quad (44)$$

El segundo término siempre será mayor que el primero así que se ignora el signo menos.

Se puede escribir la ec.(44) como:

$$P_{pd} = \frac{2B(S/N)e}{m^2 r} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{2m^2 kT}{B(S/N)e^2 R_L}} \right] \quad (45)$$

Para un receptor estandar se tiene  $R_L = 50 \Omega$ . Además, eligiendo  $T = 296 \text{ }^\circ\text{K}$  (temperatura ambiente). Entonces:

$$P_{pd} = \frac{2B(S/N)e}{m^2 r} \left( 1 + \sqrt{1 + \left[ \frac{m^2}{B(S/N)} \right] 6.38 \times 10^{15}} \right) \quad (46)$$

El segundo término bajo el radical sería igual a uno si  $B(S/N) = 123 \text{ dB}$  o  $2.1 \times 10^{12}$  y  $m = 0.018$ . Sin embargo, para conseguir  $B(S/N) = 123 \text{ dB}$  a través de un enlace real, la potencia RF de entrada al transmisor láser debería ser  $0 \text{ dBm}$  a  $1 \text{ GHz}$  o  $m = 0.158$ . Con esta profundidad de modulación el segundo término sería  $80$ . Por otro lado,  $m = 0.018$  corresponde a una potencia de RF de entrada de  $-19 \text{ dBm}$  al transmisor. Con un ruido equivalente de entrada del láser de  $-120 \text{ dBm/Hz}$  se tiene una relación señal a ruido de  $101 \text{ dB/Hz}$  o  $125 \times 10^{10} / \text{Hz}$ . Entonces, el segundo término bajo el radical se hace  $164$ . De otra forma, el segundo término es mucho mayor que la unidad. Por lo tanto la ec.(45) se puede reescribir como:

$$P_{pd} \approx \frac{1}{mr} \sqrt{\frac{8kTB(S/N)}{R_L}} \quad (47)$$

para:  $\frac{B(S/N)}{m^2} \ll 6.38 \times 10^{15}$

La aproximación de la ec.(47) simplemente demuestra que a bajos niveles de potencia óptica de entrada, el ruido limitante es el ruido térmico del receptor y no el ruido de disparo del fotodiodo.

Se define la sensibilidad absoluta como la potencia óptica mínima incidente en el fotodiodo que dará como resultado una relación señal a ruido de 1 (considerando que la señal de entrada es no-ruidosa). Si se generaliza para  $R_o \neq R_L$ . Entonces la ec.(47) se transforma en:

$$P_{pd} = \frac{R_o + R_L}{mrR_o} \sqrt{\frac{2kTB}{R_L}} \quad \text{donde } (S/N) = 1 \quad (48)$$

Este es el mismo resultado que el obtenido al hacer la ec.(39) igual a  $kTB$  (i.e. el ruido de disparo es despreciable).

$P_{pd}$  será mínima cuando la ganancia de modulación  $m$  sea máxima, suponiendo que este máximo corresponde al nivel de entrada de RF del transmisor de +13 dBm (una entrada típica para el punto de compresión de 1 dB del transmisor láser). Este nivel de potencia corresponde a  $m = 0.706$ .

Para un fotodiodo receptor estandar se igualan los valores  $R_o = R_L = 50 \Omega$ . mientras que para un fotodiodo desacoplado, se tienen valores de  $R_o = 1000 \Omega$ ,  $R_L = 50 \Omega$ . Finalmente, si se quita la resistencia de salida y se incluye una red de acoplamiento reactiva sin pérdidas, entonces  $R_o = R_L = 1000 \Omega$  [Ortel, 1992].

Sustituyendo los casos anteriores en (48):

$$P_{pd} = 42.6 \text{pW} / \sqrt{\text{Hz}} \quad R_o = R_L = 50 \Omega \quad (49)$$

$$P_{pd} = 21.3 \text{pW} / \sqrt{\text{Hz}} \quad R_o = 1000 \Omega, R_L = 50 \Omega \quad (50)$$

(desacoplado)

$$P_{pd} = 9.5 \text{pW} / \sqrt{\text{Hz}} \quad R_o = R_L = 1000 \Omega \quad (51)$$

(red de acoplamiento sin pérdidas)

Si la salida del fotodiodo receptor se conecta a una impedancia acoplada a la entrada del amplificador, entonces, el término de ruido térmico de la ec.(41) se convierte en:

$$N_t = FkTB \quad (52)$$

donde  $F$  es la figura de ruido del amplificador.

La ec.(47) se convertiría entonces en:

$$P_{pd} \approx \frac{1}{mr} \sqrt{\frac{8FkTB(S/N)}{R_L}} \quad (53)$$

donde  $R_L$  es ahora la impedancia de entrada del amplificador.

## II.5 .- Modelado del Fotodiodo para su Aplicación en Diseño de Sistemas Foto-Receptores de Microondas con Ayuda de Programas de Simulación.

Para analizar y diseñar enlaces de microondas por fibra óptica se requiere contar con modelos de el diodo láser y el fotodiodo.

El modelado y caracterización eléctrica de tales dispositivos no difiere mucho de otros dispositivos de estado sólido de microondas. Para medir los coeficientes de reflexión vs. frecuencia de los láser o fotodiodos en chip se hace uso de un analizador de redes, tal como el HP8510, empleando un método de desplazamiento de plano de referencia (de-embedding), para eliminar los elementos parásitos del empaquetado en las mediciones. Al tener los modelos de los dispositivos se puede hacer uso de programas de optimización, por ejemplo el programa ACADEMY. Si los datos obtenidos en el simulador con el modelo se



### II.5.1.- Elementos Parásitos de Empaquetado.

Los empaquetados de fotodiodos disponibles comercialmente son a menudo insatisfactorios para su uso en frecuencias de microondas, debido a los grandes valores de los elementos parásitos del empaquetado. La solución a este problema es adquirir los dispositivos en forma de "chip" y soldarlos al propio circuito receptor. Los fotodiodos requieren el mismo cuidado en manejo e instalación que otros dispositivos de microondas, tales como diodos o FETs (por ejemplo evitar descargas eléctricas estáticas).

### II.5.2.- Diseño de Circuitos de Acoplamiento de Impedancia.

Después de obtener el modelo de microondas exacto para el fotodiodo, se debe considerar el problema de acoplamiento de impedancias. El fotodiodo tiene una impedancia de salida muy alta, y se puede realizar un acoplamiento de impedancia de banda angosta con elementos sin pérdidas. Si se quiere una operación de banda ancha deben emplearse elementos de acoplamiento resistivos, aunque estos elementos resistivos incrementarán las pérdidas por inserción.

Para acoplamientos de banda angosta se pueden utilizar circuitos de acoplamiento de impedancia de microcinta de dos elementos. Si se requiere operación con mayor ancho de banda, será necesario hacer uso de circuitos de acoplamiento multielementos más complejos.

### II.5.3.- Acoplamiento de Impedancia del Fotodiodo.

La impedancia del fotodiodo puede acoplarse a  $50 \Omega$  empleando un inductor en serie,  $L_M$ , para resonar la capacitancia del fotodiodo,  $C_{PD}$ , seguido por un transformador de impedancias de  $1/4$  de longitud de onda, con impedancia  $Z_T$ , para acoplar la resistencia de la impedancia del dispositivo a  $50 \Omega$  [La Chapelle, 1989].

$$L_m = \frac{1}{\omega^2(C_{PD} - L_B)} \quad (54)$$

$$Z_T = (R_0 R_{PD})^{1/2} \quad (55)$$

La carta de Smith de la figura 13 ilustra el método de acoplamiento de impedancia para el fotodiodo. La inductancia de acoplamiento en serie es aproximada por una sección corta de línea de transmisión de alta impedancia y el transformador es aproximado por una sección de cuarto de longitud de onda de la línea de microcinta.

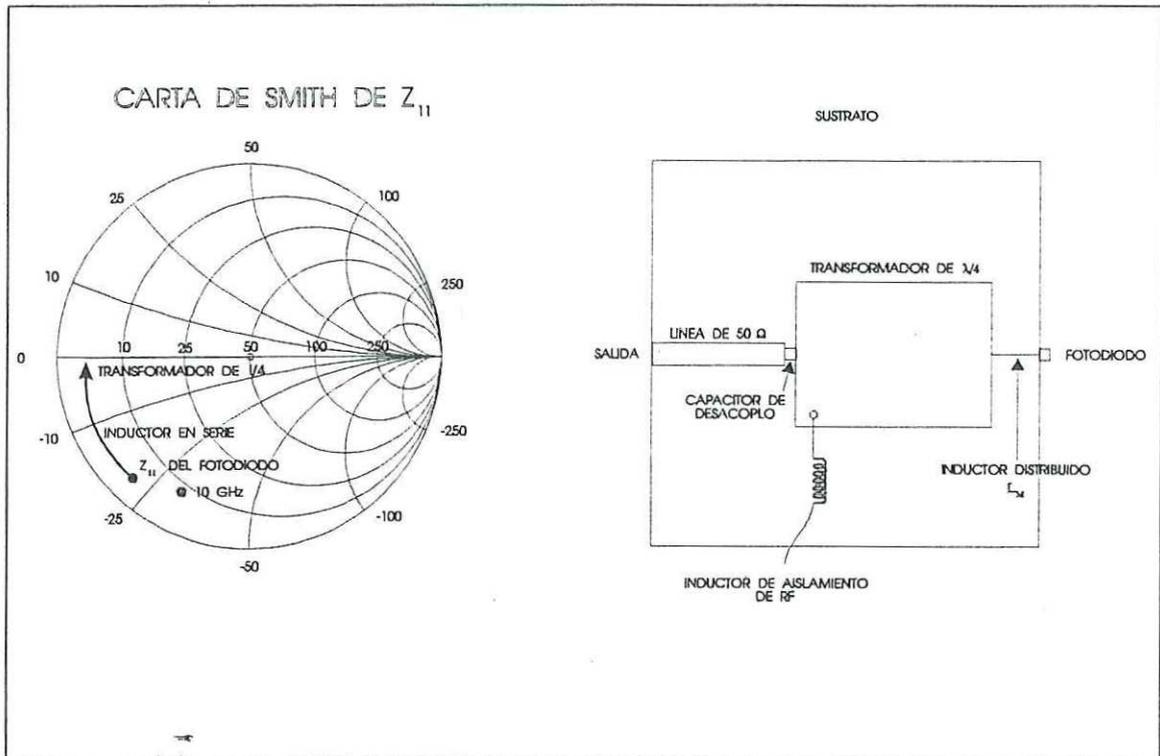


Figura 13.- Metodo de acoplamiento de impedancia del fotodiodo y realización física en microcinta del circuito de acoplamiento.

La figura 14 muestra la comparación del comportamiento de redes de acoplamiento "sin pérdidas" o reactivas y redes de acoplamiento resistivas.

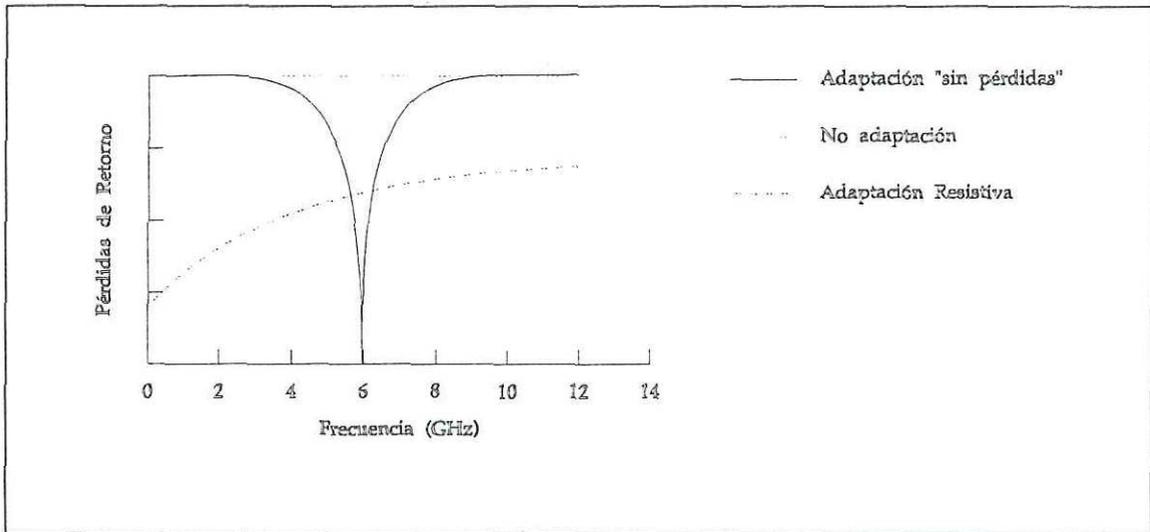


Figura 14.- Comparación de acoplamientos con redes de acoplamiento reactivo y redes de acoplamiento resistivo.

### III.- AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.

#### III.1.-Diseño de Amplificadores de Microondas con Transistores.

Las herramientas necesarias para el diseño de amplificadores de microondas se basan principalmente en los fundamentos de las líneas de transmisión. Basándose en los parámetros "S" de los transistores y ciertos requerimientos de desempeño se puede desarrollar un procedimiento sistemático para el diseño de tales amplificadores. En la implementación final del diseño se tendrán algunos errores, los cuales son resultado de las variaciones de los parámetros, capacitancias parásitas y otras causas aleatorias.

Las consideraciones más importantes de diseño en un amplificador de microondas a transistores son: la estabilidad, ganancia en potencia, ancho de banda, ruido y polarización.

Un diseño generalmente comienza con un conjunto de especificaciones y con la selección del transistor apropiado. Posteriormente se realiza una solución matemática sistematizada, ayudada por métodos gráficos para determinar la carga del transistor (i.e. los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga) para un criterio particular de estabilidad y ganancia.

En función de su aplicación los amplificadores de microondas se clasifican en: amplificadores de bajo ruido, amplificadores de mediana potencia (alta ganancia) y amplificadores de potencia. Los parámetros que caracterizan el funcionamiento de estos amplificadores dependen fuertemente del punto de polarización del dispositivo activo (por ejemplo un MESFET, HEMT o PHEMT) [Gamand, 1992]. Algunas de las características de los amplificadores en cuestión se definen a continuación:

##### a) Amplificadores de bajo nivel de ruido (ABR)

- Factor de ruido mínimo  $F_{\min}$
- Ganancia asociada a  $F_{\min}$
- Coeficiente de reflexión óptimo

b) Amplificadores de mediana potencia (AMP)

- Ganancia máxima disponible
- Coeficiente de reflexión óptimo en la carga  $\Gamma_L$ , y en el generador  $\Gamma_g$ .

c) Amplificadores de Potencia (AP)

- Alta potencia de salida
- Baja intermodulación

Para lograr las características anteriormente mencionadas de los ABR, AMP y AP, es necesario presentar las impedancias óptimas a la entrada y la salida del elemento activo.

En los párrafos siguientes se describirán los parámetros más significativos de los amplificadores de microondas, y se hará énfasis en aquellos que caracterizan a los ABR por el enfoque del presente trabajo.

### III.2.- Ganancia de Potencia del Amplificador.

Los tres tipos de ganancia que caracterizan a los amplificadores de microondas se clasifican de la manera siguiente: La ganancia de transductor  $G_T$ , la ganancia en potencia  $G_P$  y la ganancia disponible  $G_D$ , y se definen como sigue [Gonzalez, 1984; Mediavilla Sanchez, 1992; Medina Monroy, 1992; Vendelin, 1990]:

- a) GANANCIA EN POTENCIA.- La ganancia en potencia de un cuadripolo se define como la relación de la potencia de salida del cuadripolo a la potencia de entrada del mismo.

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} \quad (56)$$

$$G_p(dB) = 10 \log \left( \frac{P_s}{P_e} \right)$$

- b) GANANCIA DE TRANSDUCTOR.- La ganancia del transductor se define como la relación de la potencia de salida  $P_s$  a la potencia máxima disponible que se puede obtener del transductor cuando este está convenientemente acoplado.

$$G_T = \frac{P_s}{P_T} \quad (57)$$

$$G_T(dB) = 10 \log \left( \frac{P_s}{P_T} \right)$$

- c) GANANCIA DISPONIBLE.- Se define como la relación que existe entre la potencia de salida y la potencia de entrada cuando el generador y la carga están completamente acoplados.

$$G_D = \frac{P_{DS}}{P_{DE}} \quad (58)$$

$$G_D(dB) = 10 \log \left( \frac{P_{DS}}{P_{DE}} \right)$$

La figura 15 ilustra el flujo de señales de un amplificador y las diferentes ecuaciones de ganancia empleadas [Pojar, 1990].

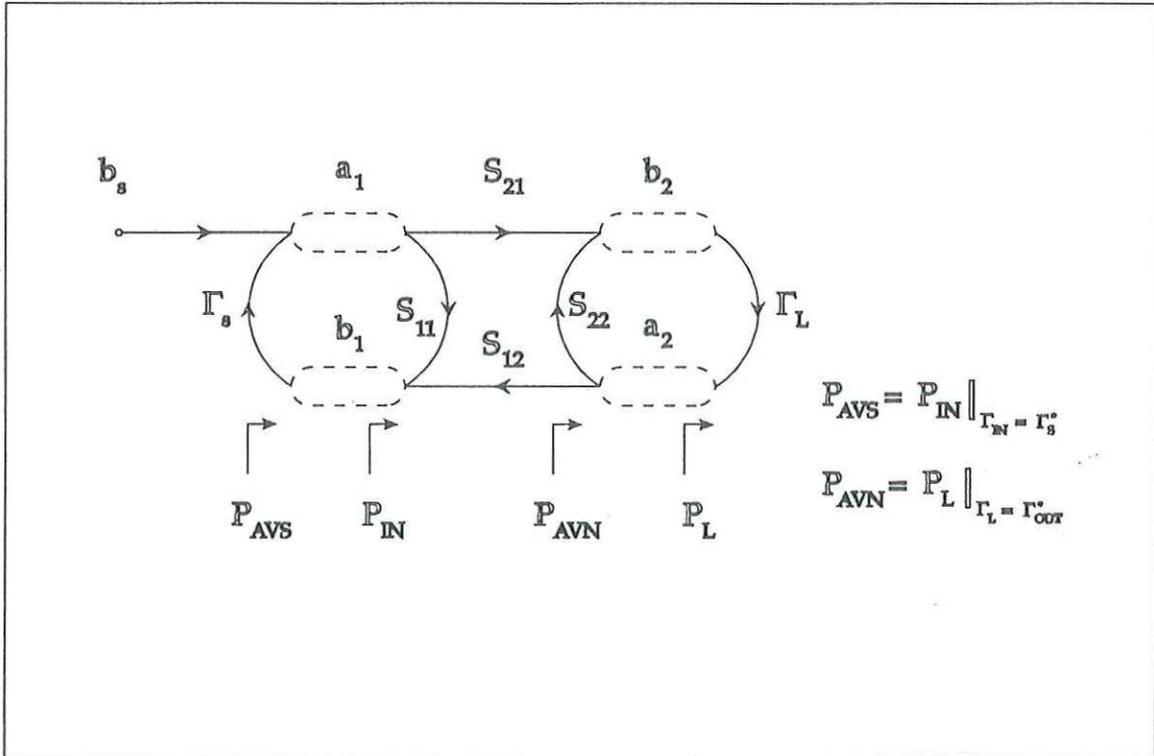


Figura 15. Definición de diferentes potencias.

En función de los coeficientes de reflexión en el generador  $\Gamma_g$  y en la carga  $\Gamma_L$  las tres ganancias mencionadas anteriormente se expresan como:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (59)$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (60)$$

$$G_{TV} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (61)$$

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 (1 - |S'_{11}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{para } \Gamma_L = 0) \quad (62)$$

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2 (1 - |S'_{22}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (\text{para } \Gamma_G = 0) \quad (63)$$

$$G_{ma} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (64)$$

$$G_{TU_{\max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (65)$$

$$G_{ms} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (66)$$

$$U = \frac{1/2 |S_{21}/S_{12} - 1|^2}{K |S_{21}/S_{12} - \text{Re}(S_{21}/S_{12})|} \quad (67)$$

### III.3.- Consideraciones de Estabilidad.

En una red de dos puertos, las oscilaciones son posibles cuando los puertos de entrada o salida presentan resistencia negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_G| > 1$  ó  $|\Gamma_L| > 1$ , lo cual ocurre para un dispositivo unilateral cuando  $|S'_{11}| > 1$  ó  $|S'_{22}| > 1$ .

La red de dos puertos de la figura 16 es incondicionalmente estable a una frecuencia dada si las partes reales de  $Z_{EN}$  y  $Z_{SAL}$  son mayores que cero para todas las impedancias pasivas de generador y carga. La red es potencialmente inestable si algunas terminaciones pasivas de la carga y generador producen impedancias de entrada y salida que tengan una parte real negativa [Pieter, 1985].

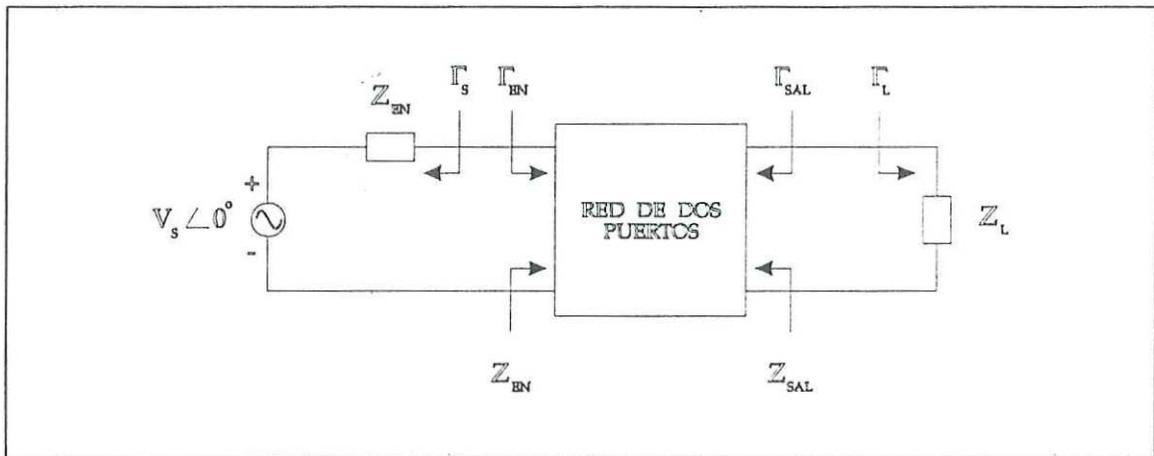


Figura 16 . Estabilidad de redes de dos puertos.

En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para estabilidad incondicional a una frecuencia dada son [Poazar, 1990]:

$$|\Gamma_G| < 1 \quad |\Gamma_L| < 1 \quad (68)$$

$$|S'_{11}| = |\Gamma_{EN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (69)$$

$$|S'_{22}| = |\Gamma_{SAL}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right| = \left| \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right| < 1 \quad (70)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (71)$$

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

Cuando la red de dos puertos es potencialmente inestable, se pueden determinar gráficamente las regiones en donde  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_G$  hacen estable al amplificador.

En primer lugar se igualan  $|\Gamma_{EN}|$  y  $|\Gamma_{SAL}|$  a 1, con lo que se obtienen las magnitudes de la frontera entre las regiones de estabilidad e inestabilidad. Al resolver las igualdades para  $\Gamma_G$  y  $\Gamma_L$  se observa que tales soluciones caen dentro de ecuaciones de círculos llamados círculos de estabilidad.

Los radios y centros de los círculos donde  $|\Gamma_{EN}| = 1$  y  $|\Gamma_{SAL}| = 1$  en los planos  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_G$  respectivamente, se pueden calcular con las ecuaciones (72) a (75).

Valores de  $\Gamma_L$  para  $|\Gamma_{EN}| = 1$  (Círculo de estabilidad de salida)

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radio}) \quad (72)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (73)$$

\* significa complejo conjugado

Valores de  $\Gamma_G$  para  $|\Gamma_{SAL}| = 1$  (Círculo de estabilidad de entrada)

$$r_G = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radio}) \quad (74)$$

$$C_G = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (75)$$

Tales valores pueden ser trazados en la carta de Smith, de la manera mostrada en la figura 17:

Para tales círculos se tendrán regiones estables o inestables cuando:

$$\text{Estables} \begin{cases} |S'_{11}| < 1 \\ |S'_{22}| < 1 \end{cases} \quad \text{Inestables} \begin{cases} |S'_{11}| > 1 \\ |S'_{22}| > 1 \end{cases} \quad (76)$$

Las condiciones para estabilidad incondicional son:

$$\begin{aligned} |C_L| - r_L > 1 \quad \text{para} \quad |S_{11}| < 1 \\ |C_G| - r_G > 1 \quad \text{para} \quad |S_{22}| < 1 \end{aligned} \quad (77)$$

Sustituyendo los valores de  $C_L$  y  $C_G$  y reorganizando términos, se llega a la siguiente condición de estabilidad [Gonzalez, 1984; Medina Monroy, 1992; Vendelin, 1990]

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (78)$$

Al término  $K$  se le conoce como factor de estabilidad o factor de Rollet, el cual debe ser mayor que la unidad para asegurar una estabilidad incondicional [Gonzalez, 1984; Medina Monroy, 1992; Vendelin, 1990]. Si  $K$  es mayor que 1, se tiene una condición

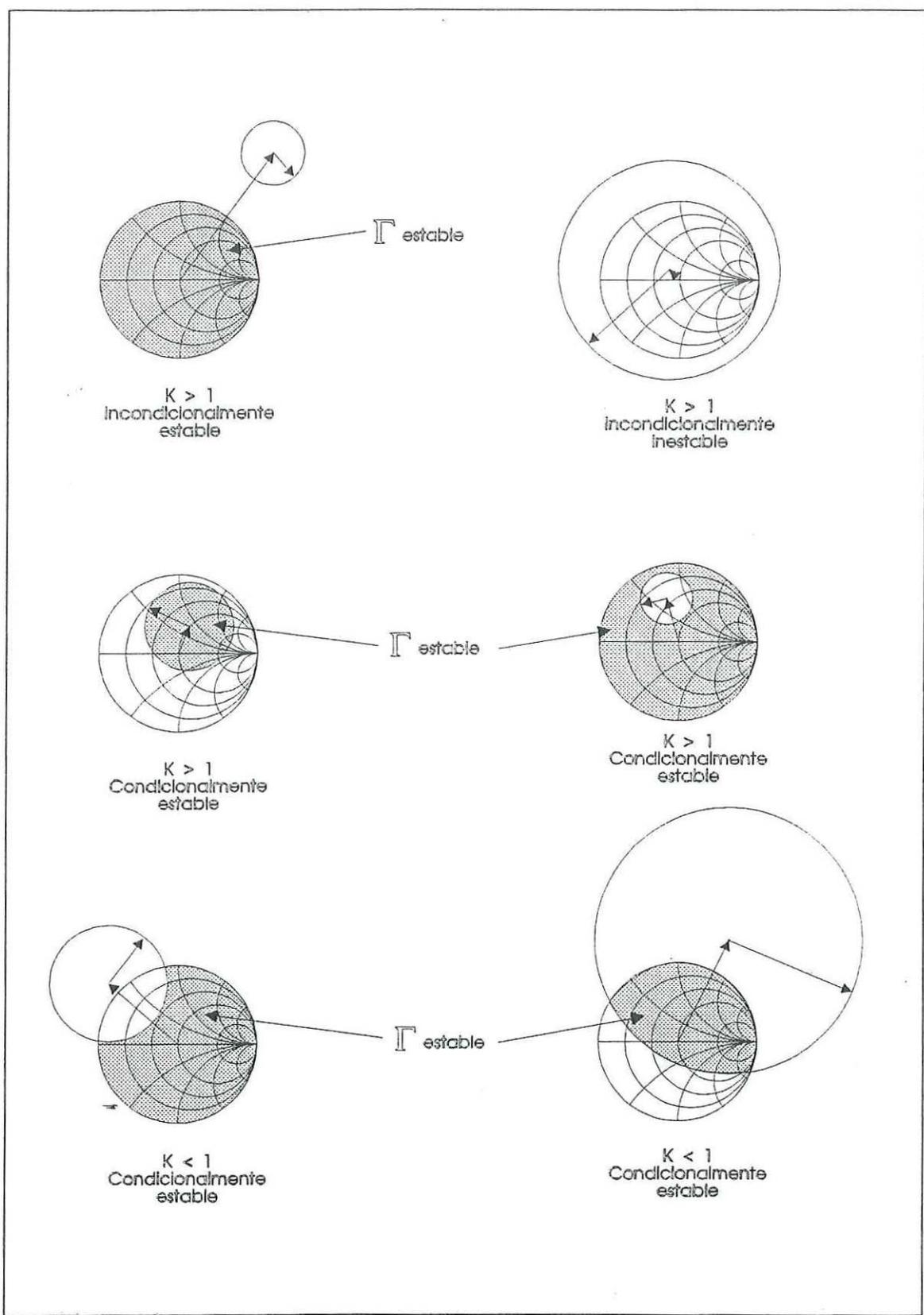


Figura 17 .Regiones de estabilidad e inestabilidad.

necesaria pero no suficiente para estabilidad, por lo que debe cumplirse :

$$K > 1 \quad \text{y} \quad |\Delta| < 1 \quad (79)$$

La estabilidad de un amplificador o su resistencia a oscilar es una consideración muy importante en un diseño y puede determinarse a partir de los parámetros "S" de las redes de acoplamiento y las terminaciones.

### III.4.- Representación Gráfica de la Ganancia.

Para determinar la topología de la red de adaptación de la entrada y de la salida que permite obtener máxima ganancia se hace uso de la representación gráfica de los círculos de ganancia. La ganancia de potencia se representa gráficamente en la carta de Smith en forma de círculos. La ecuación de ganancia en potencia determina los círculos en el plano de la carga, ya que dicha ecuación es independiente de la impedancia del generador. La ganancia en potencia se representa en función de  $\Gamma_L$  por la siguiente ecuación:

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (80)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (81)$$

esta también puede expresarse de la manera siguiente:

$$G_P = |S_{21}|^2 g_2 \quad (82)$$

$$g_2 = \frac{G_P}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (83)$$

Al reordenar la ecuación y factorizando para  $\Gamma_L = U + jV$  [Medina Monroy, 1992], se obtiene la ecuación de un círculo con centro en [Collin, 1992; Medina Monroy, 1992]:

$$C_{g_L} = \frac{g_2 C_2^*}{1 + g_2 D_2} \quad (84)$$

donde :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (85)$$

y su radio es:

$$R_{g_L} = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_2 + |S_{12}S_{21}|^2 g_2^2}}{1 + g_2 D_2} \quad (86)$$

Por otra parte los círculos de ganancia en el plano del generador se obtienen de la ecuación para la ganancia disponible  $G_D$ :

$$G_D = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_G|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_G C_1)} \quad (87)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (88)$$

Su centro se localiza en:

$$C_{g_g} = \frac{g_1 C_1^*}{1 + g_1 D_1} \quad (89)$$

donde:

$$g_1 = \frac{G_D}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_G|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_G C_1)} \quad (90)$$

$$D_1 = |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (91)$$

y tiene un radio:

$$R_{g_g} = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_1 + |S_{12} S_{21}|^2 g_1^2}}{1 + g_1 D_1} \quad (92)$$

Cuando la ganancia tiende a infinito, el círculo de ganancia infinita será el círculo de estabilidad. Si el círculo tiene un radio igual a cero, el valor de la ganancia de dicho "círculo" o punto será igual a la ganancia máxima disponible  $G_{md}$ .

Según los valores de los parámetros "S" se pueden presentar dos casos:

- a) Estabilidad condicional
- b) Estabilidad incondicional

### III.5.- Acoplamiento de Impedancias.

La adaptación de impedancias a la entrada y a la salida de un cuadripolo se obtiene cuando:

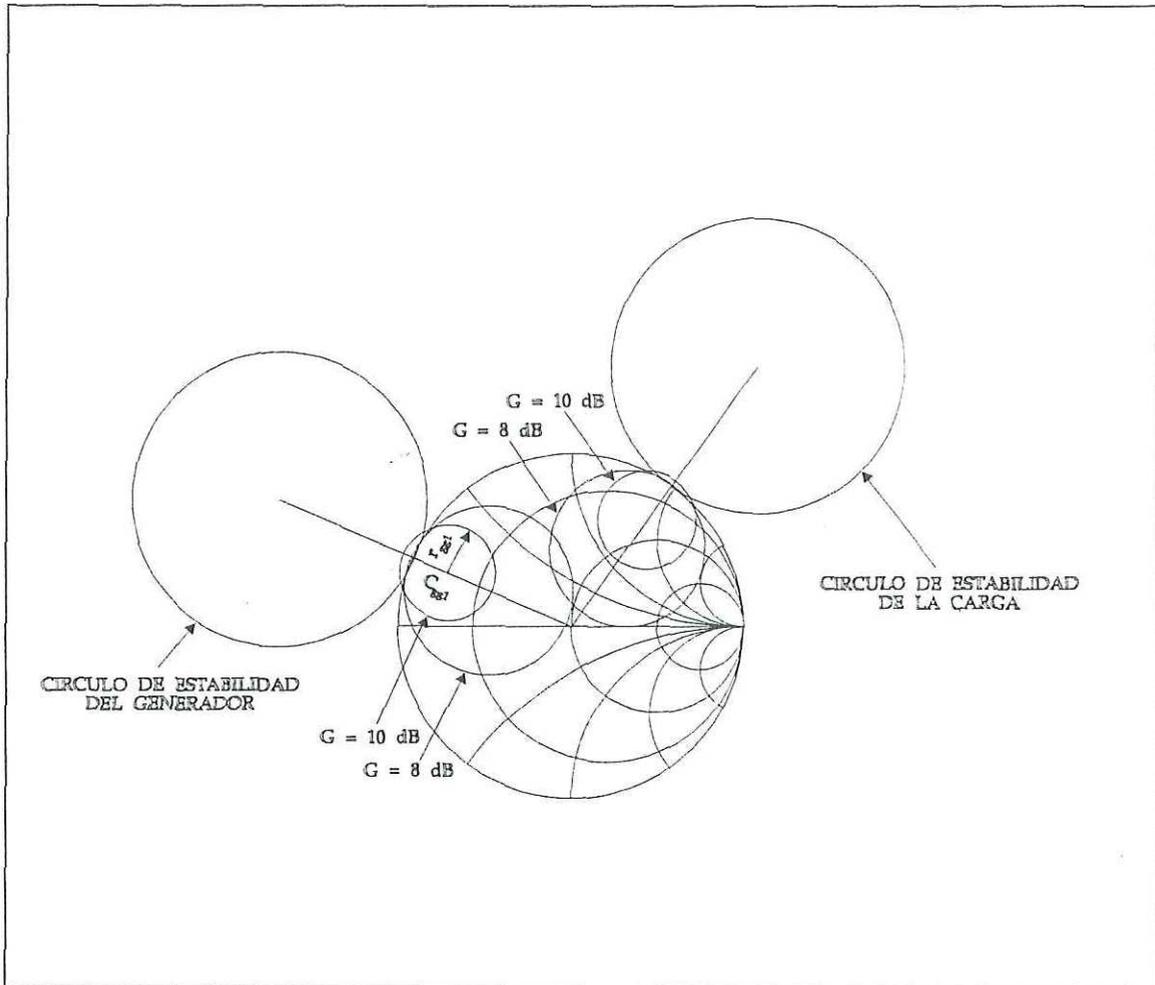


Figura 18. Círculos de estabilidad de la carga y el generador.

$$\Gamma_L = \left[ S_{22} + \frac{\Gamma_g S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_g S_{22}} \right]^* \quad (93)$$

$$\Gamma_g = \left[ S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right]^* \quad (94)$$

Las ecuaciones anteriores indican por una parte, la existencia de una infinidad de pares  $(\Gamma_g, \Gamma_L)$  que satisfacen las condiciones de adaptación para un valor de  $G_D$  dado y por

otra parte indican que  $\Gamma_g$  y  $\Gamma_L$  son dependientes uno del otro.

Un transistor empleado como amplificador debe extraer la potencia máxima de la fuente y además transferir la máxima potencia posible a la carga. Estas dos condiciones se obtienen cuando la fuente y la carga están adaptadas simultáneamente.

La adaptación de impedancias de un transistor se obtiene intercalando redes de adaptación entre la fuente y la entrada del transistor, y entre la carga y la salida del transistor. La red de entrada presenta al generador un coeficiente de reflexión  $\Gamma_g^*$  y al transistor un coeficiente de reflexión  $\Gamma_e^*$ , y la red de salida presenta coeficientes de reflexión  $\Gamma_s^*$  a la salida del cuadripolo y  $\Gamma_L^*$  a la carga. La figura 19 ilustra de manera gráfica un cuadripolo adaptado a la entrada y a la salida con redes de acoplamiento funcionando como amplificador.

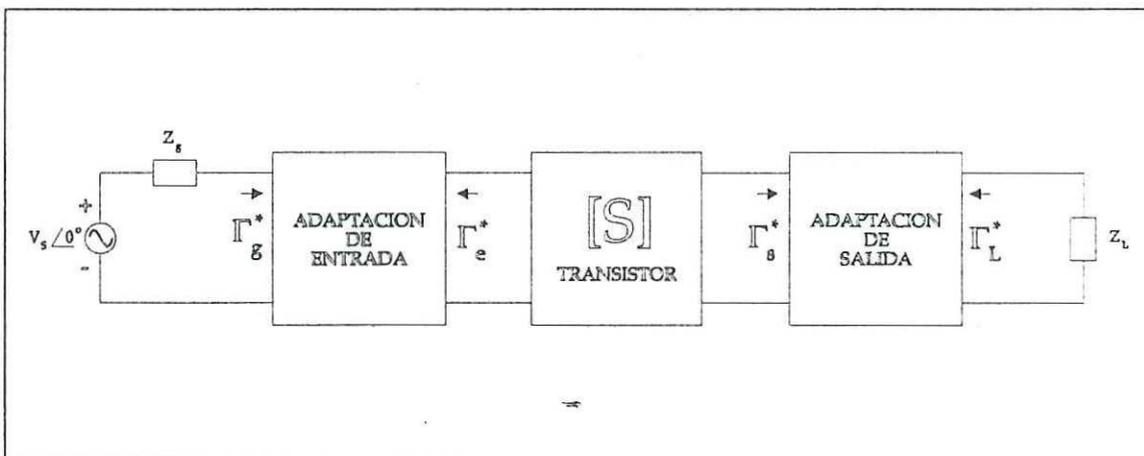


Figura 19. Cuadripolo empleado como amplificador que tiene redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.

### III.5.1.- Acoplamiento de Impedancias de Banda Angosta.

Cuando las impedancias de fuente y carga están acopladas en forma conjugada (esto es  $Z_L = Z_S^*$ ), se transfiere la máxima potencia entre una fuente y una carga [Pieter, 1985].

Algunos ejemplos de aplicación de adaptación de impedancias se encuentran en amplificadores de potencia en donde la ganancia en potencia de un transistor es baja, de ahí la importancia de acoplar la impedancia de entrada del transistor a la resistencia de fuente. Si no se hace esto, parte de la ganancia se perdería debido a reflexiones. Otro ejemplo de la transformación de impedancia es la optimización de un amplificador para un desempeño con una figura de ruido óptima. La impedancia de fuente requerida (vista desde las terminales de fuente del transistor) no es el conjugado de la impedancia de entrada del transistor.

El acoplamiento de impedancias de banda angosta se caracteriza por la utilización de dos o más componentes. Cuando se emplean dos componentes para hacer una transformación a un valor resistivo, la red de acoplamiento es llamada sección L [Besser, 1992]. Las redes de acoplamiento de 3 elementos son generalmente secciones  $\Pi$  o T. Los nombres son descriptivos de la configuración formada por elementos reactivos. Cuando se emplean secciones T y  $\Pi$ , es posible obtener la transformación requerida y controlar el ancho de banda de la red.

### III.5.2.- Acoplamiento de Impedancias Reales a Complejas.

#### III.5.2.1.- Redes de Acoplamiento con Elementos Concentrados.

Una manera de efectuar un acoplamiento de real a complejo es utilizando elementos concentrados en forma de redes L, T,  $\Pi$  o redes escalera, como las mostradas en las figuras 20 y 21 [Medina Monroy, 1992].

De estas redes las más comunes en circuitos de microondas son las mostradas en la figura 20(a) y la 20(f), ya que el capacitor actúa como bloqueador de CD aunque también se utilizan redes T,  $\Pi$  o escalera:

Los valores de los elementos que forman la red o circuito se determinan utilizando la carta de Smith en la cual los elementos en serie se desplazan sobre los círculos de resistencia constante y los elementos en paralelo sobre los de conductancia constante [Medina Monroy, 1992].

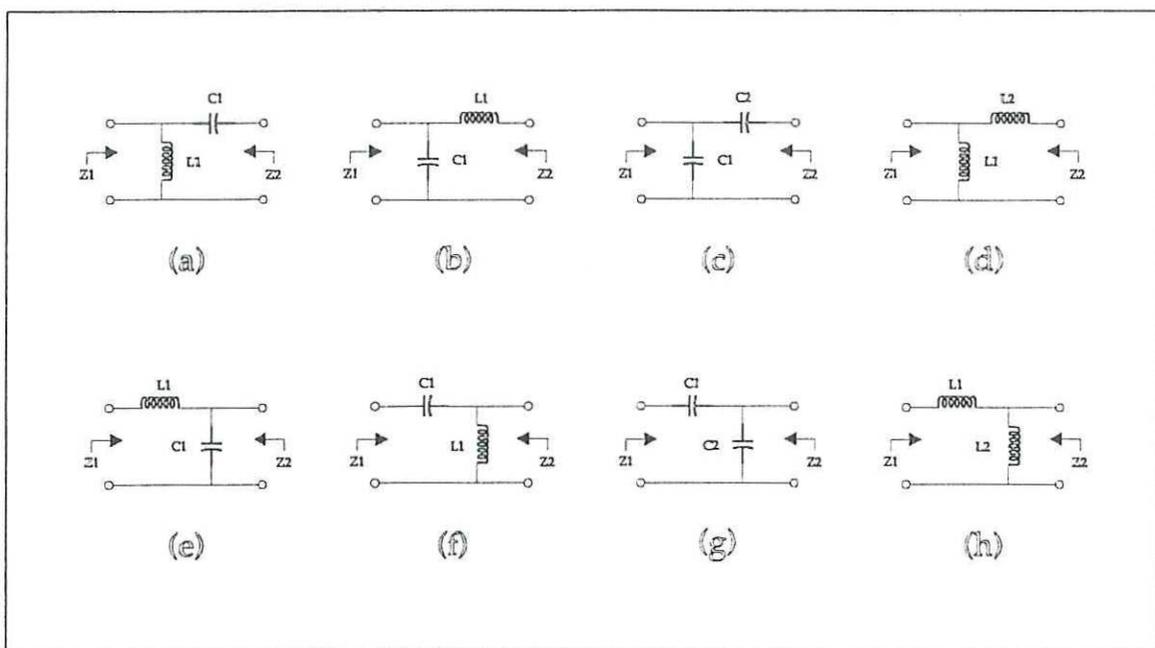


Figura 20. Redes de acoplamiento.

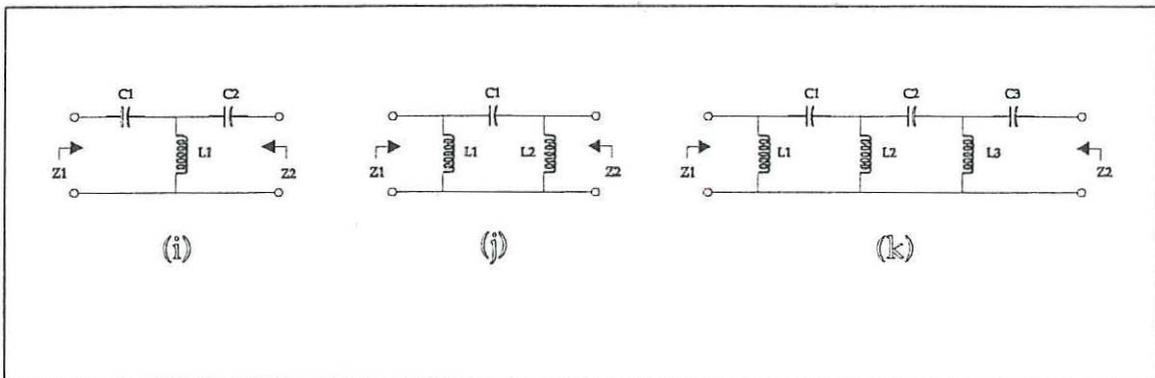


Figura 21. Redes T,  $\Pi$  y escalera.

Para determinar si se trata de un inductor o capacitor se debe tomar en cuenta el sentido del desplazamiento, tal como se indica en la figura 22.

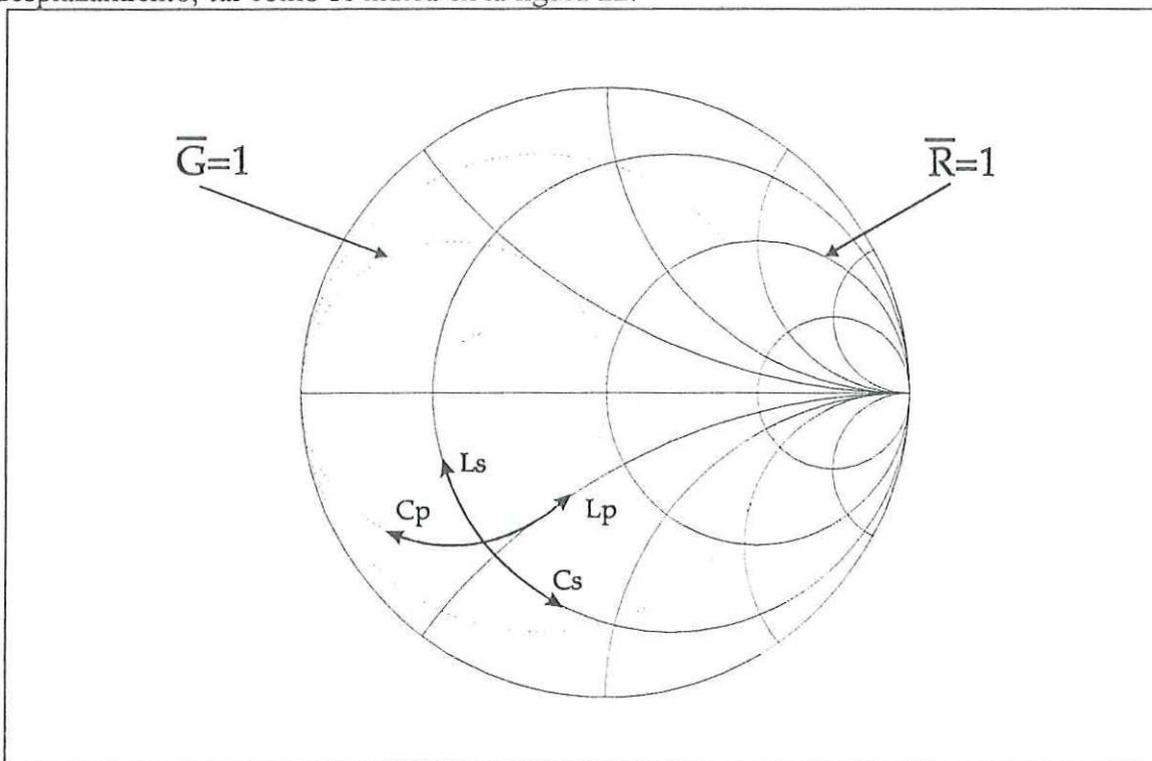


Figura 22. Elección de elementos concentrados en base al sentido de los trazos sobre la carta de Smith.

Elemento en serie  $\rightarrow \bar{R} = \text{cte.}$

Elemento en paralelo  $\rightarrow \bar{G} = \text{cte.}$

Inductor  $\rightarrow$  Hacia la parte superior ( $+jx$ )

Capacitor  $\rightarrow$  Hacia la parte inferior ( $-jx$ )

Para efectuar el acoplamiento de una impedancia normalizada localizada en cualquier punto sobre la carta, el desplazamiento será por un círculo con  $\bar{R} = \text{cte.}$ , hasta el cruce con el de conductancia constante  $\bar{G} = 1$  si se tienen elementos en serie o viceversa si están en paralelo.

Otra forma de efectuar el acoplamiento entre una impedancia real y una compleja es hacer combinaciones de elementos concentrados y distribuidos. Para este método también se hace uso de la carta de Smith, el algoritmo empleado se muestra en la figura 23 y su representación en la figura 24 [Medina Monroy, 1992]:

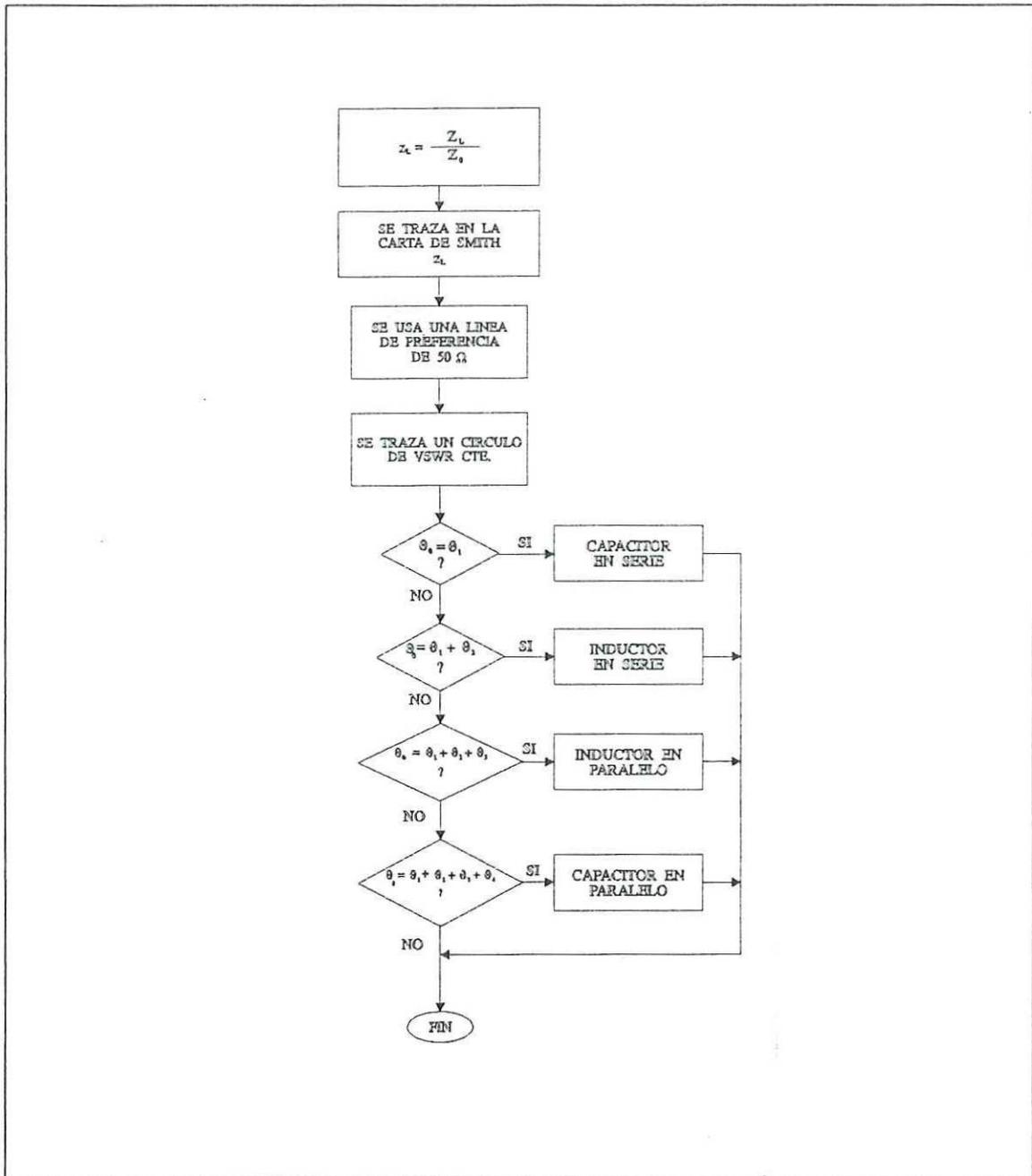


Figura 23. Algoritmo para acoplamiento con combinaciones de elementos concentrados y distribuidos (líneas de transmisión).

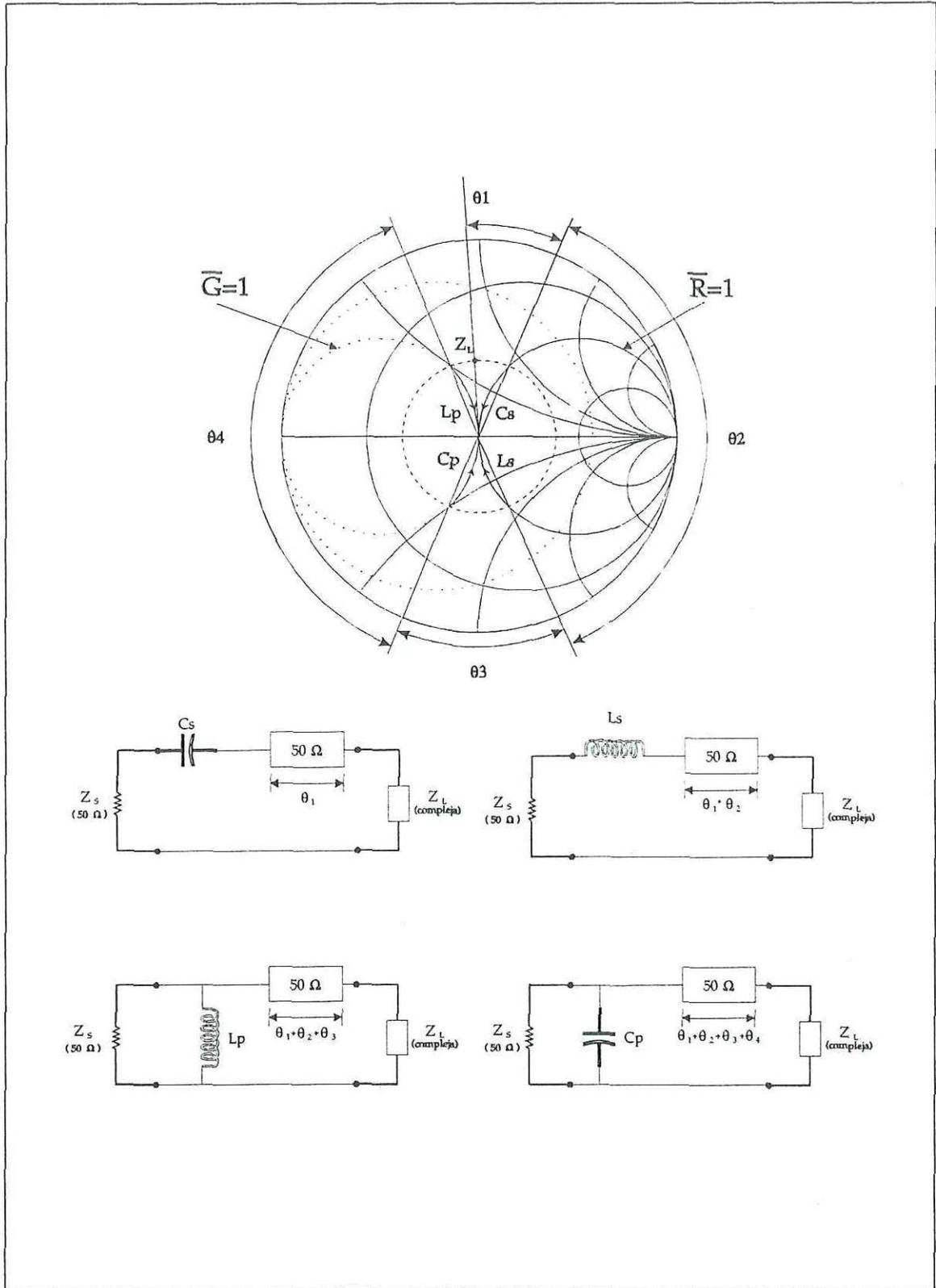


Figura 24. Acoplamiento con elementos concentrados y distribuidos.

Se normaliza la impedancia  $\bar{Z}_L = \bar{R} + j\bar{X}$  y se traza en la carta de Smith; si la impedancia de la línea es  $50 \Omega$  se traza un círculo de VSWR (relación de onda estacionaria de voltaje) constante, donde la longitud  $\theta_0$  del elemento estará en función del tipo de elemento en paralelo requerido y se tienen 4 opciones:

1. línea de  $50 \Omega$  con longitud  $\theta_0 = \theta_1$  y capacitor en serie.
2. línea de  $50 \Omega$  con longitud  $\theta_0 = \theta_1 + \theta_2$  e inductor en serie.
3. línea de  $50 \Omega$  con longitud  $\theta_0 = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3$  e inductor en paralelo.
4. línea de  $50 \Omega$  con longitud  $\theta_0 = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4$  y capacitor en paralelo.

La longitud del elemento dependerá de la posición de la carga sobre la carta de Smith y del tipo de elemento concentrado requerido [Medina Monroy, 1992].

### III.5.2.2.- Acoplamiento con Parámetros Distribuidos.

Se puede realizar el acoplamiento entre una impedancia compleja y una real empleando stubs en circuito abierto o en corto circuito, tal como se muestra en la figura 25 [Medina Monroy, 1992]:

Para efectuar este acoplamiento, se emplea el siguiente algoritmo:

1. Se tiene una impedancia compleja  $Z_a = R_a + jX_a$  que debe acoplarse a una impedancia de carga real  $R_b$  por un circuito como el de la figura 25 (b).
2. Dado que el "stub" es un circuito en paralelo, se determina su admitancia:

$$Y_a = \frac{R_a}{R_a^2 + X_a^2} - j \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} = G_a - jB_a \quad (95)$$

3. Se proporciona un valor a la impedancia del "stub"  $Z_1$  (físicamente realizable).
4. Se calcula la longitud eléctrica  $\theta_1$  que para un "stub" abierto es:

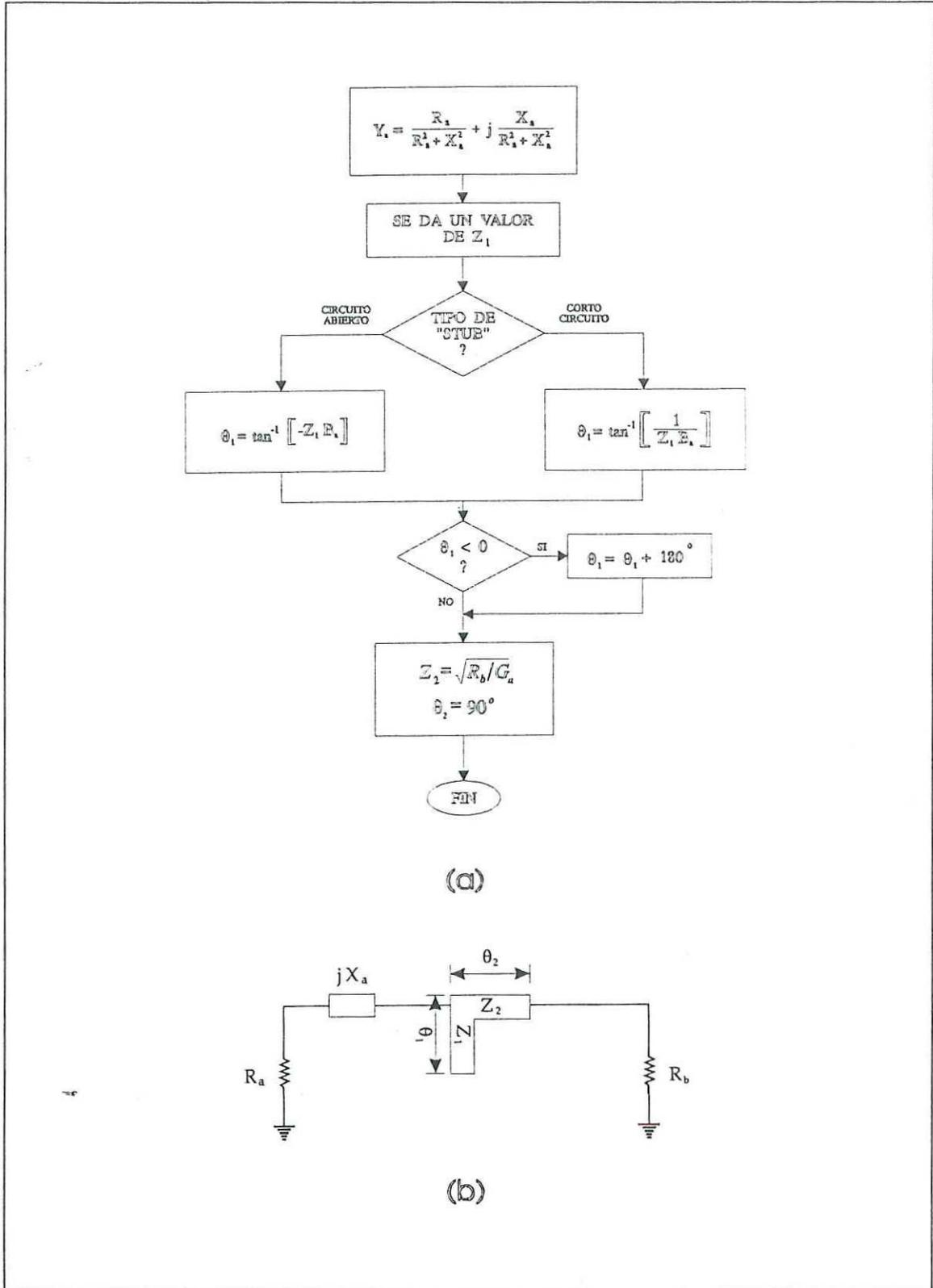


Figura 25. Acoplamiento con "stubs" a) Algoritmo del proceso, b) Circuito.

$$\theta_1 = \tan^{-1}[-Z_1 B_a] \quad (96)$$

y para un "stub" en corto circuito es:

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left[\frac{1}{Z_1 B_a}\right] \quad (97)$$

En ambos casos cuando  $\theta_1 < 0$  (negativo) se hace:

$$\theta_1 = \theta_1 + 180^\circ$$

5. Se calcula la impedancia  $Z_2$  de un transformador de un cuarto de longitud de onda:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_b}{G_a}} \quad \text{donde } \theta_2 = 90^\circ \quad (98)$$

Otra alternativa para acoplar mediante líneas "stub" es tener una red como la que se muestra en la figura 26:

El procedimiento de acoplamiento cambia de la siguiente manera:

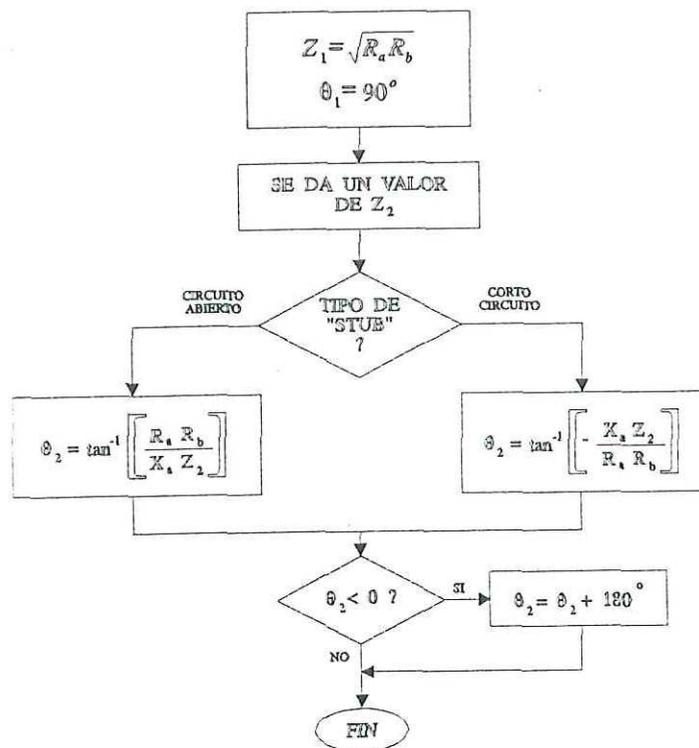
1. Se calcula la impedancia del transformador de un cuarto de longitud de onda:

$$Z_1 = \sqrt{R_a R_b} \quad \text{con } \theta_1 = 90^\circ \quad (99)$$

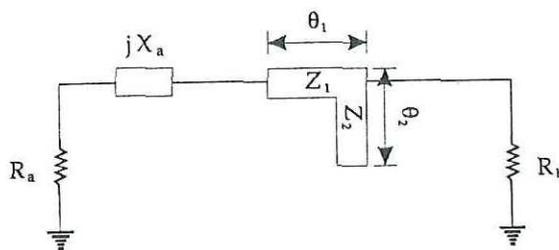
2. Se proporciona un valor a la impedancia del "stub"  $Z_2$  y se calcula  $\theta_2$

- a) "stub" abierto:

$$\theta_2 = \tan^{-1}\left[\frac{-Z_2 X_a}{R_a R_b}\right] \quad (100)$$



(a)



(b)

Figura 26. Red de acoplamiento con "stubs".

b) "stub" en corto:

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{R_a R_b}{Z_2 X_a} \right] \quad (101)$$

en caso de que  $\theta_2 < 0$ , se hace:

$$\theta_2 = \theta_2 + 180^\circ$$

### III.5.2.3.- Acoplamiento con Segmentos de Línea de Transmisión.

Otra alternativa para efectuar el acoplamiento entre una impedancia compleja y una real es utilizar segmentos de línea de transmisión en serie de impedancia  $Z_0$  y longitud eléctrica  $\theta_0$  llamado "The short step Chevychev impedance transformer", el cual es un método exacto y se pueden obtener grandes anchos de banda si se emplean 2 o más elementos [Medina Monroy, 1992]. En este método se usa un circuito como el de la figura 27, y se analiza a partir de las ecuaciones 102 y 103, donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_a R_b^2 - (R_a^2 + X_a^2) R_b}{R_b - R_a}} \quad (102)$$

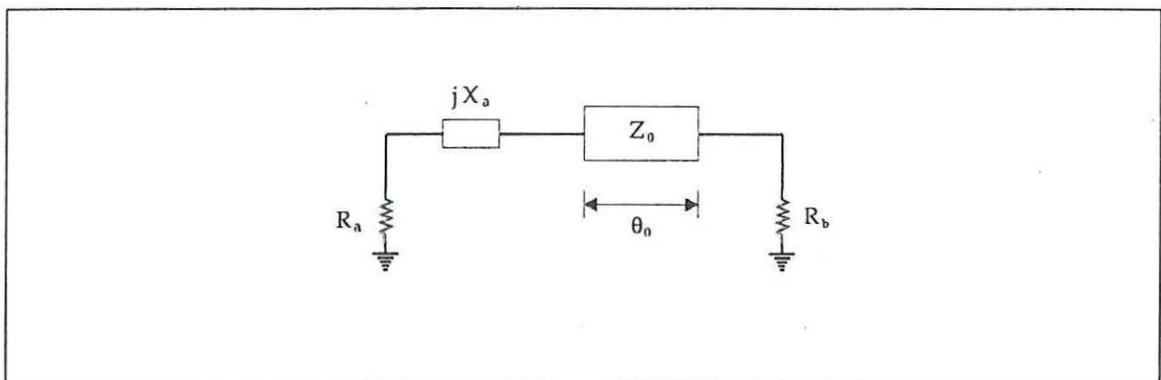


Figura 27. Acoplamiento de una impedancia compleja a real con segmentos de línea de transmisión ("short step chebychev impedance transformer").

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_a - R_b)}{-R_b X_a} \right] \quad (103)$$

si  $\theta_0 < 0$ :

$$\theta_0 = \theta_0 + 180^\circ$$

Este método también tiene limitaciones: si el valor dentro del radical es menor que cero, entonces el acoplamiento con un solo elemento es imposible y se deben utilizar 2 o más segmentos, como lo muestra la figura 28 [Medina Monroy, 1982]:

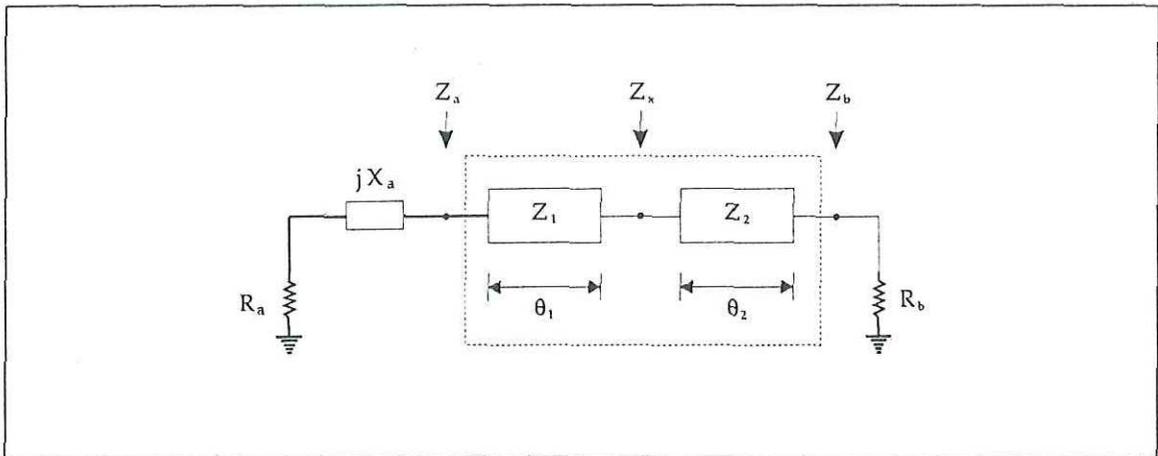


Figura 28. Acoplamiento de impedancias con dos segmentos de línea de transmisión.

Para este método se proporcionan valores de  $Z_1$  y  $\theta_1$  físicamente realizables y se calcula la impedancia intermedia  $Z_x$ :

$$Z_x = Z_1 \left[ \frac{(R_a + jX_a) + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + j(R_a + jX_a) \tan \theta_1} \right] \quad (104)$$

posteriormente,  $Z_2$  y  $\theta_2$  se calculan por:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_x R_b^2 - (R_x^2 + X_x^2) R_b}{R_b - R_x}} \quad (105)$$

y

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_2 (R_x - R_b)}{-R_b X_x} \right] \quad (106)$$

Si el valor dentro del radical de  $Z_2$  es negativo o bien los valores obtenidos de  $Z_2$  y  $\theta_2$  no son valores realizables, entonces  $Z_1$  y  $\theta_1$  se cambian por otros nuevos valores y se repite el proceso.

El ancho de banda de estos elementos se puede determinar encontrando  $|\Gamma|$  dado como:

$$|\Gamma| = \left[ \frac{[R_b(Z_0 - X_a A \tan \theta_0) - Z_0 R_a] + j[Z_0(X_a A + Z_0 \tan \theta_0) - R_a R_b \tan \theta_0]}{[R_b(Z_0 - X_a A \tan \theta_0) + Z_0 R_a] + j[Z_0(X_a A + Z_0 \tan \theta_0) + R_a R_b \tan \theta_0]} \right] \quad (107)$$

donde:

$$A = \frac{\theta}{\theta_0} = \frac{f}{f_0} \quad \text{para } X_a > 0 \quad (\text{inductiva}) \quad (108)$$

$$A = \frac{\theta_0}{\theta} = \frac{f_0}{f} \quad \text{para } X_a < 0 \quad (\text{capacitiva}) \quad (109)$$

$f_0$  : es la frecuencia central

$f$  : es la frecuencia de interés

El ancho de banda de una red se puede observar graficando el coeficiente de reflexión o el VSWR en función de la frecuencia normalizada a la frecuencia central en el ancho de banda deseado, como se muestra en la figura 29(a), y sus circuitos respectivos en la figura 29(b):

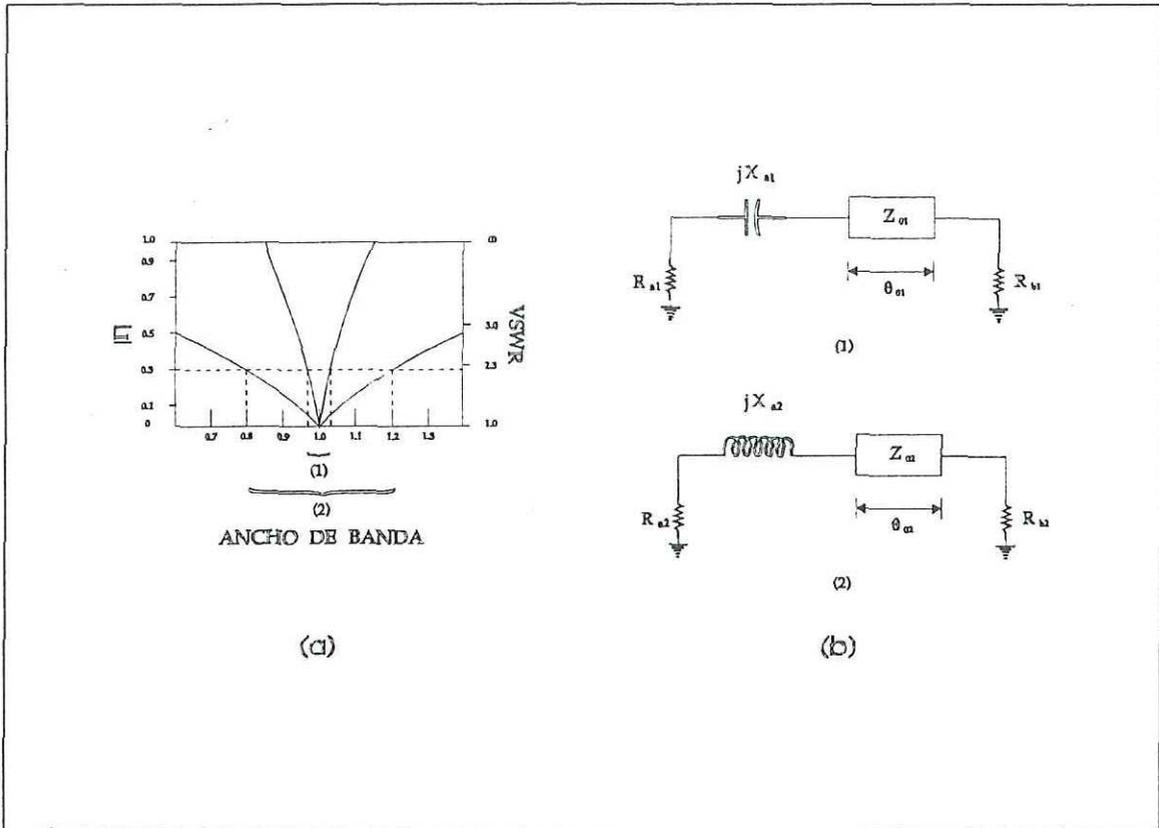


Figura 29. Ancho de banda en función del coeficiente de reflexión.

### III.5.3.- Acoplamiento de Impedancias Complejas a Complejas.

Existen varias maneras de efectuar acoplamientos entre impedancias complejas: una manera es calcular las redes de acoplamiento con elementos concentrados auxiliándose con la carta de Smith, como se muestra en la figura 30(a). El circuito utilizado sería parecido al que se muestra en la figura 30(b) y su comportamiento equivaldría al de la figura 30(c).

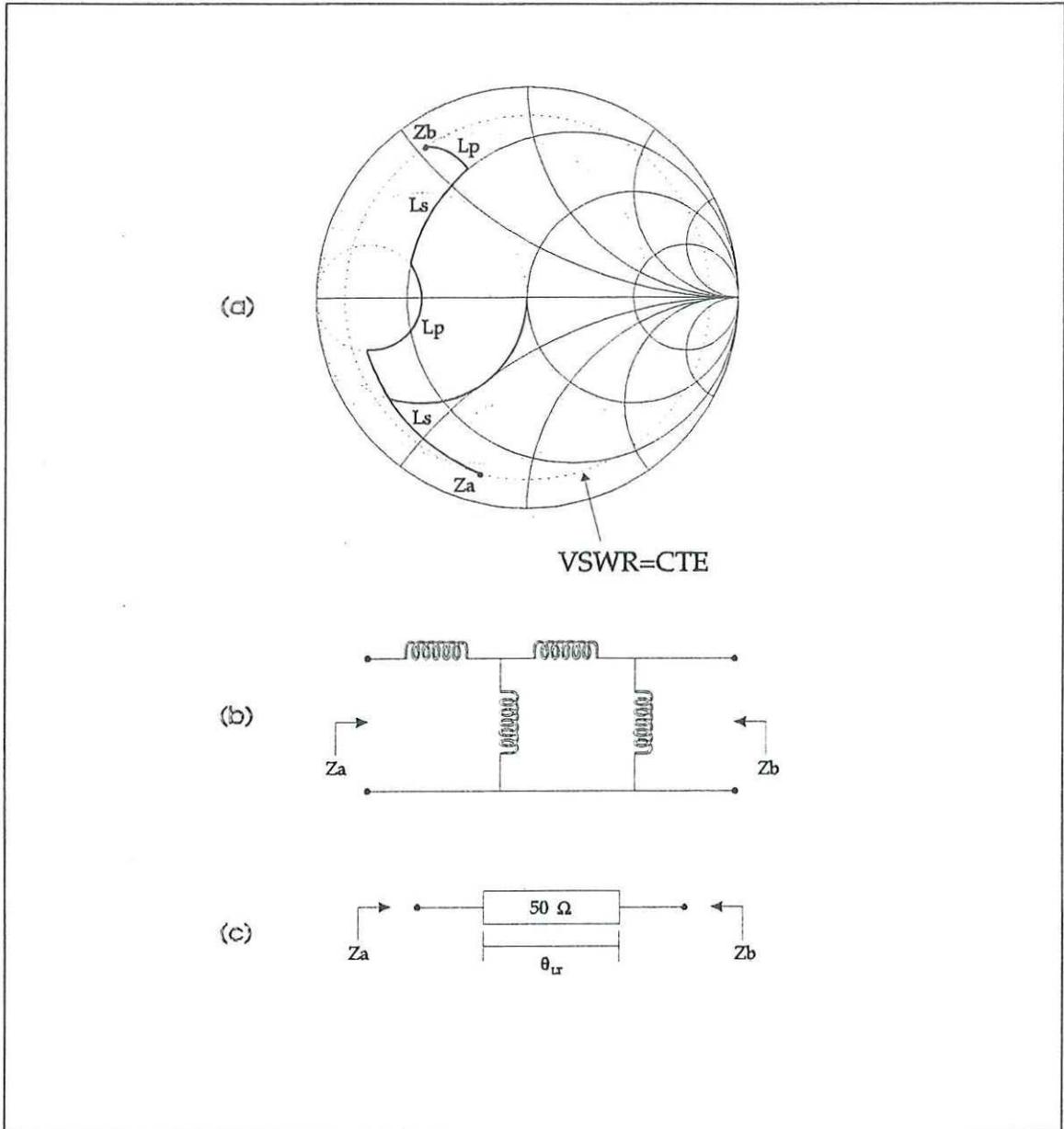


Figura 30. Acoplamiento de impedancias complejo-complejo empleando la carta de Smith.

Otra manera de realizar acoplamiento de impedancias complejo-complejo es empleando segmentos de línea de transmisión, como se muestra en la figura 31.

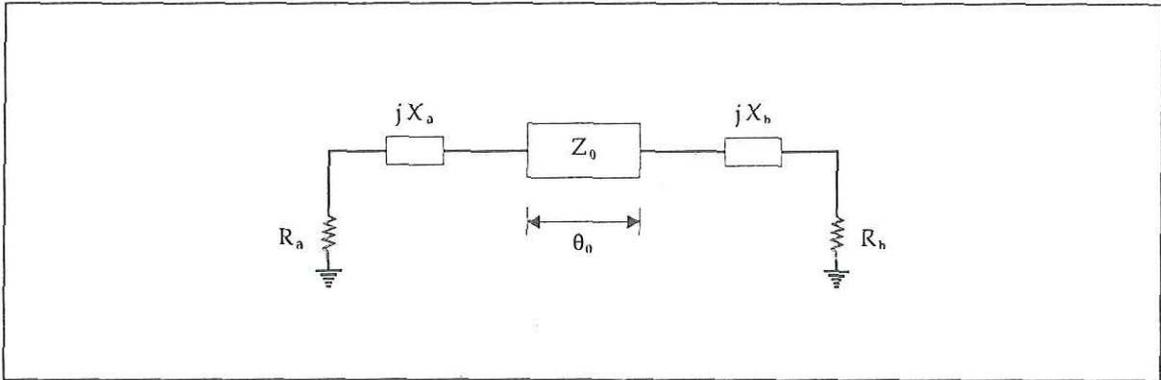


Figura 31. Acoplamiento de una impedancia compleja a otra compleja con un segmento de línea de transmisión.

donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R_a^2 + X_a^2)R_b - (R_b^2 + X_b^2)R_a}{R_a - R_b}} \quad (110)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_b - R_a)}{X_a R_b - X_b R_a} \right] \quad (111)$$

y se tienen las mismas restricciones que en el caso de acoplamiento complejo-real con segmentos de línea de transmisión (punto III.5.2.3).

### III.6.- Factor de Ruido y su Representación Gráfica.

El factor de ruido se define como:

$$F_R = \frac{(S/N)_e}{(S/N)_s} \quad (112)$$

y es un parámetro crucial a considerar en el diseño de amplificadores de bajo nivel de ruido.

En los dispositivos activos este factor depende de la estructura, dimensiones, y del material

semiconductor con el cual se fabrican. Además de las condiciones de polarización, el factor de ruido es directamente proporcional a la frecuencia y la temperatura.

Los parámetros "S" describen a una red de dos puertos en cuanto a estabilidad, ganancia, condiciones de acoplamiento, etc. Sin embargo, no son suficientes para describir el comportamiento de ruido del cuadripolo. Debido a esto se requiere de otro grupo de parámetros que describen a la red completamente llamados parámetros de ruido [Medina Monroy, 1992].

### III.6.1.- Parámetros de Ruido.

Los parámetros que describen el factor de ruido de un dispositivo son:

- El factor de ruido mínimo ( $F_{\text{opt}} = F_{\text{min}}$ )
- La admitancia óptima ( $Y_0 = G_0 + jB_0$ ) a la entrada del dispositivo que proporciona  $F_{\text{min}}$  y su ganancia asociada.
- La resistencia equivalente de ruido ( $R_n$ ) a la entrada.

En función de la admitancia del generador  $Y_G$ , presentada a la entrada del cuadripolo, el factor de ruido se expresa como:

$$F_R = F_{\text{min}} + \frac{r_n}{G_G} |Y_G - Y_0|^2 \quad (113)$$

donde:

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (\text{resistencia normalizada de ruido}) \quad (114)$$

$$Y_G = G_G + jB_G \quad (\text{admitancia del generador}) \quad (115)$$

El factor de ruido se puede expresar también en función de las conductancias y susceptancias de las admitancias  $Y_G$  y  $Y_0$ .

$$F_R = F_{\min} + \frac{r_n}{G_G} \left[ (G_G - G_0)^2 - (B_G - B_0)^2 \right] \quad (116)$$

Dado que las admitancias están directamente relacionadas con el coeficiente de reflexión, el factor de ruido se puede expresar como:

$$F_R = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_G - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)} \quad (117)$$

donde:

$\Gamma_0$  : es el coeficiente de reflexión óptimo que proporciona  $F_{\min}$ .

$\Gamma_G$  : es el coeficiente de reflexión del generador

$$Y_G = \frac{1 - \Gamma_G}{1 + \Gamma_G} \quad ; \quad Y_0 = \frac{1 - \Gamma_0}{1 + \Gamma_0} \quad (118)$$

$$\text{Si } \Gamma_G = \Gamma_0 \Rightarrow F_R = F_{\min} \quad (119)$$

### III.6.2.- Círculos de Ruido.

El factor de ruido se puede representar gráficamente en la carta de Smith en forma de círculos de factor de ruido constante. Cada círculo estará formado por un conjunto de coeficientes de reflexión  $\Gamma_G$  que proporcionan un factor de ruido dado.

Haciendo  $F_D = F_R$ , donde  $F_D$  es el Factor de ruido deseado, tenemos:

$$N_D = \frac{|\Gamma_G - \Gamma_0|^2}{1 - |\Gamma_G|^2} = \frac{F_D - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_0|^2 \quad (120)$$

De la ecuación de factor de ruido se llega a la ecuación de un círculo [Mediavilla Sánchez, 1992; Medina Monroy, 1992; Vendelin, 1990] con centro en:

$$C_{FR} = \frac{\Gamma_0}{1 + N_D} = \frac{|\Gamma_0| \angle \Gamma_0}{1 + N_D} \quad (121)$$

y radio

$$R_{FR} = \frac{\sqrt{N_D^2 + N_D(1 - |\Gamma_0|^2)}}{1 + N_D} \quad (122)$$

Cuando  $\Gamma_G = \Gamma_0 \Rightarrow N_D = 0$ , lo que hace  $F_D = F_{\min}$  y el círculo tendrá un centro  $C_{FR} = \Gamma_0$  y radio  $R_{FR} = 0$ .

#### **IV.- DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA UN RECEPTOR OPTO-ELECTRONICO**

En este capítulo se describe la metodología para el diseño y fabricación del preamplificador de bajo ruido.

La etapa de diseño fué desarrollada usando programas de computadora para diseño de circuitos de microondas. El punto de partida fué un diseño preliminar desarrollado con un programa hecho en el CICESE. Tal diseño fué optimizado posteriormente usando el paquete comercial "ACADEMY" del fabricante EESOF.

A continuación se describen los parámetros que cumplen los requerimientos de diseño del preamplificador. Estos requerimientos se especifican en base al desempeño deseado del preamplificador.

##### **IV.1.- Especificación del diseño y topología adoptada en el preamplificador**

Desde el punto de vista teórico, el propósito de un receptor en un sistema de comunicaciones es acondicionar la información de una señal portadora con un requerimiento mínimo de nivel de potencia recibida.

En un receptor óptico, la potencia óptica que incide en el detector óptico es convertida a una corriente eléctrica, que debe ser amplificada y procesada electrónicamente. En muchos de los casos, la corriente generada por el detector es débil y por tanto está sujeta a distorsiones por el ruido del amplificador. Una de las principales características de la etapa preamplificadora es que debe introducir la menor cantidad posible de ruido a la señal de información. Este requerimiento se debe a que por ser tan pequeño el nivel de la señal de información, ésta puede ser enmascarada totalmente por el nivel de ruido generado por el propio amplificador. Es decir, mientras menos ruido introduzca el preamplificador (amplificador de entrada) mayor será la sensibilidad del receptor (detectará señales más pequeñas).

Al diseñar un receptor se deben tener en cuenta las siguientes observaciones: ¿Cuáles son los límites de sensibilidad (mínima señal detectable con un criterio de fidelidad dado) del receptor? ¿Qué tan cerca se puede llegar a este valor de sensibilidad en el laboratorio? ¿Qué tan cerca se puede llegar en un sistema real? Las respuestas a las consideraciones anteriores se obtienen de la teoría expuesta en los capítulos II y III.

Otro parámetro que es de gran importancia en el diseño de los receptores es su intervalo dinámico. En el laboratorio la entrada de potencia óptica al detector puede ajustarse de forma que se pueden obtener niveles apropiados para probar la sensibilidad del receptor.

Es común que se tengan variaciones de distancia entre repetidores, variaciones de pérdidas de la fibra, pérdidas en empalmes y conectores, salidas del transmisor, etc. Es razonable entonces que el receptor pueda manejar alrededor de 10 dB menos de la salida máxima del transmisor y al mismo tiempo sea suficientemente sensitivo para detectar señales que hayan sido atenuadas de 50 a 60 dB en su trayecto del transmisor al receptor. Es decir, en un sistema real, el receptor no solo debe ser capaz de detectar señales mínimas, sino además señales que son bastante grandes y mantener su linealidad. Todo lo anterior debe cumplirse sin el uso de atenuadores ajustados manualmente [Personick, 1977].

Por otro lado, el diseño del preamplificador de entrada puede realizarse de dos formas básicamente: como amplificador de alta impedancia (AI) o como amplificador de transimpedancia (AT).

El amplificador de alta impedancia ofrece el nivel de ruido en corriente más bajo y por lo tanto la mayor sensibilidad. Sin embargo, debido a la alta impedancia de entrada, la respuesta en frecuencia está limitada por la constante de tiempo RC a la entrada. Debido a tal constante de tiempo, el receptor de alta impedancia tiende a integrar la señal detectada y por esto es conocido también como diseño integrador de entrada. Para reducir el efecto de

integración, es necesario agregar una red de acoplamiento a la salida del amplificador, de forma que se extienda el ancho de banda al valor requerido. Otra desventaja del amplificador de alta impedancia es su limitado intervalo dinámico [Tran, 1984; Kimber et al, 1992].

El diseño con amplificador de transimpedancia es una buena opción para eliminar el problema de intervalo dinámico. Además se diseña normalmente para tomar ventaja del efecto de retroalimentación negativa que extiende el ancho de banda del amplificador, por lo que no se requiere red de acoplamiento a la salida. Sin embargo, debido al ruido térmico de la resistencia de retroalimentación, el nivel de ruido del receptor es mayor y la sensibilidad es menor que la del amplificador de alta impedancia [Tran, 1984].

Para el receptor de este trabajo se eligió una configuración de amplificador de alta impedancia. Entre las principales razones de esta decisión destacan el hecho de que la complejidad tecnológica para fabricar un amplificador retroalimentado (transimpedancia) para microondas es muy grande y no se tienen antecedentes de fabricación de amplificadores de este tipo en el CICESE, además de que se requiere un amplificador con el más bajo nivel de figura de ruido.

Como impedancia de entrada se eligió una impedancia de  $50 \Omega$  debido a que los sistemas de microondas están normalizados a este valor de impedancia y además porque se reduce un poco el efecto de la red RC a la entrada del preamplificador. Por otro lado, el sistema receptor operará en la banda "C" de microondas (3.7 - 4.2 GHz). Esta banda se eligió principalmente debido a que en la actualidad ya se han dominado los retos tecnológicos que se presentaban en el diseño y fabricación de dispositivos que operan a estas frecuencias. El diseño del preamplificador se realizó siguiendo la metodología establecida para el diseño de amplificadores de bajo ruido.

Tal metodología se puede resumir en el diagrama de flujo mostrado en la figura 32

[Medina Monroy et al, 1985]. En los párrafos siguientes se describen las etapas más importantes de la metodología de diseño.

Como primer paso deben definirse las características que deberá poseer el amplificador. Los objetivos establecidos se basan en mediciones realizadas a un enlace experimental de laboratorio, en el cual se caracterizaron básicamente el diodo láser emisor y el fotodiodo PIN receptor. Para el diseño del preamplificador, el punto más importante es la potencia mínima detectada por el fotodiodo. Los resultados obtenidos de la caracterización del fotodiodo se muestran en el capítulo V.

## **IV.2.- Selección y caracterización de los transistores**

### **IV.2.1.- Selección de transistores.**

El preamplificador es la etapa que contribuye con la mayor cantidad de ruido del sistema receptor, por esta razón se deben elegir transistores con una figura de ruido muy baja y que proporcionen una ganancia que cumpla con los requisitos de diseño. Se revisaron las hojas de datos de algunos transistores disponibles comercialmente y se eligió el transistor NEC NE71083 por sus características de baja figura de ruido, alta ganancia y bajo costo.

### **IV.2.2.- Caracterización de Transistores.**

La caracterización de los transistores consiste en la obtención de los parámetros estáticos y dinámicos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal. Para la extracción de los parámetros dinámicos se requiere de una base de pruebas especial en conjunto con un analizador de redes. Al momento de realizar la caracterización no se disponía de dicha base de pruebas por lo que solo se caracterizó al transistor en forma estática [Fukui, 1979; Cheung et al, 1986; Berroth et al, 1990; Arnold et al, 1990]. Esta caracterización estática es muy importante, pues nos ayudó a elegir el punto óptimo

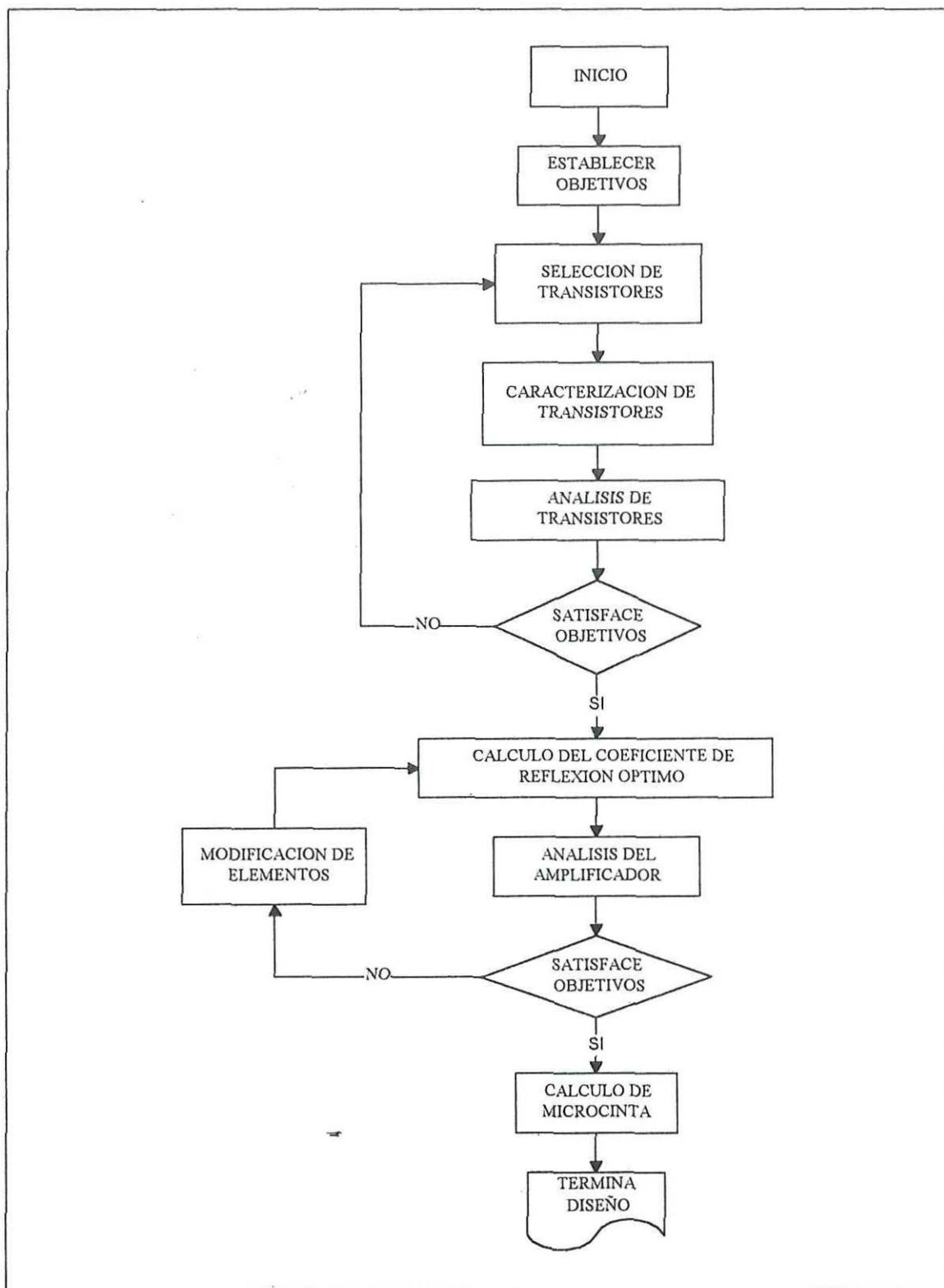


Figura 32.- Diagrama de flujo para el diseño de amplificadores de microondas [Medina Monroy et al, 1985].

de polarización y a medir las resistencias de entrada  $R_G$ ,  $R_D$  y  $R_S$  [Reynoso Hernández, 1992; Zamanillo Sainz de la Maza, 1992]. Los errores que surgen en el circuito final se deben principalmente a la diferencia entre los parámetros dinámicos que proporciona el fabricante y los parámetros reales del dispositivo. Las gráficas de las figuras 33 y 34 muestran los valores de los parámetros intrínsecos del transistor medidos con la base de pruebas y el banco de medición de parámetros estáticos [Reynoso Hernández, 1992; Zamanillo Sainz de la Maza, 1992].

#### **IV.3.- Análisis de los transistores: Estabilidad, Ganancia, Ruido, y coeficientes de reflexión óptimos.**

##### **IV.3.1.- Estabilidad, Ganancia y Ruido.**

En esta etapa se utilizan los parámetros dinámicos del dispositivo (en este caso los que entrega el fabricante) y se realizan análisis de estabilidad, ganancia y ruido utilizando las ecuaciones descritas en el capítulo precedente. Para estos análisis se desarrolló un programa en lenguaje "C" en una computadora personal (PC), el cual calcula los valores de ganancia, estabilidad y ruido, en base a los archivos de datos de los transistores y al tipo de amplificador que se desea diseñar (en este caso el criterio es un amplificador de bajo ruido). Tal programa entrega resultados tanto en forma numérica como gráfica, de tal manera que es más sencillo observar el comportamiento de los dispositivos.

##### **IV.3.2.- Cálculo de los Coeficientes de Reflexión óptimos.**

El cálculo de los coeficientes de reflexión óptimos también se obtuvo originalmente por medio del programa mencionado anteriormente. El cálculo de estos coeficientes es crucial, ya que en base a ellos se obtendrán los valores de las redes de acoplamiento del amplificador. Los resultados del programa para el amplificador de esta tesis se muestran en la tabla I.

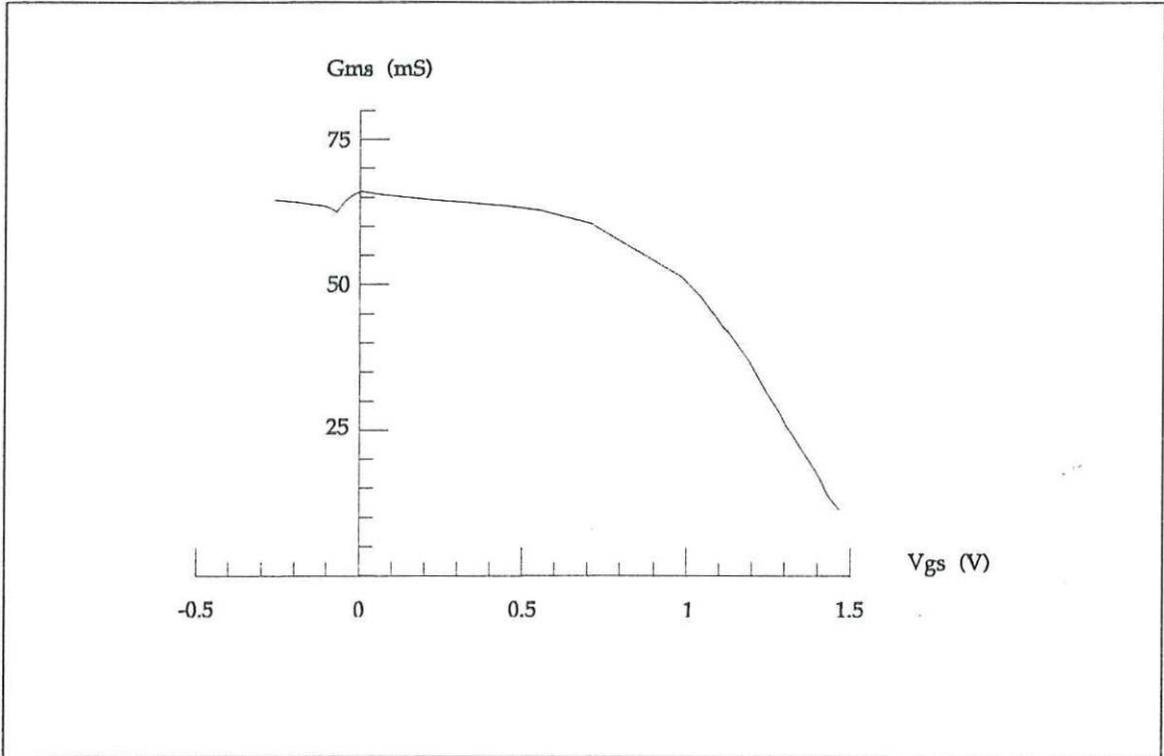


Figura 33.- Gráfica de comportamiento de  $G_{ms}$  vs  $V_{GS}$  del transistor NE71083

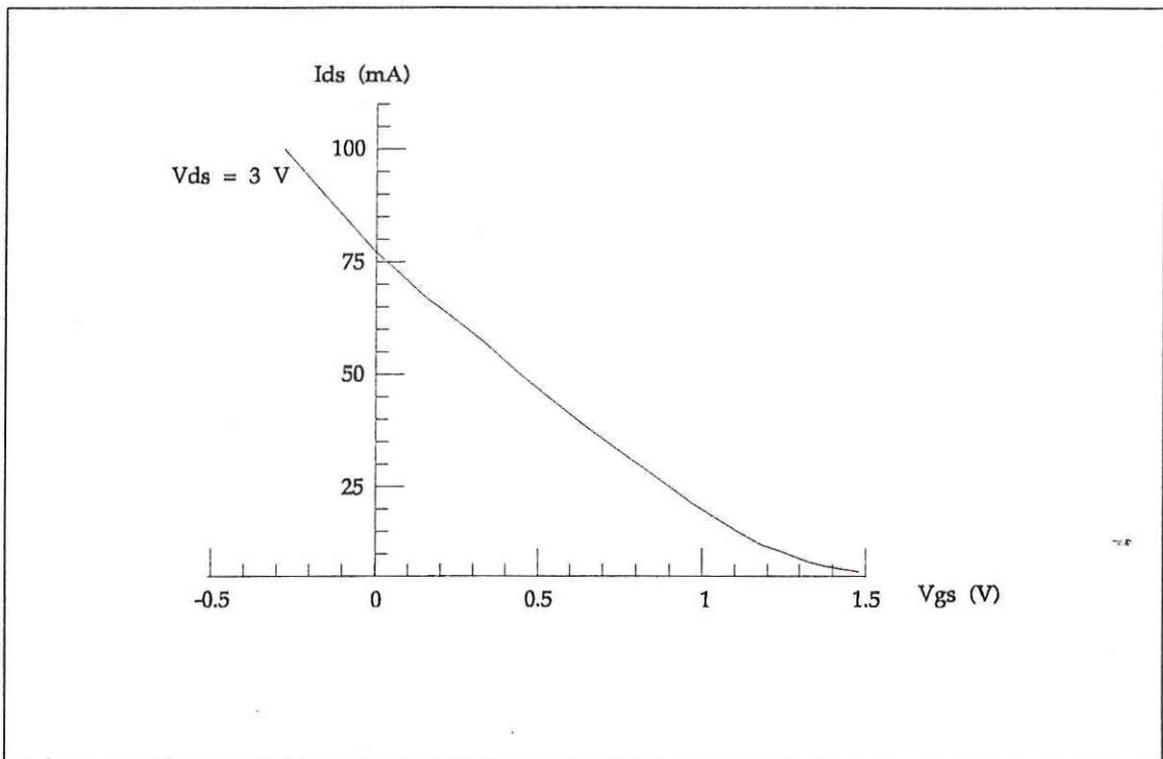


Figura 34.- Comportamiento de  $I_{DS}$  vs  $V_{GS}$  del transistor NE71083.

Tabla I.- Resultados del programa de cálculo de amplificadores de microondas.

FRECUENCIA (GHz)	$\Gamma_G$	$\Gamma_L$	$G_T$ (dB)	FIGURA DE RUIDO (dB)
3.7	$0.38 \angle 58^\circ$	$0.60 \angle 67.01^\circ$	13.46	1
3.95	$0.38 \angle 60.5^\circ$	$0.60 \angle 70.28^\circ$	13.12	1
4.2	$0.39 \angle 62.90^\circ$	$0.59 \angle 74.27^\circ$	12.87	1

#### IV.4.- Cálculo de Redes de Adaptación.

La función de estas redes es acoplar los coeficientes de reflexión de entrada y salida del amplificador, con los respectivos coeficientes de entrada y salida del transistor. La ganancia y el factor de ruido dependerán fuertemente de la red de acoplamiento.

El diseño de las redes de adaptación esta relacionado directamente con la tecnología empleada en la construcción de los circuitos de microondas, la cual se divide básicamente en circuitos monolíticos y circuitos híbridos.

a) **Circuitos monolíticos.**- En la tecnología de circuitos monolíticos todos los elementos, tanto pasivos como activos, son "realizados" en un solo sustrato, de ahí se deriva su nombre. Esta tecnología tiene la ventaja de que el diseñador tiene un control total de las características del circuito, es decir puede modificar a voluntad los valores intrínsecos de los elementos activos y los componentes de las redes de acoplamiento para tener una respuesta dada en ganancia, ruido y acoplamiento, sin embargo su utilización solo se justifica para fabricación en serie del circuito ya que su elaboración es muy costosa.

b) **Circuitos híbridos.**- En estos circuitos se emplean elementos activos discretos y para la fabricación de las líneas de transmisión se recurre a la tecnología de microcintas. Para la fabricación de estos circuitos el diseñador debe elegir los materiales más adecuados para la construcción de las microcintas. En estos se incluyen el conductor, tipo de dieléctrico y material del recinto.

Existe una gran variedad de materiales para microcinta, los cuales generalmente están laminados con cobre por ambas caras, aunque se ofrecen otros tipos de conductor

tales como el aluminio. Se puede elegir entre muchos espesores, tanto del material dieléctrico como del material conductor, sin embargo, no existe un tipo de laminado aceptado universalmente como "el mejor".

Los factores que deben considerarse en la elección del material apropiado se enlistan a continuación [Harlan, 1974]:

1. Constante dieléctrica y sus variaciones con la frecuencia y temperatura.
2. Factor de disipación y sus variaciones con la frecuencia y temperatura.
3. Homogeneidad, uniformidad e isotropía.
4. Intervalo útil de temperatura.
5. Estabilidad dimensional con:
  - a) Temperatura
  - b) Procesamiento
  - c) Envejecimiento
  - d) Humedad
6. Resistencia a químicos y agua.
7. Factores físicos:
  - a) fuerza de extensión
  - b) tensión estructural
  - c) resistencia al impacto
  - d) flexibilidad
  - e) facilidad de maquinado
  - f) conductividad térmica

Para la fabricación de el amplificador de este trabajo, la técnica empleada es la de circuito híbrido. Tal técnica es utilizada debido a que es el proceso con el que se fabrican los circuitos de microondas en el CICESE y dado que el amplificador para esta tesis es un

prototipo y no un modelo industrializable, con lo cual se justificaría la inversión que requiere la fabricación de un amplificador monolítico de microondas (MMIC).

Como se mencionó anteriormente los datos del sustrato (dieléctrico laminado con cobre) son muy importantes para el diseño de las microcintas, ya que el valor de su constante dieléctrica influye directamente en las dimensiones físicas de la microcinta.

Para este diseño se eligió un material llamado Duroid 6010, el cual tiene una constante dieléctrica de 10.5, lo cual permite que las dimensiones de las líneas de transmisión no sean excesivamente grandes.

Con los datos dados por el fabricante del sustrato y datos de mediciones del sustrato, se procedió a diseñar las redes de adaptación. Esto se hizo por medio un programa de computadora que se realizó para tal fin, empleando las ecuaciones propuestas para acoplamiento con segmentos de líneas de transmisión ("short step Chebychev"), y cuyos resultados se muestran en la tabla II.

Tabla II.- Resultados del programa MATCH2.C

<b>RED DE ENTRADA</b>		
<b>LINEA DE TRANSMISION</b>	<b>IMPEDANCIA</b>	<b>LONGITUD ELECTRICA</b>
1	36 $\Omega$	65 °
2	58.233 $\Omega$	62.783 °
<b>RED DE SALIDA</b>		
<b>LINEA DE TRANSMISION</b>	<b>IMPEDANCIA</b>	<b>LONGITUD ELECTRICA</b>
1	57 $\Omega$	60 °
2	25.477 $\Omega$	64 °

#### IV.5.- Cálculo de las redes de polarización.

Uno de los puntos menos considerados al diseñar un amplificador de microondas es su red de polarización. Generalmente se dedica un mayor esfuerzo para el diseño de

ganancia, figura de ruido y ancho de banda y un mínimo al diseño de la red de polarización. Sin embargo, el costo y trabajo para obtener una ganancia y figura de ruido es alto y el diseñador no debe sacrificar el desempeño del amplificador por un diseño pobre de la red de polarización. Una buena red de polarización se diseña para mantener un punto de operación constante aún con variaciones en los parámetros del transistor y la temperatura. Una red de polarización con resistores proporciona buenos resultados si se tienen cambios de temperatura moderados. Las redes de polarización activas se prefieren para condiciones de cambios de temperatura grandes.

Los FETs de GaAs pueden ser polarizados de varias formas. En la figura 35 [Gonzalez, 1984] se muestran cinco redes básicas de polarización para amplificadores a FET de GaAs. La red de polarización en la figura 35(a) requiere una fuente bipolar, mientras que las redes en las figuras 35(b) a 35(e) requieren fuentes bipolares. La columna "como" en dicha figura indica la polaridad de las fuentes, además de la secuencia en que deben ser aplicados los voltajes para evitar dañar el dispositivo (FET) con los pulsos transitorios de encendido. Por ejemplo, en la red de polarización de la fig. 35(a), si el voltaje del drenador se conecta antes que el voltaje de compuerta, el transistor operará momentáneamente más allá de su región de operación segura. La secuencia apropiada de encendido es: primero aplicar la polarización negativa a la compuerta ( $V_G < 0$ ) y posteriormente aplicar el voltaje de drenador ( $V_D > 0$ ). Un método para realizar el procedimiento anterior de encendido es: encender ambas fuentes al mismo tiempo e incluir una red RC con una constante de tiempo muy grande en la fuente  $V_D$  y una red RC con una constante de tiempo corta en la fuente negativa  $V_G$ . Las redes de polarización en las figuras 35(d) y 35(e) emplean un resistor de fuente. Tal resistor proporciona una protección automática contra transitorios. Sin embargo, el resistor de fuente degradará la figura de ruido, y el capacitor de paso de la fuente puede causar oscilaciones de baja

frecuencia, pero tienen la ventaja de requerir una sola fuente de alimentación al dispositivo. Los capacitores de desacoplo algunas veces se conectan con diodos zener en paralelo, los cuales proporcionan protección adicional contra transitorios, polarizaciones invertidas y sobrevoltaje. En el presente trabajo se utilizó la red de polarización mostrada en la figura 35(a) y los valores de los elementos concentrados mostrados en la figura se convirtieron a sus equivalentes en parámetros distribuidos [Atwater, 1985; Rizzoli, 1977]. Esto fue hecho principalmente con el fin de reducir al máximo las pérdidas en el amplificador, ya que tales pérdidas dan como resultado una mayor figura de ruido.

#### **IV.6.- Análisis del Amplificador.**

Para analizar el comportamiento del amplificador se utilizó un programa simulador de circuitos de microondas (ACADEMY), el cual permite simular el comportamiento de los parámetros más importantes del amplificador ( $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}, NF, etc$ ), donde se puede observar en forma gráfica su comportamiento en ganancia, ruido, acoplamiento, etc. en toda la banda de interés.

Los resultados obtenidos del diseño preliminar se muestran en las gráficas de las figuras 36, 37, 38 y 39. En la figura 36 se muestra el diagrama esquemático del amplificador preliminar. En la figura 37 se puede observar el comportamiento de la ganancia y que tan unilateral es el amplificador. La figura 38 indica la figura de ruido del amplificador preliminar. Finalmente en la figura 39 se puede observar el comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del amplificador.

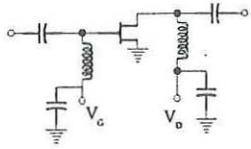
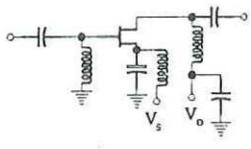
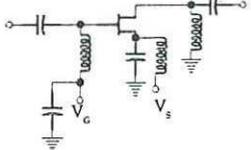
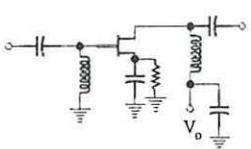
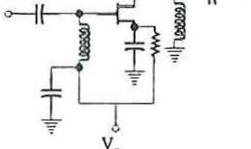
Figura	Como	Características del Amplificador	Fuente de Alimentación Empleada
<p><math>V_o = 5\text{ V}</math> <math>V_c = -2\text{ V}</math></p>  <p>(a)</p>	Aplicar $V_c$ , luego $V_o$	Bajo ruido Alta ganancia Alta potencia Alta eficiencia	Bipolar: Mínima inductancia de fuente.
<p><math>V_o = 7\text{ V}</math> <math>V_c = 2\text{ V}</math></p>  <p>(b)</p>	Aplicar $V_s$ , luego $V_o$	[mismas que (a)]	Fuente positiva
<p><math>V_o = -7\text{ V}</math> <math>V_c = -5\text{ V}</math></p>  <p>(c)</p>	Aplicar $V_s$ , luego $V_c$	[mismas que (a)]	Fuente negativa
<p><math>V_o = 7\text{ V}</math> <math>V_c = 2\text{ V}</math></p>  <p>(d)</p>	Aplicar $V_o$	Bajo ruido Alta ganancia Alta Potencia Menor eficiencia Ganancia fácilmente ajustable variando $R_s$	Unipolar: al incorporar $R_s$ se tiene protección automática contra transitorios.
<p><math>V_o = -7\text{ V}</math> <math>V_c = -5\text{ V}</math></p>  <p>(e)</p>	Aplicar $V_c$	[mismas que (d)]	Unipolar negativa incorporando $R_s$

Figura 35.- Redes de Polarización.

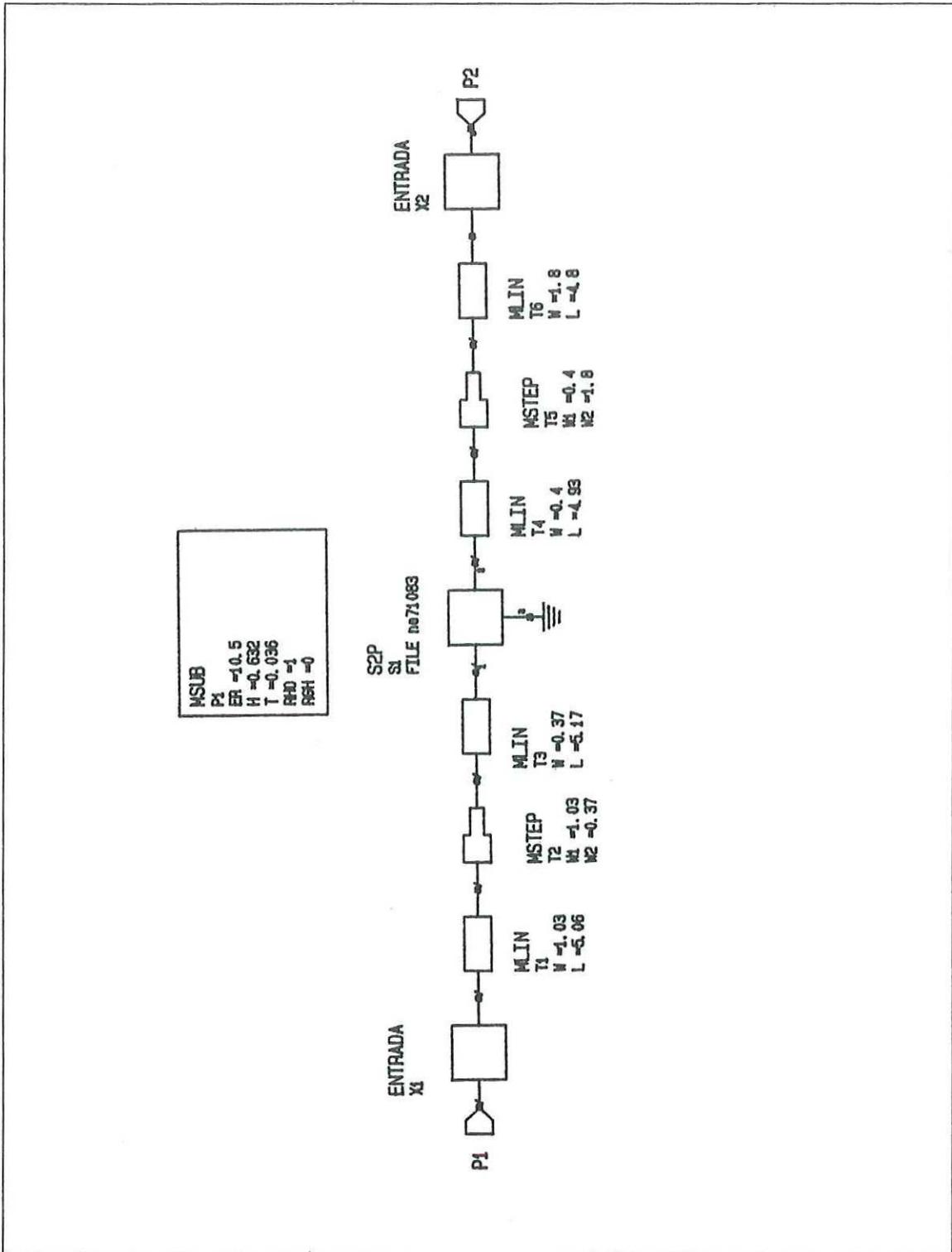


Figura 36.- Diagrama esquemático del amplificador de bajo ruido con redes de acoplamiento preliminares.

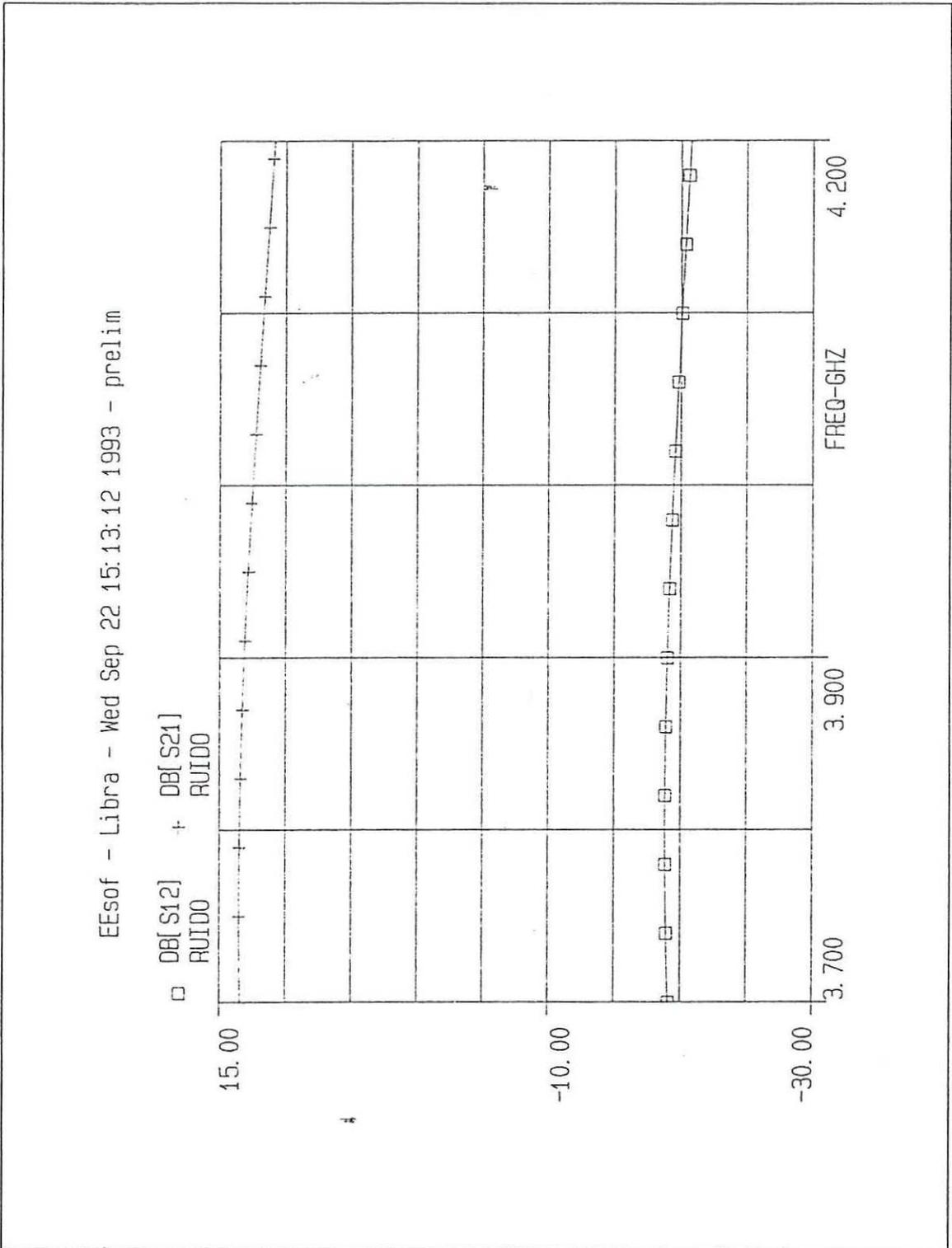


Figura 37.- Ganancias directa e inversa del amplificador de bajo ruido en el simulador ACADEMY.

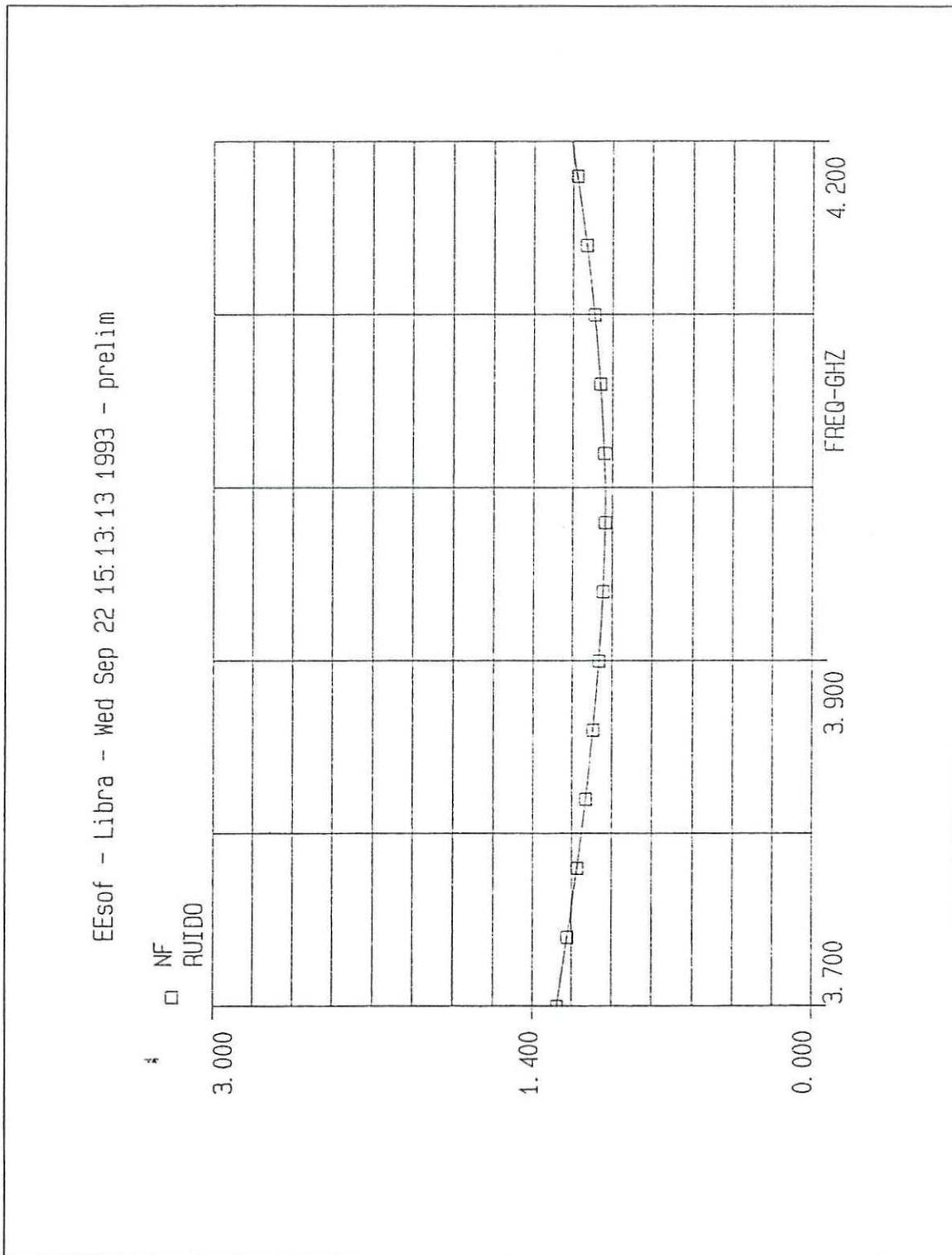


Figura 38.- Figura de ruido del amplificador de bajo ruido obtenida con el simulador ACADEMY.

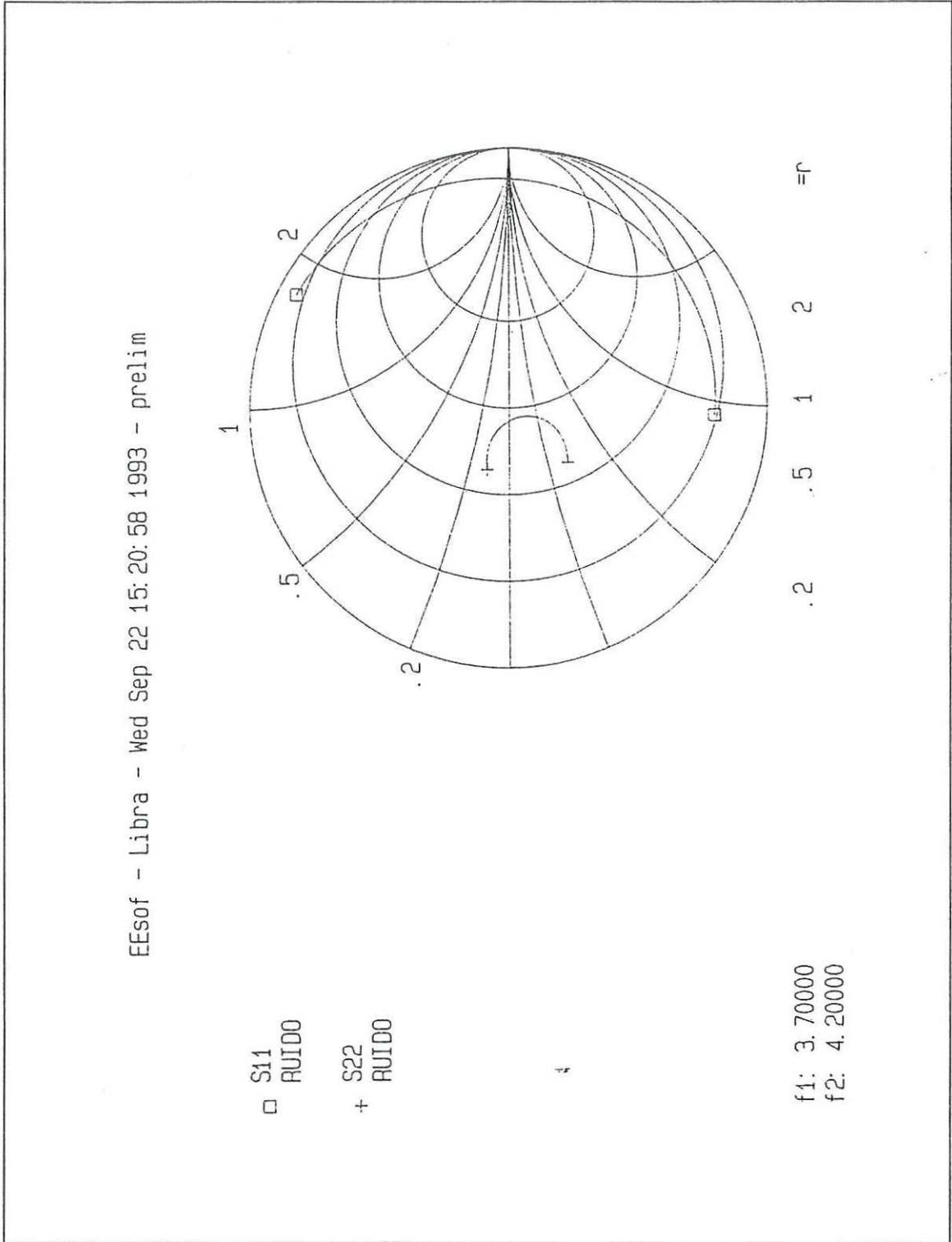


Figura 39.- Comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida en la carta de Smith.

#### **IV.6.1.- Optimización del amplificador.**

Si al observar el comportamiento del amplificador en el simulador no se satisface alguna o algunas de las características requeridas, entonces se hace uso de rutinas de optimización que modifican elementos de las redes de acoplamiento, de manera que el resultado total se acerque lo más fielmente posible al comportamiento requerido. Para el diseño final se modificó el número de segmentos de línea de transmisión a la entrada, con el fin de mejorar el ancho de banda del amplificador, el diagrama esquemático del amplificador implementado se muestra en la figura 40.

Las graficas de las figuras 40, 41, 42, 43, y 44 muestran el diseño final del amplificador (optimizado) y su comportamiento (simulado). Al comparar las figuras 41, 42 y 43, con las figuras 37, 38 y 39 respectivamente, se puede observar un comportamiento más plano en las primeras, por lo que se comprueba que el diseño optimizado es mejor, en el siguiente capítulo se muestran las gráficas comparativas de comportamiento entre el amplificador preliminar, el optimizado y el fabricado.

#### **IV.6.2.- Cálculo de Microcintas.**

Una vez que se han obtenido las redes de acoplamiento óptimas, se hace una conversión de los elementos de impedancia y longitud eléctrica obtenidos (componentes de las redes de acoplamiento) a líneas de microcinta. Tal conversión a líneas de microcinta involucra el cálculo de las dimensiones físicas de las microcintas (ancho y largo). Este cálculo se hace en base al material que se empleará para la fabricación de las microcintas, para lo cual se requiere conocer el espesor del conductor, del dieléctrico, su constante dieléctrica etc. Para esta etapa del diseño se hizo uso del programa "MICRO", desarrollado en el CICESE.

#### **IV.7.- Proceso de fabricación.**

Después de haber obtenido los coeficientes de reflexión óptimos para el transistor

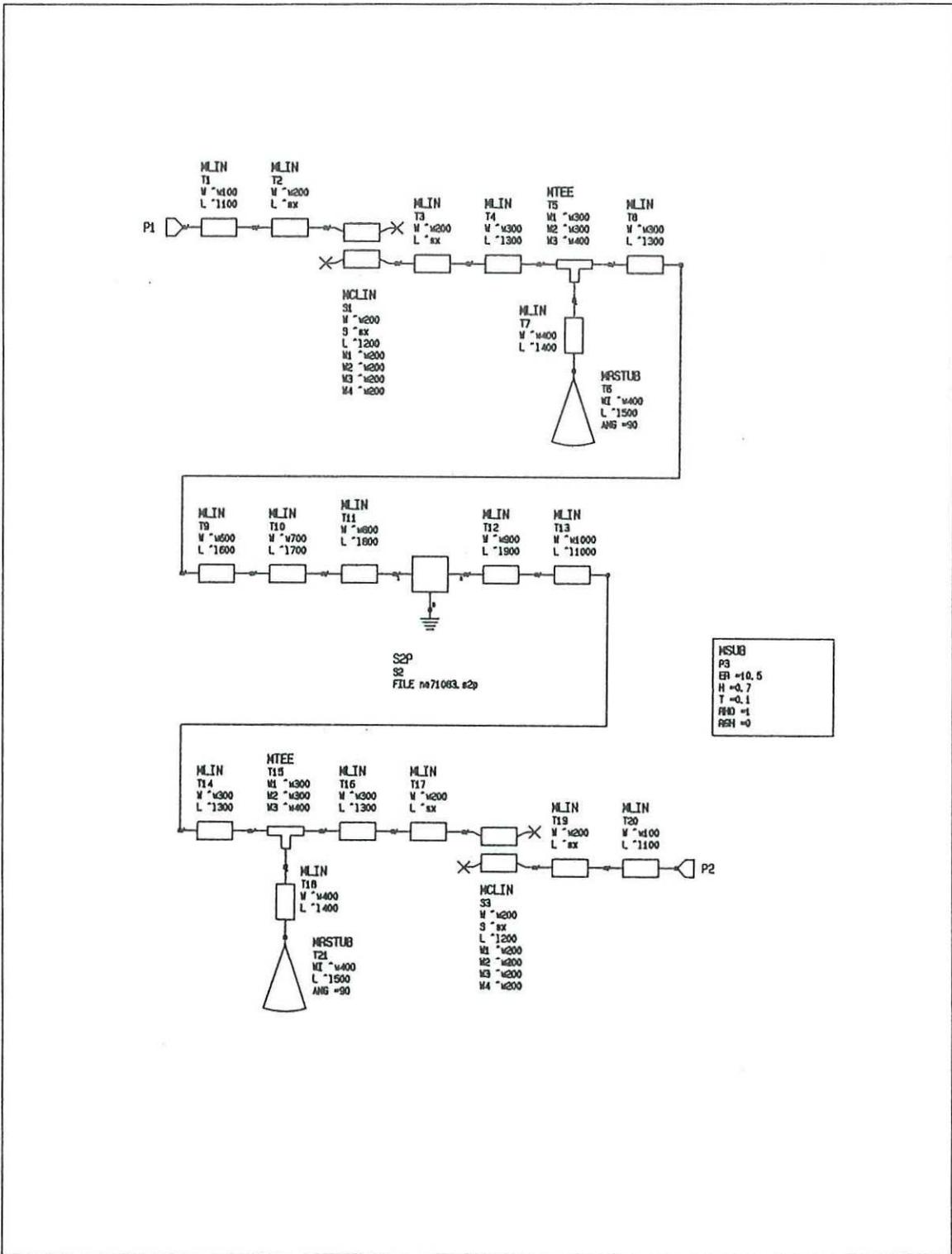


Figura 40.- Diagrama esquemático del amplificador final.

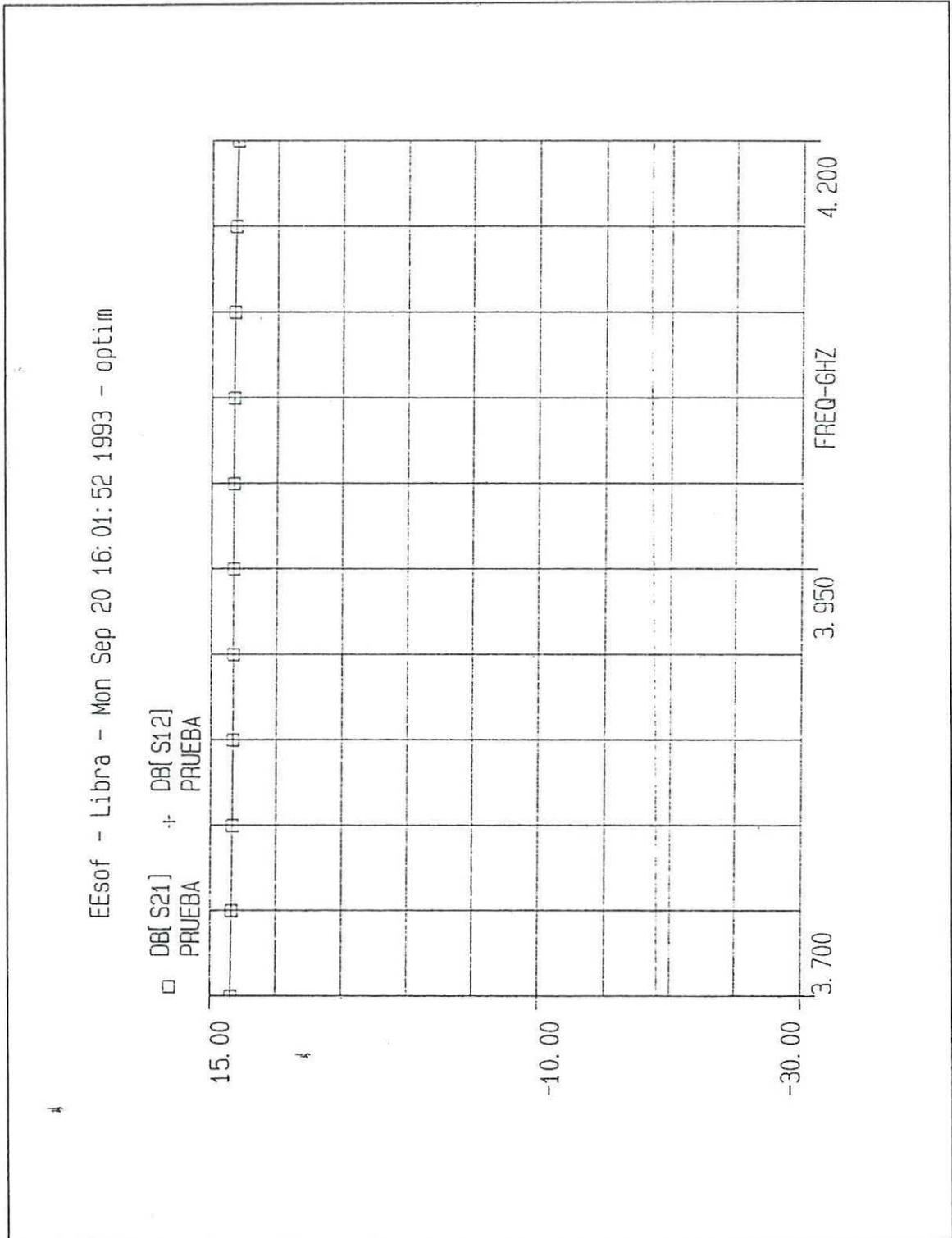


Figura 41.- Ganancias directa e inversa del amplificador final.

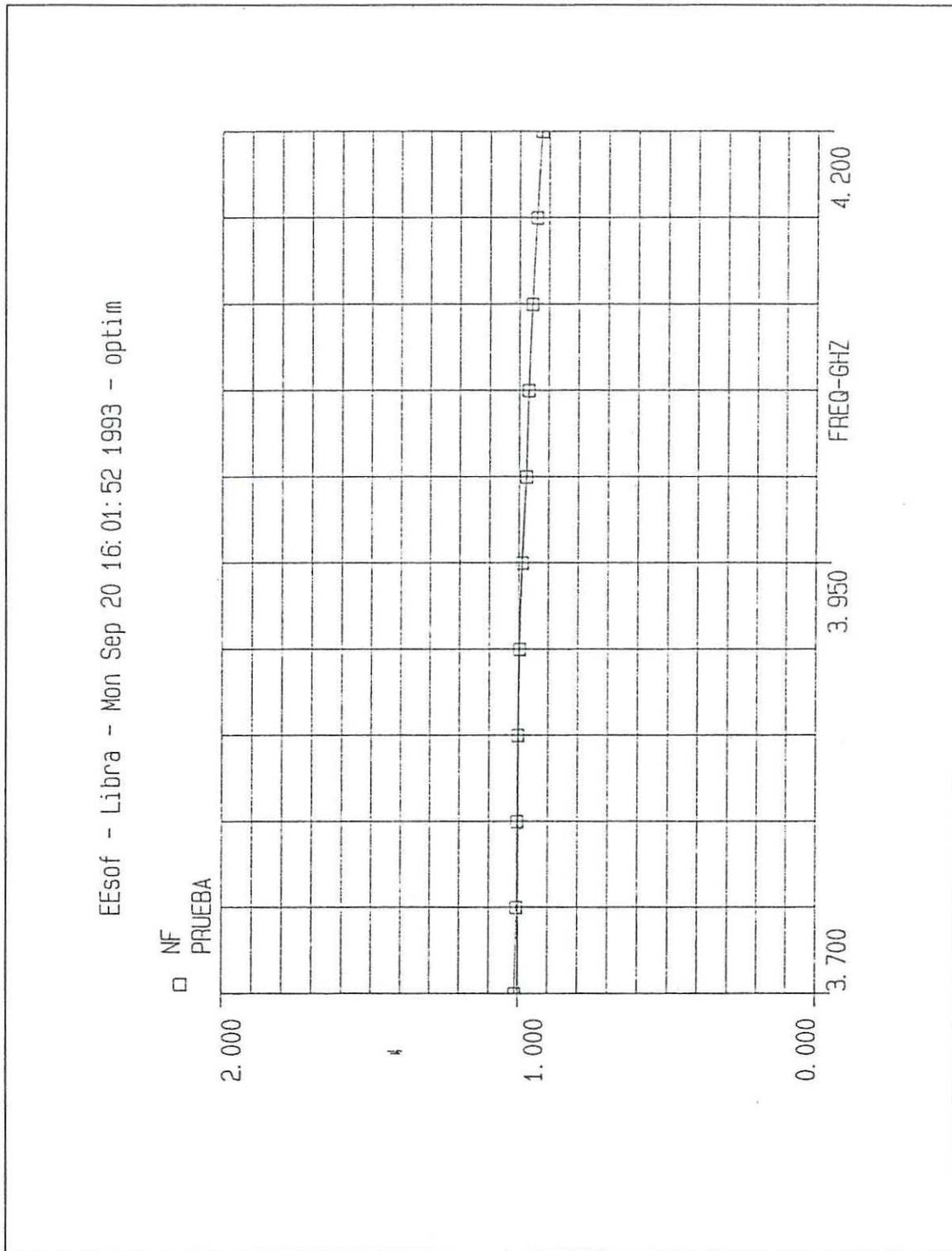


Figura 42.- Figura de ruido del amplificador final.

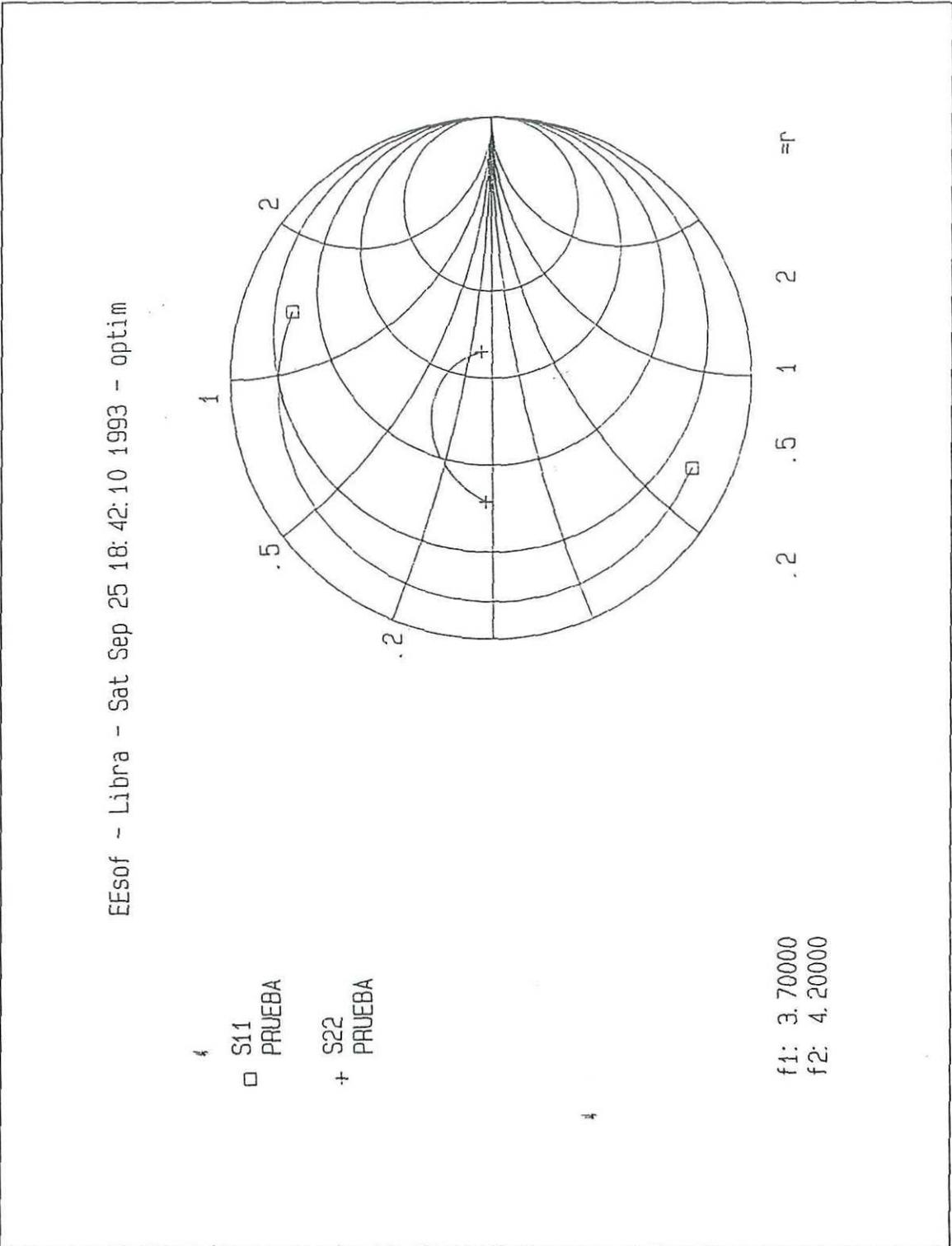


Figura 43.- Coeficientes de reflexión de entrada y salida del amplificador final.

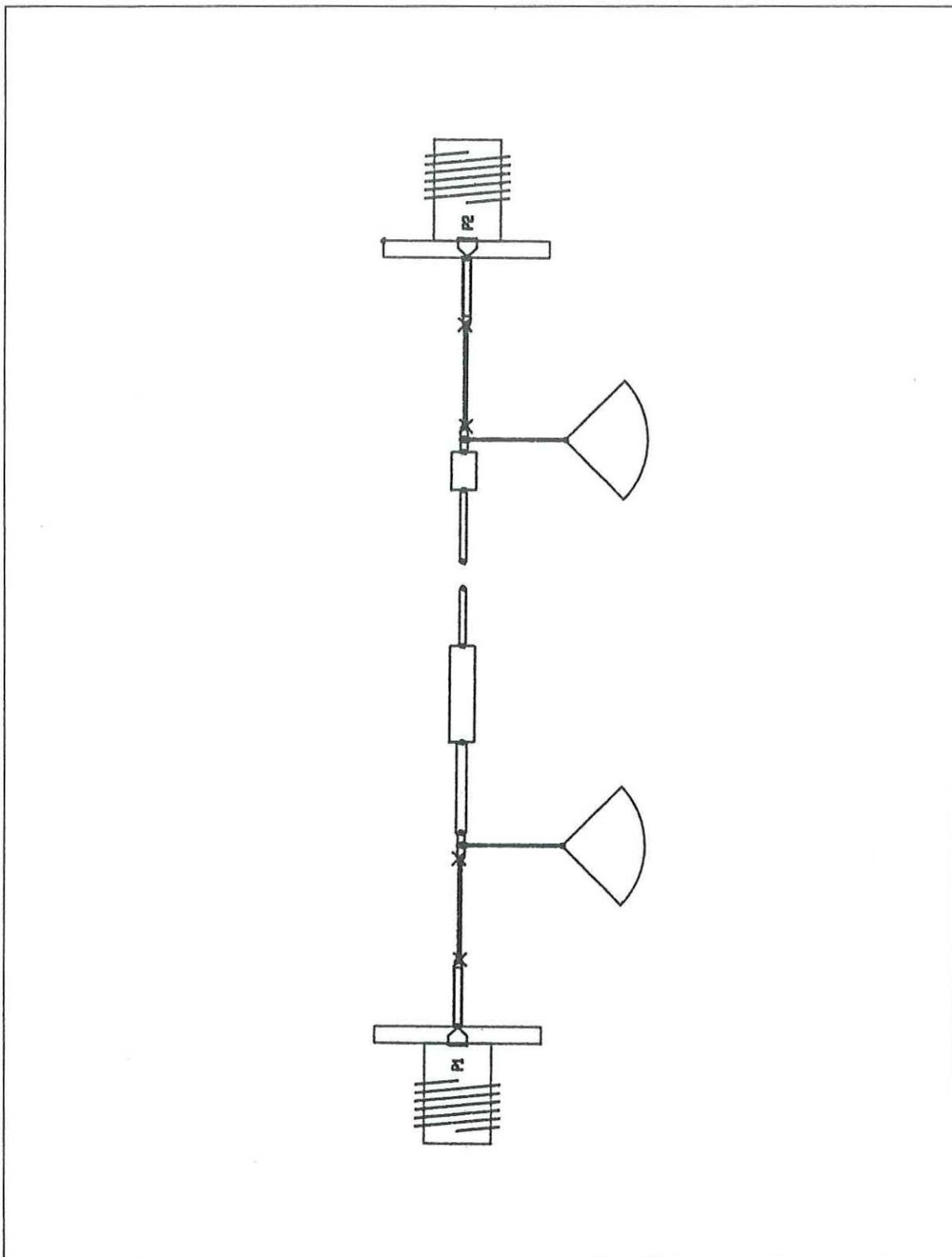


Figura 44.- Mascarilla del amplificador final.

elegido, se diseñaron las redes de adaptación y se optimizaron sus valores por medio del simulador ACADEMY. A continuación se muestra el diagrama de flujo del proceso de fabricación (figura 45), así como la explicación de cada uno de los pasos indicados en el mismo [Medina Monroy, 1992].

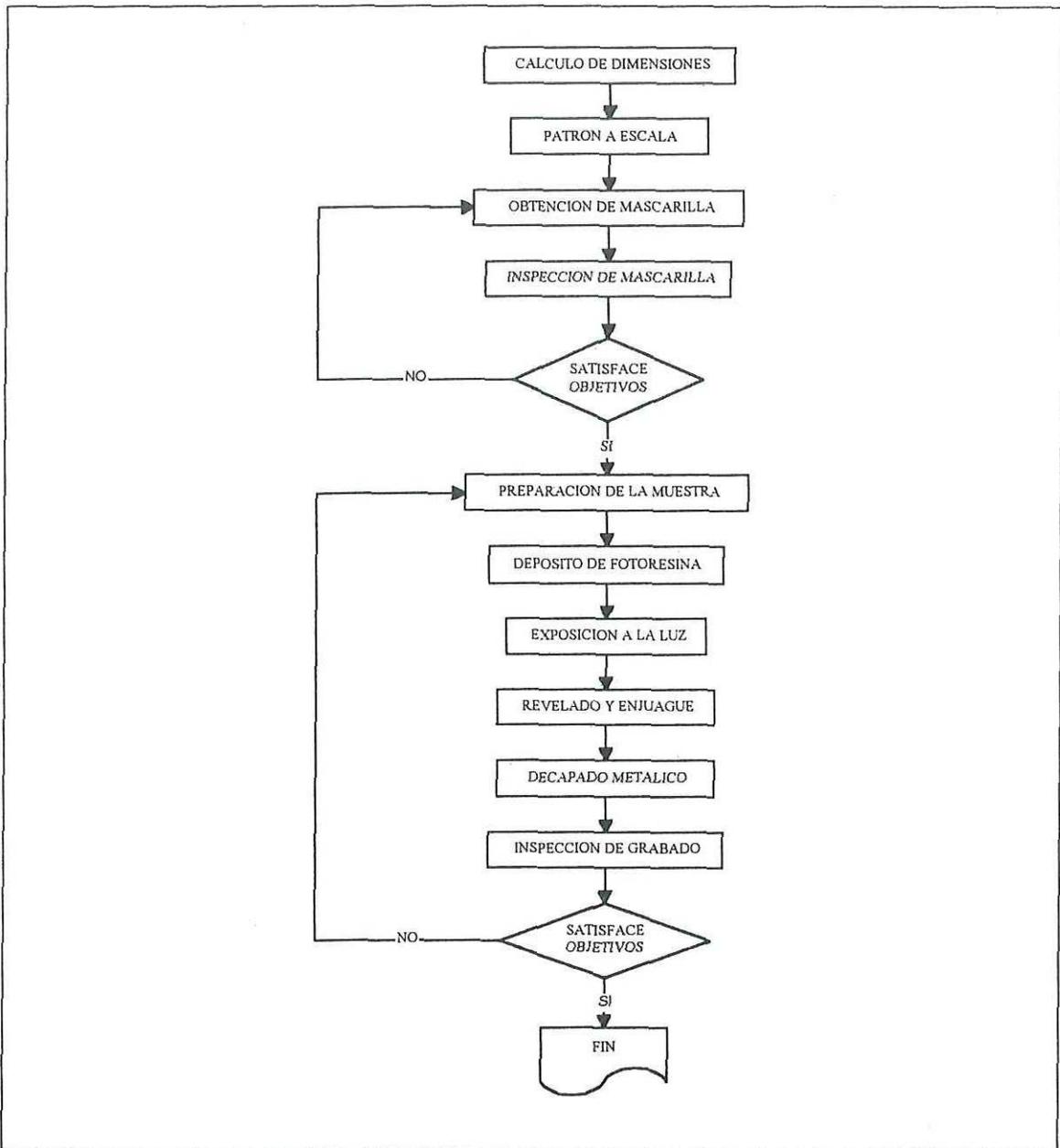


Figura 45.- Diagrama de flujo del proceso de fabricación.

### **Cálculo de dimensiones.**

Con los datos del material elegido sobre el cual se realizarán las líneas de microcinta, y en base a sus parámetros (espesor, constante dieléctrica, conductor, frecuencia de operación, etc. ) se calculan las dimensiones de la microcinta (largo y ancho).

#### **IV.7.1.- Patrón a escala.**

Se traza un dibujo a escala de las microcintas. Para las redes de polarización se utilizó una escala de 40:1 y para las redes de adaptación de entrada y salida la escala empleada fué 20:1. El dibujo se traza sobre un material especial para artes gráficas llamado Rubylith, este material tiene dos capas, una transparente y otra de color, para trazar el dibujo se emplea un utensilio de corte, con el que se desprende una parte de la capa de color, posteriormente se pega la figura sobre una pantalla traslúcida, la cual está iluminada por la parte posterior. La figura debe quedar perfectamente adherida a la pantalla, ya que cualquier deformación se transforma en errores en la mascarilla.

#### **IV.7.2.- Obtención de la mascarilla.**

Una vez pegada la figura sobre la pantalla, se abre totalmente el diafragma de una cámara fotográfica y con un vernier se verifica el tamaño de una marca de referencia hecha sobre el mismo Rubylith de la figura, con tal referencia se ajusta la distancia a la que se debe colocar la cámara. Después se colocan unos trozos de película fotosensible de alta resolución llamada Kodalit, para esto se emplea una base de la cámara, que tiene capacidad para dos muestras (A y B). Para el manejo de esta película se requiere trabajar en un ambiente de luz roja para evitar que se revele antes de introducirla a la cámara. Una vez puestas las muestras sobre la base, se coloca esta en la cámara y se ajusta la abertura del diafragma a 5.6 f y el tiempo de exposición menor a 1 seg. El siguiente paso es tomar las fotografías y posteriormente sigue la etapa de revelado, para lo que se preparan tres recipientes conteniendo revelador, parador y fijador,

respectivamente. Las muestras de Kodalit se introducen en los recipientes en el orden mencionado anteriormente durante los tiempos indicados a continuación: Revelador: 5 min., Parador: 2 min., y Fijador: 3 min. Después de introducirla en cada recipiente, la muestra se debe enjuagar con agua corriente.

Mientras las muestras permanecen en las charolas, estas deben estar agitándose.

#### **IV.7.3.- Inspección de mascarilla.**

Después de obtener varias mascarillas se midieron sus dimensiones con ayuda de un microscopio y se eligieron las que tenían mejor definición y que además sus dimensiones eran muy cercanas a las requeridas por el diseño.

#### **IV.7.4.- Preparación de la muestra.**

Una vez que se tuvieron las mascarillas, se limpia perfectamente el material (sustrato) sobre el cual se construirán las microcintas. Esta limpieza se realizó con brasso, alcohol, acetona y agua destilada, posteriormente se introdujo la muestra al horno a una temperatura aproximada de 80°C durante 3 minutos.

#### **IV.7.5.- Deposito de Fotoresina.**

El siguiente paso fue cubrir el sustrato con un material fotosensible llamado fotoresist (todo este proceso se realiza en un ambiente de luz amarilla). El recubrimiento del sustrato con este material debe ser lo más uniforme posible, por lo que se hizo uso de un girador centrífugo, el cual distribuyó el fotoresist sobre toda la superficie del sustrato. Después se introdujo el sustrato en el horno por tres minutos a una temperatura aproximada de 80°C.

#### **IV.7.6.- Exposición a la luz.**

Después de sacar el sustrato del horno (y dejarlo enfriar un poco) se le colocó encima la mascarilla y un vidrio transparente. A continuación se situó debajo de una lámpara de alta intensidad (luz blanca) de manera que al encender la lámpara, el sustrato se

expuso a la luz por aproximadamente 5 minutos.

#### **IV.7.7.- Revelado y enjuague.**

En esta etapa se introdujo el sustrato en un recipiente con revelador de fotoresina por alrededor de 30 seg. y posteriormente se enjuagó con agua destilada. Una vez hecho lo anterior se inspecciona al microscopio el depósito de la fotoresina, y si tal depósito es defectuoso, se vuelve a hacer la secuencia desde la preparación de la muestra.

#### **IV.7.8.- Decapado metálico.**

Para este paso se cubrió la parte posterior del sustrato con cinta adhesiva y se introdujo la muestra (con la cara de las microcintas hacia abajo) en cloruro férrico previamente calentado a aproximadamente 60°C, por espacio de 5 minutos. Después se enjuagó con agua corriente y se repitió la acción de decapado-enjuague hasta ver bien definidas las líneas de microcinta (en este caso la inmersión en cloruro férrico fué de 1 min.). Finalmente se enjuagó la muestra, se limpió con acetona y se secó.

#### **IV.7.9.- Inspección de grabado.**

Se verificaron las dimensiones de la microcinta y su rugosidad con el microscopio, además se revisó que no existieran cortos ni circuitos abiertos. En caso de no cumplir satisfactoriamente la inspección, se requiere repetir los pasos desde la preparación de la muestra.

#### **IV.7.10.- Ensamble de las microcintas en un recinto metálico.**

Una vez obtenidas las microcintas con las dimensiones deseadas se procede a hacer el ensamblado final sobre un recinto metálico, el cual tiene dimensiones muy precisas para acomodar en su interior las microcintas, los dispositivos activos (transistores) y conectar en sus extremos conectores del tipo SMA y de polarización. La correcta unión de los conectores con las microcintas es fundamental para el buen desempeño del amplificador,

como primer paso se debe ajustar el ancho de la punta de los conectores con el ancho de las microcintas, de forma que las discontinuidades en las uniones sean mínimas y con esto reducir las pérdidas por reflexiones debidas a malos acoplamientos, además para asegurar un mejor contacto se le agrega una capa muy fina de soldadura de plata a las uniones. Con respecto a la union de las terminales del transistor, estas deben tener la longitud más pequeña posible y su ancho debe coincidir con el ancho de las líneas de microcinta (este fué un parámetro dado al optimizar las redes de acoplamiento). Finalmente, debe tenerse un gran cuidado en los contactos a tierra del transistor, pues si se dejan pequeñas cavidades entre tierra y las terminales del transistor, este puede tender a oscilar y por tanto dañarse. También se requiere que las microcintas tengan un buen contacto a tierra y se deben evitar cavidades por debajo de ellas para eliminar frecuencias de resonancia espurias.

## V.- CARACTERIZACION DEL RECEPTOR OPTICO-MICROONDAS

En el presente capítulo se muestran los resultados obtenidos de la caracterización del fotodiodo ORTEL 2510-B y el preamplificador de bajo ruido por separado, y finalmente la respuesta total del sistema opto-receptor. En la mayoría de los casos las mediciones se realizaron en el ancho de banda definido para operación del opto-receptor, que en este caso es el intervalo de frecuencias comprendidas entre 3.7 GHz y 4.2 GHz. Para tales caracterizaciones se utilizó el equipo disponible en el Laboratorio de Tecnología de Arseniuro de Galio para Telecomunicaciones Ópticas y Microondas del CICESE.

A continuación se describen por separado los métodos de caracterización y las gráficas de comportamiento obtenidas.

### V.1.- Caracterización del Fotodiodo.

Para una correcta caracterización del fotodiodo se requiere de una fuente óptica que entregue un valor de potencia óptica constante en todo el ancho de banda de interés al fotodiodo. Actualmente no se cuenta con dicho equipo en el CICESE, por lo que se realizó una medición indirecta, con ayuda del láser ORTEL 1510-B y el montaje de medición empleado se muestra en la figura 46. El equipo empleado en tal medición se enlista a continuación:

- Fuente de alimentación HP 6236B
- Fuente de alimentación HP 6285A
- Multímetro digital KEITHLEY modelo 172
- Analizador de espectros HP 8565A
- Generador de RF HP 8620C y módulo HP 86240 de 2-8.4 GHz
- Atenuador de 70 dB HP 8495B CD-18 GHz
- Atenuador de 11 dB HP 8494B CD-18GHz
- Red de polarización HP 11590A (bloqueador de CD)

- Acoplador direccional HP11691D 2-18 GHz
- 6 metros de fibra unimodal
- Sistema transmisor de microondas en banda C
- Sistema receptor de microondas en banda C

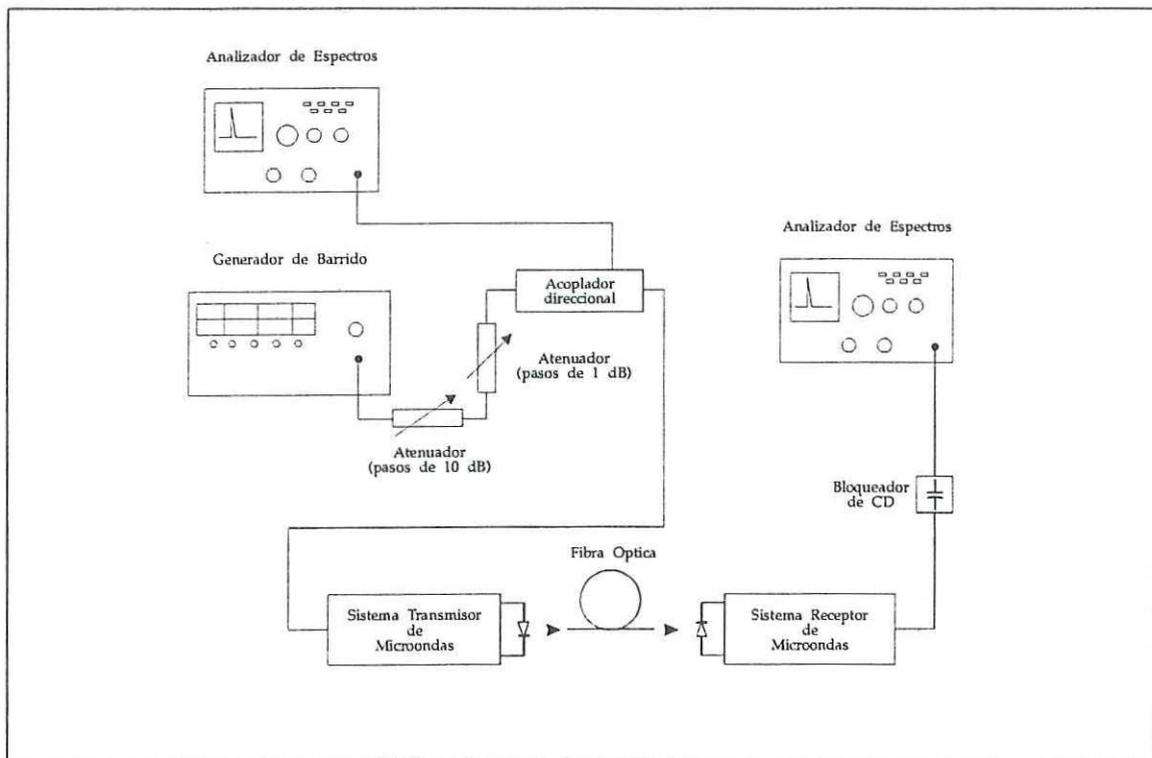


Figura 46.- Montaje para medición de la respuesta del fotodiodo.

Debido a que la respuesta del diodo láser es aproximadamente lineal por encima de su umbral de polarización, se realizaron varias mediciones a diferentes corrientes de polarización del diodo láser, obteniéndose los valores mostrados en la tabla III .

Dada la importancia de su operación en la región lineal, se toman en cuenta principalmente los valores obtenidos con corrientes de polarización del láser de 45 mA y 48 mA. Las gráficas de comportamiento se muestran en la figura 47. En bajas corrientes se puede observar una saturación a niveles de potencia del láser mayores a 10 dBm.

Tabla III.- Respuesta del fotodiodo (receptor) a diferentes corrientes de polarización del diodo láser (transmisor).

POTENCIA RF DEL LASER (dBm)	POTENCIA RF DEL FOTODIODO EN FUNCION DE LA CORRIENTE DE POLARIZACION DEL DIODO LASER				
	(dBm)				
	$I_{POL} = 30 \text{ mA}$	$I_{POL} = 35 \text{ mA}$	$I_{POL} = 40 \text{ mA}$	$I_{POL} = 45 \text{ mA}$	$I_{POL} = 48 \text{ mA}$
2.2	-59.6	-52.8	-54	-54.4	-54.5
3.2	-59	-51.7	-53.3	-53.4	-53.6
4.3	-58.2	-51.2	-52.5	-52.5	-52.8
5.4	-57.6	-50	-51.5	-51.7	-52
6.4	-57	-48.7	-50.4	-50.8	-51
7.4	-56.4	-47.8	-49.7	-50	-50.2
8.2	-55.8	-47	-49	-49.4	-49.4
9.3	-55	-46.4	-48	-48.5	-48.5
10.3	-54.2	-45	-47	-47.6	-47.6
11.4	-53.8	-44.5	-45.8	-46.5	-46.6
12.4	-53.2	-43.7	-44.8	-45.4	-45.3
13.5	-52.8	-43.3	-43.8	-44.2	-44.2
14.1	-52.6	-43	-42.8	-43.5	-43.6
15.4	-52.4	-42.6	-41.7	-42.5	-42.6
16.4	-52	-42.4	-40.8	-41.5	-41.6
17.5	-51.5	-42.2	-39.7	-40.5	-40.7
18.3	-51	-42	-38.7	-39.5	-39.6
19.4	-50.6	-41.9	-38.1	-38.5	-38.5
20.4	-50.2	-41.8	-37.7	-37.5	-37.5
21.5	-49.8	-41.5	-37.4	-36.4	-36.4
22.5	-49.5	-41.3	-37.2	-35.4	-35.4
23.6	-49	-41.1	-37	-34.4	-34.7

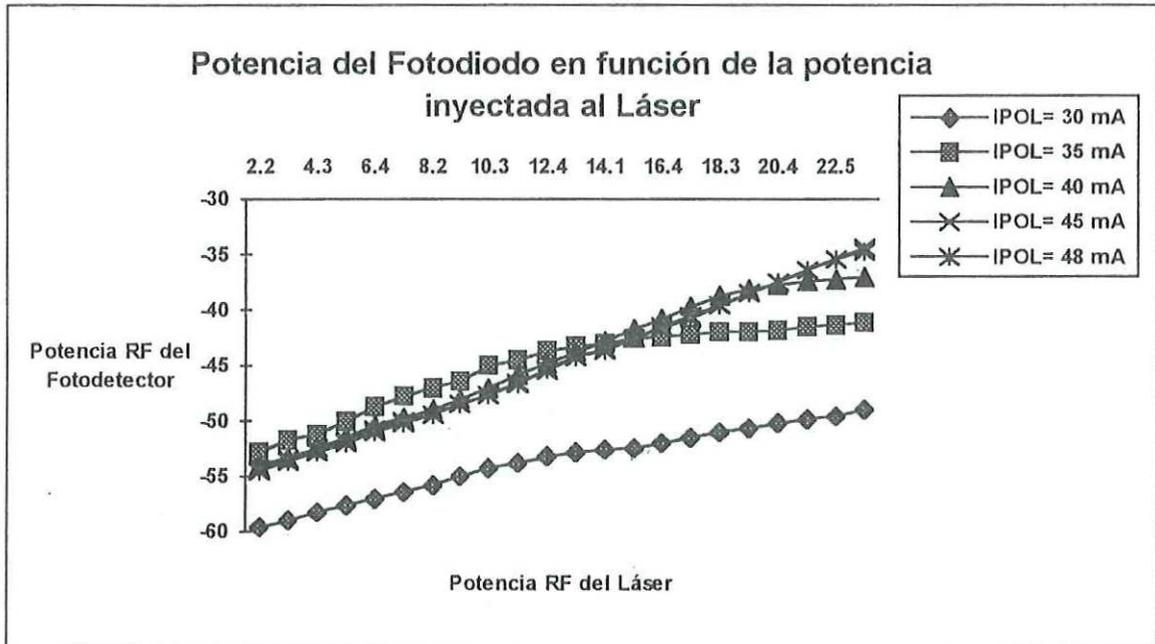


Figura 47.- Gráficas de respuesta del fotodiodo a diferentes corrientes de polarización del diodo láser (emisor).

En la tabla IV y en la figura 48 se muestra la potencia de salida del fotodiodo en función de la frecuencia, cuando se inyecta una potencia de entrada constante (11 dBm a la entrada del láser). En la gráfica de la figura 48 se puede observar que dentro de la banda de 3.7 a 4.2 GHz se tiene una mayor potencia de salida en el fotodiodo cuando se polariza el láser a 35 mA, sin embargo, en la figura 47 se observa que con la polarización a 35 mA se está operando el diodo láser en su región no-lineal. De las mismas figuras (47 y 48) se ve que es posible manejar al diodo láser en su región lineal y tener un poco menos de potencia de salida (aceptable) si se opera al láser con una corriente de polarización entre 45 y 48 mA.

## V.2.- Caracterización del Amplificador de Bajo Ruido.

La caracterización del Amplificador de Bajo Ruido (ABR) se dividió básicamente en tres partes, medición de figura de ruido, de ganancia y de parámetros de dispersión (parámetros "S"). A continuación se describen cada una de las mediciones efectuadas y se muestran los resultados obtenidos.

Tabla IV.- Potencia de salida del fotodiodo en función de la frecuencia.

FRECUENCIA (GHz)	POTENCIA DE RF DEL FOTODIODO				
	(dBm)				
	$I_{POL} = 30 \text{ mA}$	$I_{POL} = 35 \text{ mA}$	$I_{POL} = 40 \text{ mA}$	$I_{POL} = 45 \text{ mA}$	$I_{POL} = 48 \text{ mA}$
2.0	-44	-43	-43.4	-43.6	-43.8
2.4	-44.2	-43.2	-43	-43.2	-43.5
2.8	-46	-43	-44	-44.4	-44.6
3.2	-46.8	-42	-43.6	-44.2	-44.4
3.6	-47.5	-41	-43	-43.8	-44
3.7	-47.8	-40.3	-42.2	-43.1	-43.2
3.8	-49.7	-41.4	-43.1	-43.9	-44.1
3.9	-50.7	-42.9	-44.3	-45.1	-45.3
4.0	-51.2	-42.8	-44.2	-44.7	-45
4.1	-49.7	-41.5	-42.7	-43.1	-43.5
4.2	-49.2	-41.1	-41.9	-42.3	-42.5
4.4	-49.6	-40.7	-41.1	-41.3	-41.6
4.8	-51.9	-42.9	-39.9	-40.9	-41.9
5.2	-54.6	-46.1	-41.6	-42.4	-43.4
5.6	-55.8	-47.6	-42.4	-42.4	-43
6.0	-54.5	-48.7	-42.7	-42.5	-43.1

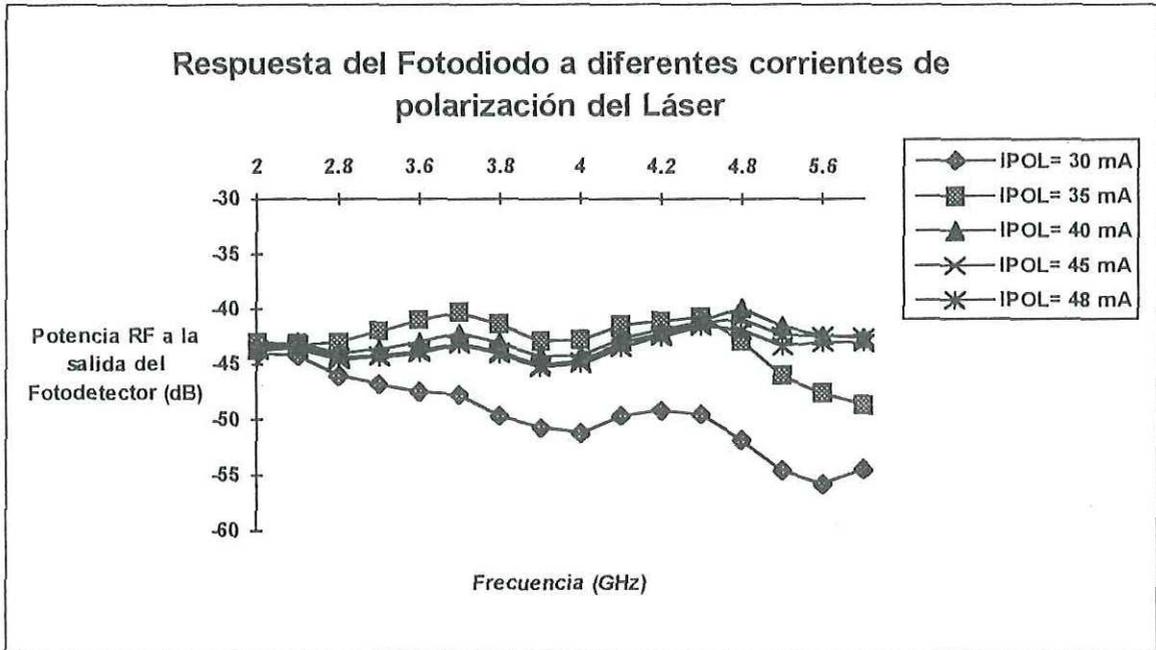


Figura 48.- Potencia de salida del fotodiodo en función de la frecuencia.

### V.2.1.- Medición de Figura de Ruido.

Para medir la figura de ruido se utilizó el montaje mostrado en la figura 49. El equipo empleado en tal medición se enlista a continuación:

- Medidor de Figura de Ruido HP 8970A
- Generador de Ruido HP 346B
- Aisladores UTE MICROWAVE modelo CT-4422-0T
- Bloque de Bajo Ruido ECHOSTAR LNB-0950-1B
- Atenuador HP 8495B
- Osciloscopio TEKTRONIX 455
- Fuente de Alimentación Dual HP 6205C
- Multímetros digitales FLUKE 8010
- Multímetro digital KEITHLEY 172

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla V y la gráfica de la figura 50. De la figura 50 podemos notar que la figura de ruido tiene un nivel de  $3.2 \pm 0.5$  dB dentro de la banda de frecuencias de 3.7 a 4.2 GHz. El nivel de ruido es elevado, sin embargo es suficiente para la sensibilidad del receptor óptico, ya que con el nivel de ruido y la ganancia asociada del preamplificador (aproximadamente 8 dB) se obtiene un nivel equivalente de ruido de aproximadamente -80 dBm [Medina Monroy et al, 1985].

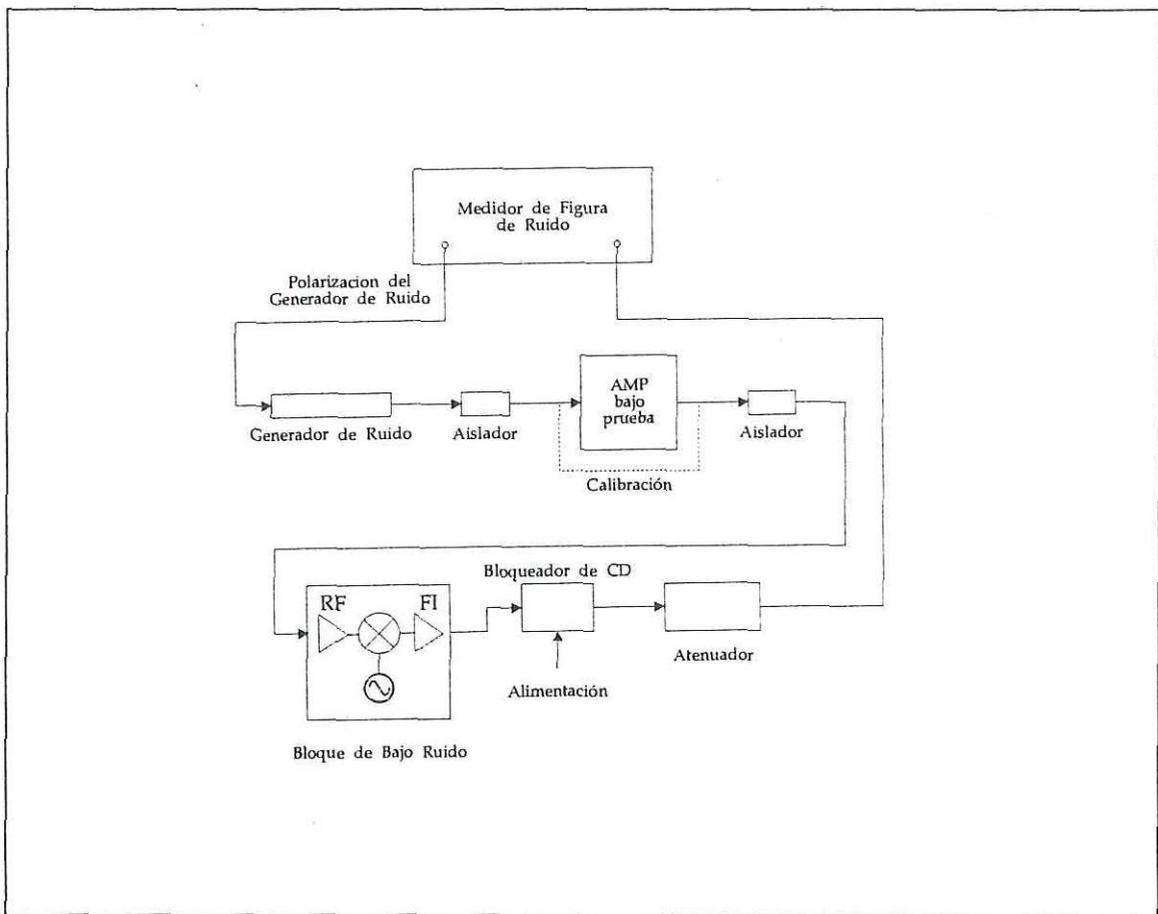


Figura 49.- Montaje para medición de la figura de ruido del ABR.

Tabla V.- Resultados de la medición de Ganancia y Figura de Ruido con el medidor de figura de ruido HP 8970A.

FRECUENCIA (GHz)	GANANCIA (dB)	FIGURA DE RUIDO (dB)
3.7	9.56	2.43
3.72	9.23	2.56
3.74	8.57	2.84
3.76	8.64	2.76
3.78	8.65	2.82
3.8	8.5	2.81
3.82	8.32	2.88
3.84	8.2	3
3.86	8.08	3.05
3.88	7.93	3.08
3.9	7.77	3.12
3.92	7.73	3.15
3.94	7.61	3.18
3.96	7.56	3.21
3.98	7.47	3.25
4.0	7.40	3.28
4.02	7.29	3.3
4.04	7.17	3.31
4.06	7.12	3.32
4.08	7.15	3.35
4.1	7.14	3.35
4.12	7.18	3.36
4.14	7.17	3.33
4.16	7.16	3.29
4.18	7.15	3.27
4.2	7.23	3.25

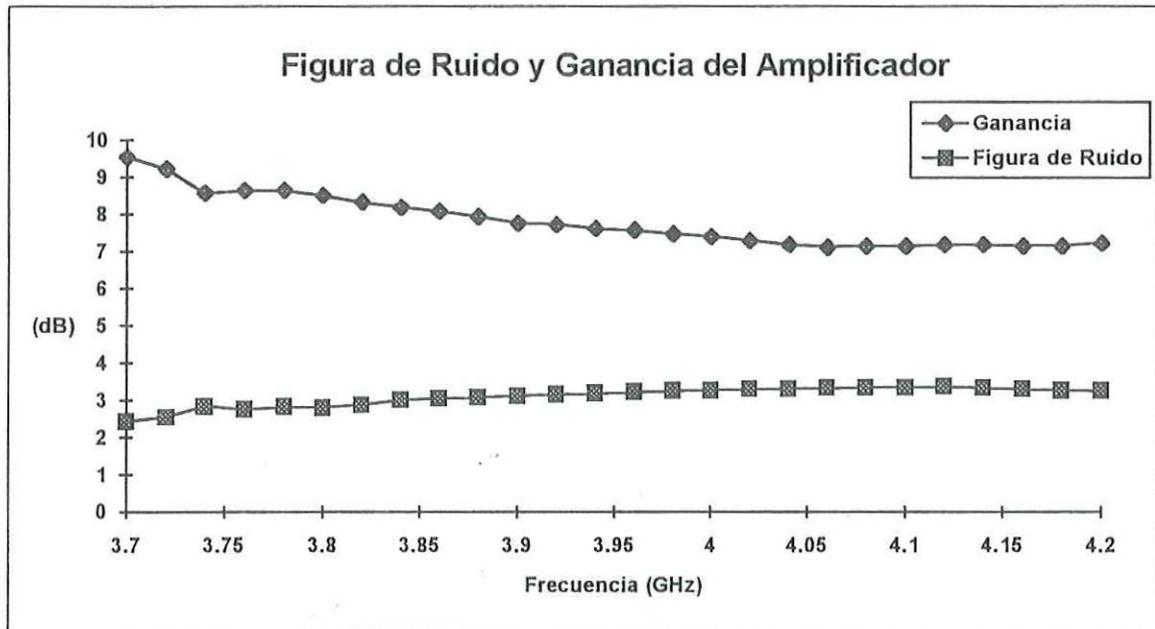


Figura 50.- Figura de ruido del ABR vs. frecuencia.

### V.2.2.- Medición de Ganancia.

La medición de ganancia se realizó por tres métodos diferentes: con el medidor de figura de ruido, cuyos valores se muestran en la tabla V, otro método se realizó con la ayuda de un generador de barrido y el analizador de espectros, el montaje empleado se muestra en la figura 51. El último método se realizó empleando el analizador de redes HP 8510. Los resultados obtenidos en la medición con ayuda del analizador de espectros se muestran en la tabla VI y su gráfica en la figura 52.

### V.2.3.- Medición de Parámetros "S".

Los parámetros "S" muestran el desempeño de una red de dos puertos, tales parámetros indican los coeficientes de reflexión de entrada y salida, así como la ganancia directa e inversa. Para la medición de los parámetros "S" se utiliza el analizador de redes HP 8510 C, con el montaje mostrado en la figura 53, los resultados obtenidos se muestran en las gráficas de la figura 54.

Tabla VI.- Resultados de la medición de Ganancia con el analizador de espectros.

FRECUENCIA (GHz)	NIVEL DE ENTRADA (dB)	NIVEL DE SALIDA (dB)	GANANCIA (dB)
3.5	-70	-58.5	11.5
3.6	-70.5	-60	10.5
3.7	-70.5	-61	9.5
3.8	-70.5	-62	8.5
3.9	-71	-63	8.0
4.0	-71	-63.5	7.5
4.1	-71.5	-64	7.5
4.2	-70.5	-63.2	7.3
4.3	-71	-63.5	7.5
4.4	-72	-64.5	7.5
4.5	-71.5	-64.2	7.3

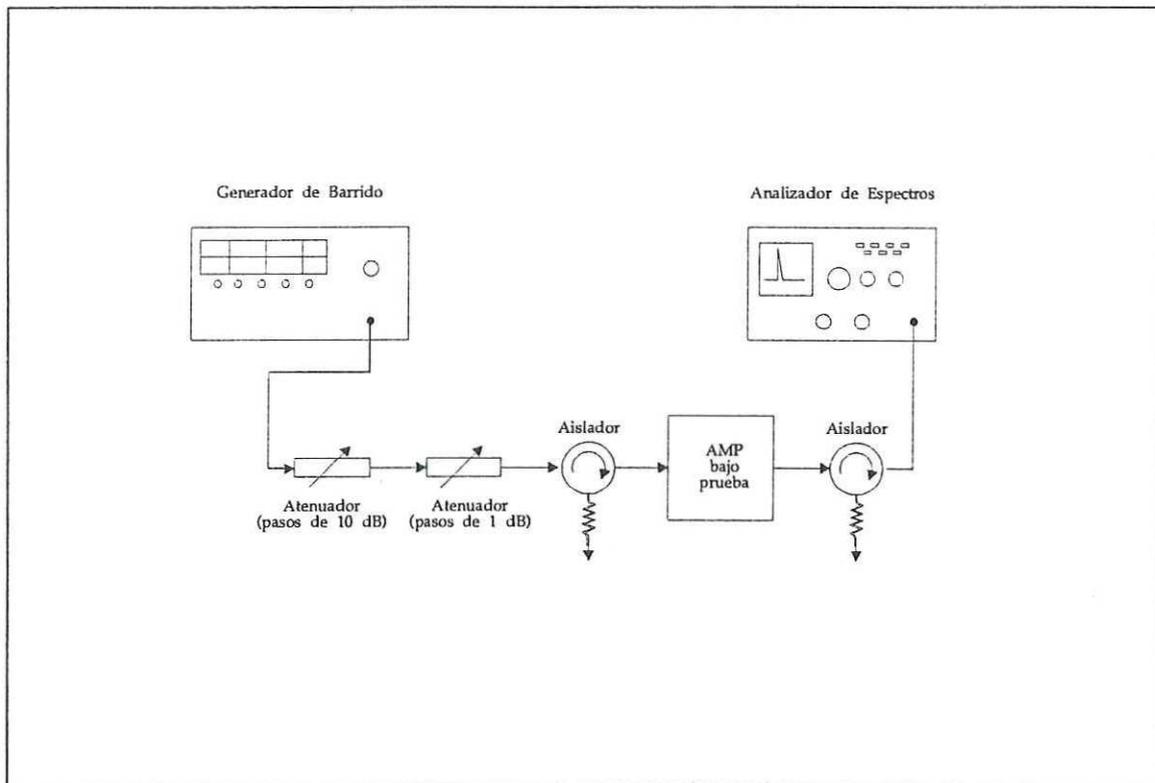


Figura 51.- Montaje para medición de la Ganancia con ayuda del analizador de espectros.

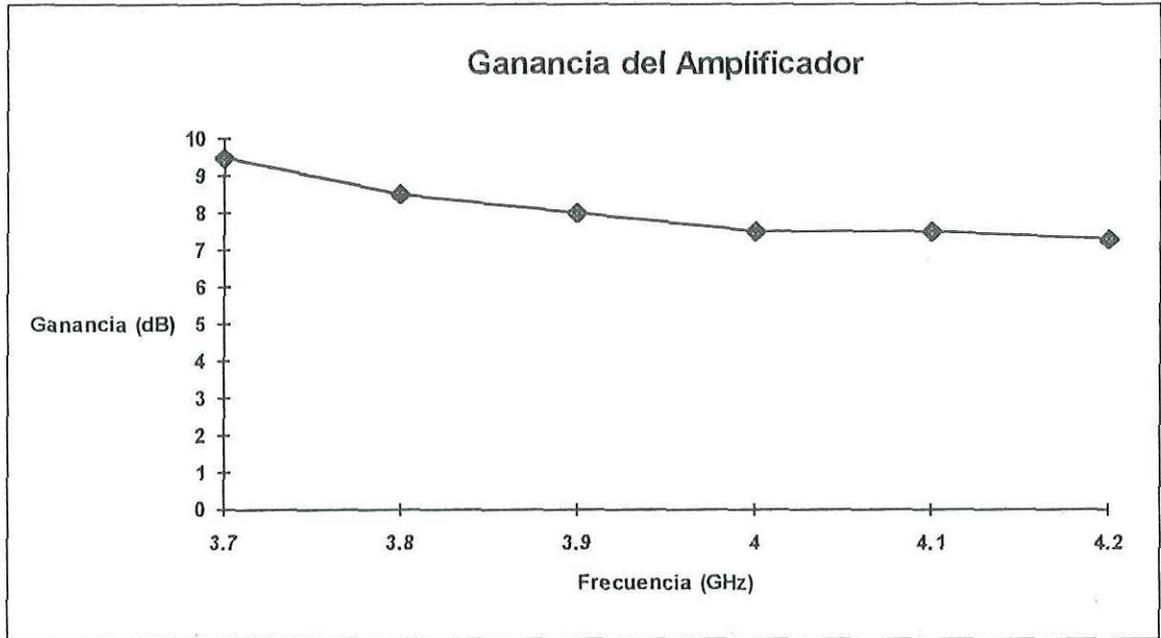


Figura 52.- Gráfica de la Ganancia del ABR medida con el analizador de espectros.

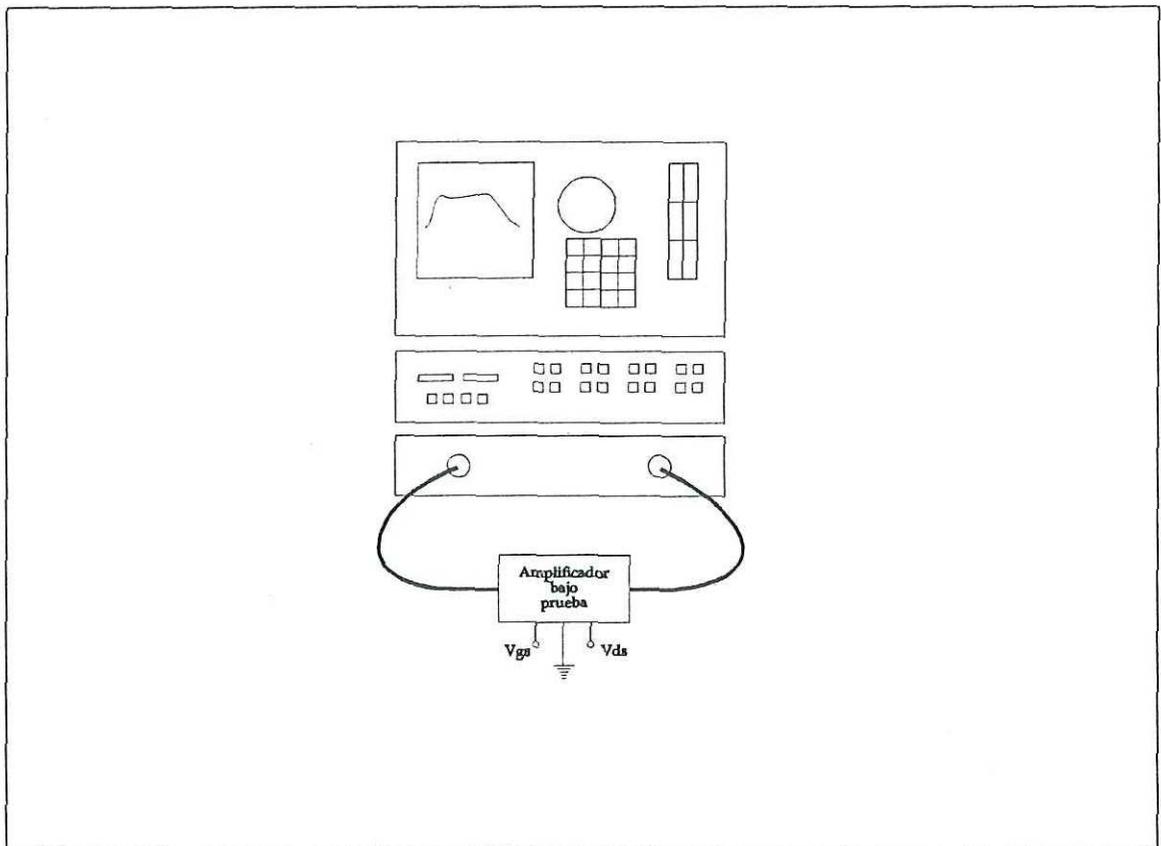


Figura 53.- Montaje para medición de los parámetros "S" con el analizador de redes HP 8510 C.

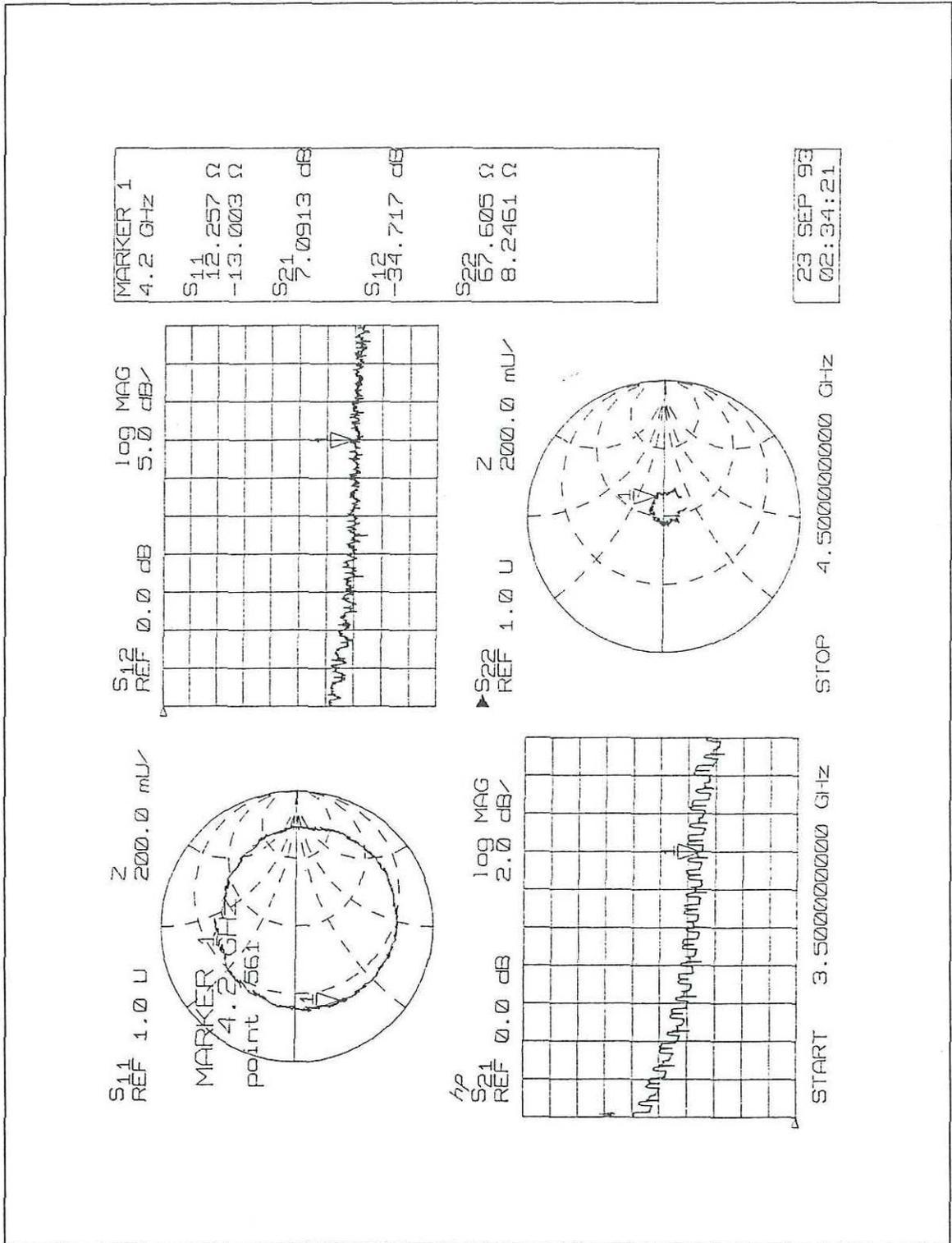


Figura 54.- Gráfica de los parámetros "S" del ABR obtenida con el analizador de redes HP 8510 C.

### V.3.- Caracterización del Sistema Opto-Receptor Completo.

Después de haber obtenido las características del fotodiodo receptor y el preamplificador de bajo ruido por separado, se procedió a caracterizar el sistema opto-receptor completo. Para esta caracterización se utilizó el montaje mostrado en la figura 55. Como puede observarse de esta figura, el montaje muestra un sistema de transmisión-recepción completo que emplea como medio de transmisión una fibra óptica unimodal.

El parámetro de referencia con que se cuenta es la potencia de entrada al sistema transmisor, en este caso se eligió una potencia de entrada de 0 dBm (1 mW). En base a la curva de respuesta de la figura 56, se puede observar que existe una gran atenuación de la señal al pasar por el sistema opto-electrónico, de aproximadamente 50 dB, sin embargo el nivel de salida obtenido es adecuado para operar con un mezclador típico con un intervalo de señal de entrada de -40 a -70 dBm para operación lineal. Al observar la curva de potencia de salida con el preamplificador de bajo ruido puede notarse que tiene una gran semejanza con las curvas de ganancia del amplificador mostradas en la sección anterior.

Los resultados obtenidos de la caracterización del opto-receptor se muestran en la tabla VII.

Por último se midió el nivel mínimo detectable de señal, se observó que el mínimo nivel de señal de entrada al módulo transmisor para que se pueda detectar señal de información a la salida del opto-receptor debe ser de -25 dBm.

Tabla VII.- Resultados obtenidos al medir la potencia de salida del opto-receptor. En primer lugar se midió únicamente la salida del fotodiodo y posteriormente se midió su potencia de salida incluyendo el preamplificador de bajo ruido.

Frecuencia (GHz)	Potencia de Entrada (dBm)	Potencia de Salida sin ABR (dBm)	Potencia de Salida con ABR (dBm)
3.7	0	-50.4	-40.8
3.8	0	-50.4	-42.0
3.9	0	-50.8	-43.2
3.95	0	-51.0	-42.8
4.0	0	-50.5	-43.5
4.1	0	-52.0	-44.5
4.2	0	-51.0	-43.7

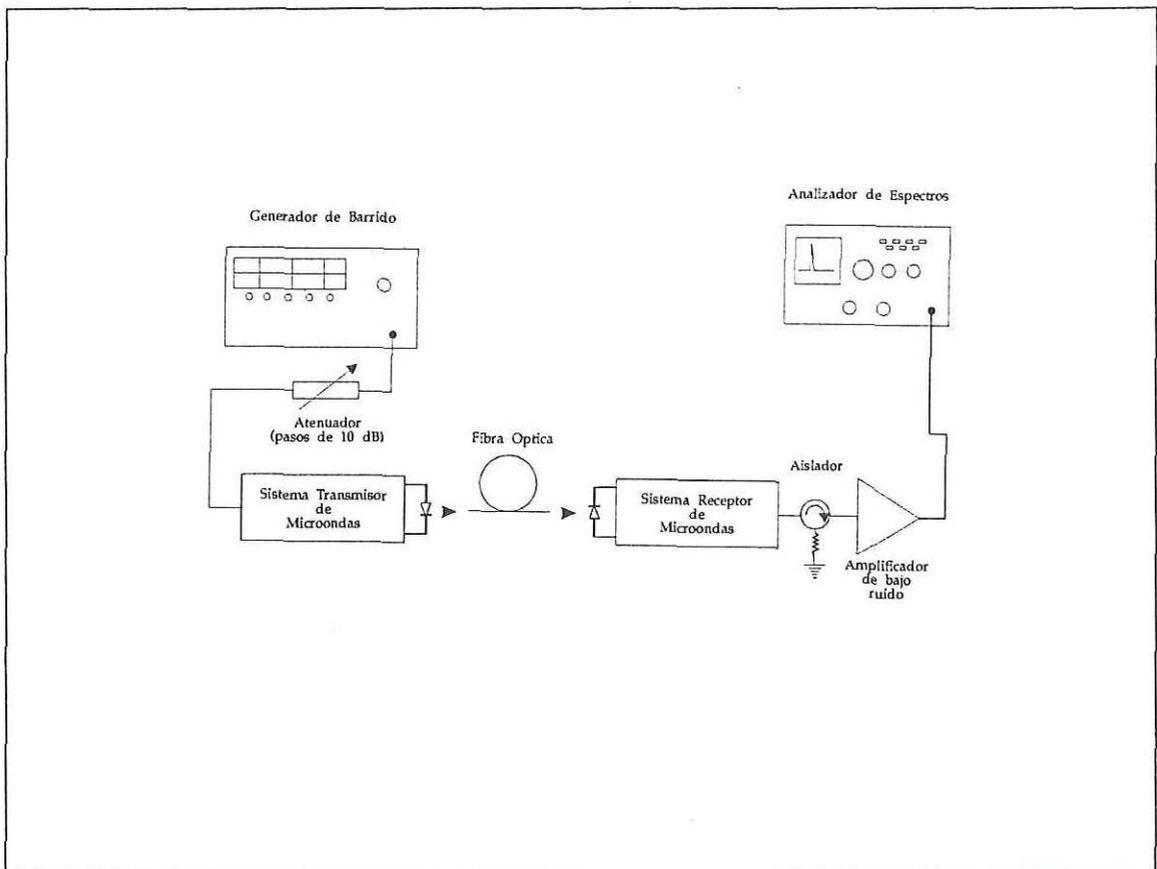


Figura 55.- Montaje para la caracterización del opto-receptor.

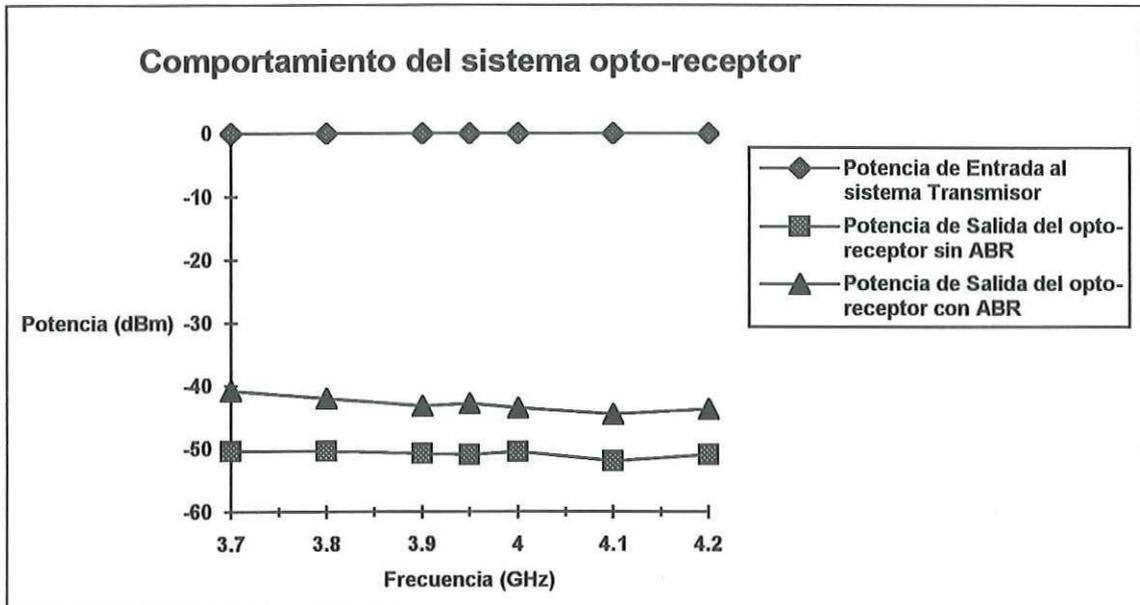


Figura 56.- Resultados obtenidos de la caracterización del opto-receptor con el sistema de transmisión-recepción a través de fibra óptica completo

En la tabla VIII se muestran los resultados de figura de ruido obtenidos de la simulación de los amplificadores preliminar y optimizado y también se muestran los resultados medidos del amplificador construido. La gráfica comparativa de comportamiento se muestra en la figura 57. En tal gráfica se puede observar una notoria diferencia entre los valores medidos y los valores esperados, esto se debe principalmente a errores introducidos por el proceso de fabricación y a la diferencia de los parámetros "S" y de ruido reales del transistor, con los proporcionados en las hojas de datos del fabricante

Tabla VIII.- Resultados de figura de ruido obtenidos de los diseños preliminar, optimizado y construido

FRECUENCIA (GHz)	FIGURA DE RUIDO ORIGINAL (dB)	FIGURA DE RUIDO OPTIMIZADA (dB)	FIGURA DE RUIDO MEDIDA (dB)
3.7	1.276	1.012	2.43
3.72	1.250	1.009	2.56
3.74	1.224	1.007	2.84
3.76	1.200	1.006	2.76
3.78	1.176	1.005	2.82
3.8	1.154	1.004	2.81
3.82	1.133	1.003	2.88
3.84	1.114	1.003	3
3.86	1.096	1.001	3.05
3.88	1.081	1.000	3.08
3.9	1.067	0.998	3.12
3.92	1.056	0.995	3.15
3.94	1.047	0.992	3.18
3.96	1.041	0.987	3.21
3.98	1.037	0.982	3.25
4.0	1.036	0.976	3.28
4.02	1.042	0.974	3.3
4.04	1.051	0.971	3.31
4.06	1.062	0.967	3.32
4.08	1.076	0.963	3.35
4.1	1.092	0.958	3.35
4.12	1.110	0.952	3.36
4.14	1.131	0.946	3.33
4.16	1.155	0.940	3.29
4.18	1.180	0.933	3.27
4.2	1.207	0.927	3.25

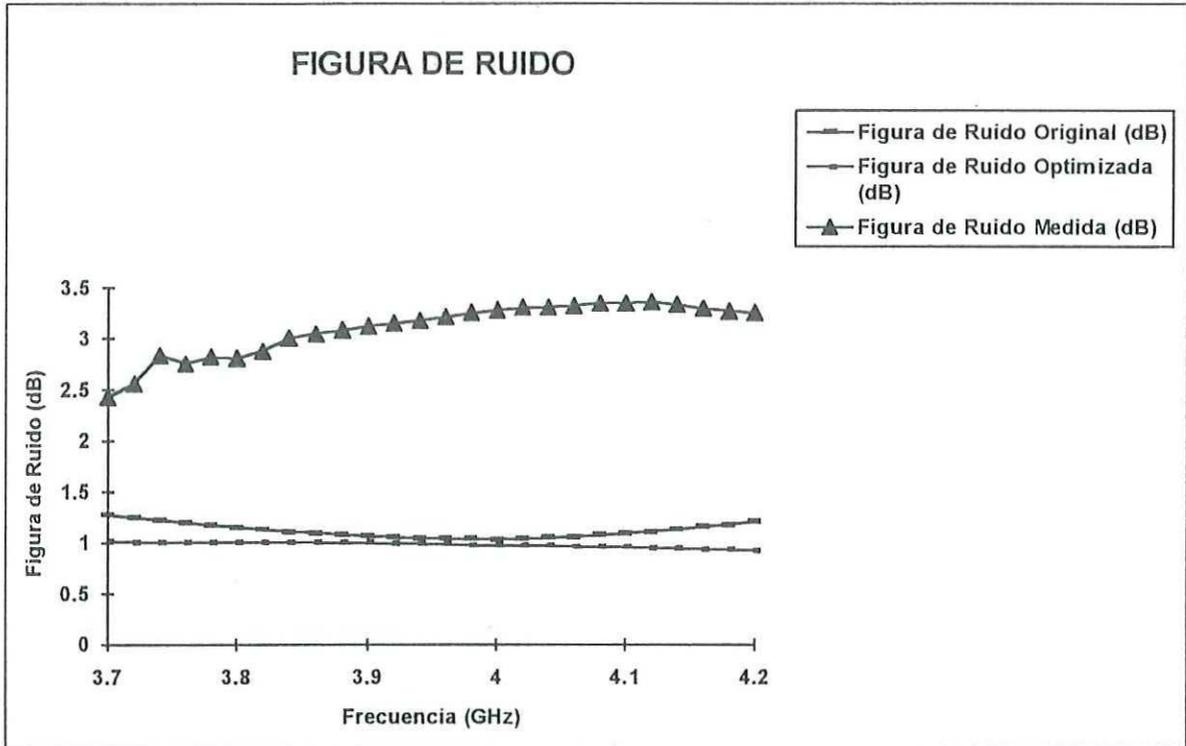


Figura 57.- Gráfica comparativa de Figura de Ruido.

Los resultados de ganancia obtenidos en la simulación de los amplificadores preliminar y optimizado y los medidos del amplificador construido se presentan en la tabla IX, y en la figura 58 se muestra el comportamiento comparativo de las ganancias esperada y medida. Las diferencias existentes entre el resultado optimizado y el real se explican también por los efectos parásitos generados en la construcción, y el desconocimiento de los valores reales de los parámetros "S" y de ruido del transistor.

Tabla IX.- Resultados de ganancia obtenidos de los diseños preliminar, optimizado y construido

FRECUENCIA (GHz)	GANANCIA ORIGINAL (dB)	GANANCIA OPTIMIZADA (dB)	GANANCIA MEDIDA (dB)
3.7	13.431	13.465	9.5
3.8	13.477	13.363	8.5
3.9	13.133	13.330	8.0
4.0	12.486	13.330	7.5
4.1	11.694	13.288	7.5
4.2	10.851	13.073	7.3

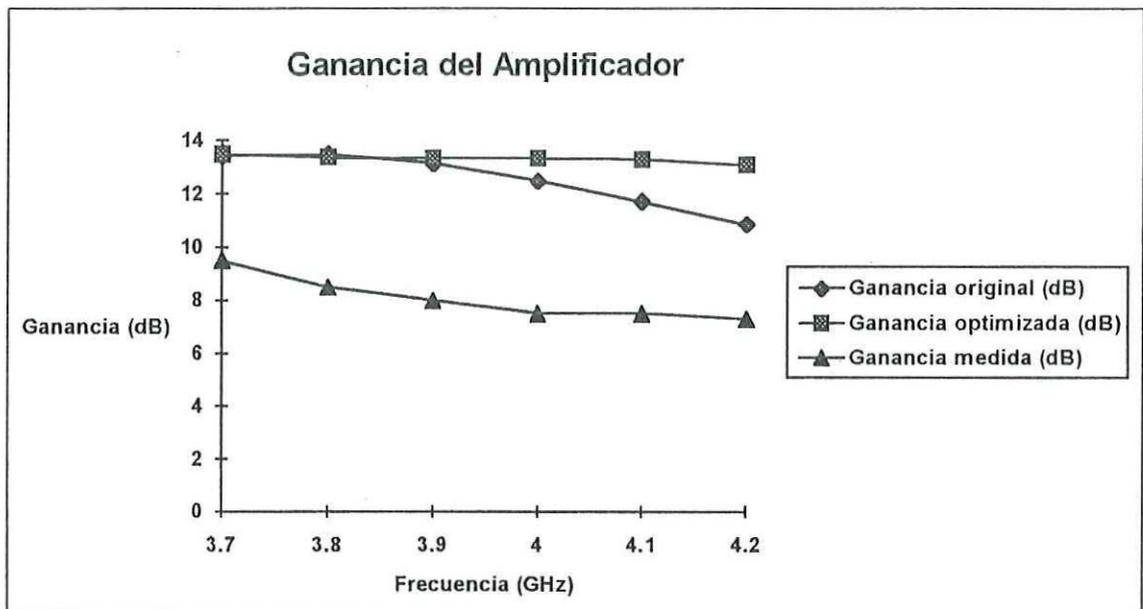


Figura 58.- Comparación de las ganancias obtenidas con los diseños preliminar, optimizado y construido.

## VI.- CONCLUSIONES

### VI.1.- Análisis de resultados y discusión.

Se diseñó y construyó un circuito opto-receptor de banda ancha, que opera en el intervalo de frecuencias de la banda "C" de microondas (3.7 a 4.2 GHz). El opto-receptor consiste básicamente de dos etapas, la etapa de recepción óptica y la etapa de acondicionamiento de señal. En la etapa de recepción óptica se utilizó un fotodiodo comercial, para el cual se diseñó y construyó una circuitería de polarización y protección. La etapa de acondicionamiento de señal se encarga de darle ganancia a la señal detectada por el fotodiodo y consiste, básicamente, de un amplificador de microondas de bajo ruido. Para diseñar la etapa de acondicionamiento de la señal fué necesario desarrollar algunos programas de uso específico para el cálculo de redes de adaptación y para la síntesis de la misma. Un diseño óptimo de este amplificador fué obtenido con la ayuda de un simulador profesional de circuitos lineales de la compañía EESOF. Para validar el diseño se construyó el amplificador utilizando un transistor comercial tipo MESFET (NEC 710). Entre los resultados obtenidos con la simulación y los medidos de la caracterización eléctrica en microondas se observa una gran diferencia. La discrepancia más notable se observa en la figura de ruido. Las causas de tal discrepancia se pueden atribuir a una deficiente modelización del dispositivo activo, pues no se dispone de los parámetros de dispersión ni de los parámetros de ruido propios del transistor utilizado en el diseño. Para resolver estos problemas se está desarrollando actualmente en el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE un proyecto concerniente al modelado de dispositivos y circuitos de microondas.

### VI.2.- Aportaciones del trabajo realizado.

Entre las principales aportaciones de este trabajo de tesis se pueden mencionar las siguientes:

- a) Se utilizó por primera vez en el CICESE un programa comercial (ACADEMY) para diseño de circuitos de microondas. En este punto es importante recalcar que con este programa se simuló y optimizó el comportamiento del amplificador en la banda de frecuencias deseada hasta obtener la respuesta requerida del circuito.
- b) Otra de las aportaciones importantes es la incursión en los sistemas de comunicaciones ópticas que operan con subportadoras en el intervalo de microondas, es decir éste es el primer trabajo (en el CICESE) en el que se juntan las disciplinas de comunicaciones por fibras ópticas y comunicaciones vía microondas. Esta tesis está incluida en un proyecto para realizar un enlace completo de señales de microondas sobre fibras ópticas. Actualmente se está realizando la etapa de transmisión en otro trabajo de tesis.

### **VI.3.- Recomendaciones.**

El amplificador desarrollado difiere en su respuesta medida de la respuesta esperada (obtenida con el simulador). Entre las diversas causas se pueden citar las de origen mecánico y las de origen eléctrico.

Para disminuir el efecto del montaje y construcción del amplificador se dan las siguientes recomendaciones:

- a) Se debe emplear un sustrato que mantenga la uniformidad en espesores de conductor y dieléctrico, además debe tener una constante dieléctrica tal que sus dimensiones no sean excesivas o muy difíciles de construir.
- b) Es conveniente que la transición entre las líneas de microcinta y los conectores no tenga grandes discontinuidades, ya que estas afectan el comportamiento de las redes de acoplamiento.

- c) El montaje del transistor se debe realizar con gran cuidado poniendo énfasis en evitar los huecos debajo del dispositivo, ya que tales huecos originan cavidades resonantes que pueden hacer que oscile el amplificador.
- d) Una parte crítica en el proceso de fabricación es la obtención de la mascarilla de las microcintas, se recomienda utilizar equipo más sofisticado para la obtención de mascarillas, por ejemplo, un foto-trazador ("photo-plotter").
- e) Por último, se recomienda utilizar dispositivos activos en forma de "chip" y unir sus terminales a las microcintas por medio de una microsoldadora, esto con el fin de evitar las inductancias parásitas generadas por las terminales de los transistores con empaquetado convencional.

Finalmente, es importante recalcar que el conocimiento de los valores reales de los parámetros "S" y de ruido del dispositivo activo son fundamentales para el diseño del amplificador, por lo que se recomienda caracterizar (si es posible) el transistor y hacer el diseño del amplificador en base a los resultados obtenidos en la caracterización.

#### **VI.4.- Conclusiones Finales.**

Se diseñó y construyó el opto-receptor, uniendo las etapas de detección óptica y preamplificación, la respuesta medida de la etapa de preamplificación no es tan buena como la obtenida en el simulador, sin embargo para su aplicación en comunicaciones ópticas da una respuesta aceptable, ya que los sistemas de transmisión ópticos no son tan sensibles al ruido como los sistemas de recepción por satélite, el nivel equivalente de ruido del amplificador es de aproximadamente -80 dB con una figura de ruido medida de aproximadamente 3 dB.

Entre las principales aplicaciones del sistema completo de transmisión-recepción se pueden mencionar: procesamiento remoto de la señal detectada en estaciones terrenas lejanas, manejo de antenas y radares, sistemas de transmisión de video en FM y AMVSB, redes de area local con combinación de señales analogicas y digitales, etc.

Por otro lado, se dejó establecida la metodología para el diseño de los amplificadores (de bajo ruido) con ayuda del paquete "ACADEMY" y los montajes para la caracterización de los circuitos fabricados.

La continuación de este trabajo de tesis es la realización de un sistema opto-receptor integrado en un solo sustrato, en el cual se emplearán redes de acoplamiento reactivas de banda ancha, las cuales eliminarán las pérdidas introducidas por el uso de redes de acoplamiento resistivas.

## LITERATURA CITADA

- Arnold, Eric, Golio Michael, Miller Monte, and Beckwith Bill. 1990. "Direct Extraction of GaAs MESFET Intrinsic Element and Parasitic Inductance Values". IEEE MTT-S Digest . I-24.
- Atwater, H. A. 1985. "The Design of the Radial Line Stub: A Useful Microstrip Circuit Element". Microwave Journal. : 149-153.
- Bertho, Manfred, and Bosch Roland. 1990. "Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques". 38 (7): 891-895.
- Besser, Les. 1992. "Reactive transformation of Resistances". Applied Microwave : 104-110.
- Cheung, S. K., and Cheung N. W. 1986. "Extraction of Schottky diode parameters from forward current-voltage characteristics". Appl. Phys. Lett. 49 (2) : 85-87.
- Collin, Robert E. 1992. "Foundations for Microwave Engineering". Mc Graw-Hill, Inc.
- Fukui, H. 1979. "Determination of the Basic Device Parameters of a GaAs MESFET". The Bell System Technical Journal. 58 (3) : 771-797.
- Gagliardi, R., and Karp S. 1976. "Optical Communications". John Wiley & Sons Inc.
- Gamand, Patrice. 1992. "Wide-Band, Low Noise Microwave Amplifiers and MMIC's". Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée. PHILIPS Research.
- Gonzalez, Guillermo. 1984. "Microwave Transistor Amplifiers --Analysis and Design--". Prentice-Hall, Inc.

**LITERATURA CITADA (Continuación)**

- Harlan, Howe Jr. 1974. "Stripline Circuit Design". Microwave Associates. Artech House, Inc.
- Kimber, E. M, Patel B. L., Hardcastle I., and Hadjifotiou. 1992. "High Performance 10 Gbit/s pin-FET Optical Receiver". Electronics Letters. 28 (2)
- La Chapelle, de Michael. 1989. "Computer-Aided Analysis and Design of Microwave Fiber-Optic Links". Microwave Journal (september). 179-186.
- Mediavilla Sánchez Angel. 1992 "Amplificadores Banda Estrecha para Comunicaciones". Universidad de Cantabria, Departamento de Electrónica, Laboratorio de Microondas. Santander, España.
- Medina, Monroy José Luis, Velazquez Ventura Arturo, Serrano Santoyo Arturo. 1985. "Prototipo Amplificador de Bajo Ruido Industrializable para Recepción de Señales Via Satélite". Informe técnico FA-85-01 CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Electrónica de Alta Frecuencia.
- Medina, Monroy José Luis. 1992. "Apuntes del curso de Diseño de Amplificadores de Microondas". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Grupo de Microondas.
- Medina, Monroy José Luis. 1982. "Diseño y Construcción de la Etapa de Potencia de un Amplificador para Recepción de Señales Via Satélite". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría
- Ortel 1992, "RF/Microwave Fiber Optic Link Design Guide". Ortel Corporation. Alhambra, California. USA.

## LITERATURA CITADA (Continuación)

- Ott, Henry W. 1988. "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems". John Wiley & Sons, Inc.
- Personick, S. D. 1977. "Receiver Design for Optical Fiber Systems". Proceedings of the IEEE. 65 (12).
- Pettai, Raoul. 1984. "Noise in Receiving Systems". John Wiley & Sons. Inc.
- Pieter, L.D. Abrie. 1985. "The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers". Artech House, Inc.
- Pozar, David M. 1990. "Microwave Engineering". Addison-Wesley Publishing Company.
- Reynoso Hernández J. Apolinar, Ramírez Durán Benjamín H. y Chávez Pérez Ricardo. 1992. Reporte Técnico: "Modelado de dispositivos y Circuitos con Aplicación en el Desarrollo de Componentes de Alta Frecuencia". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. Ensenada, B.C.
- Rizzoli, Vittorio. 1977. "Analysis and Design of Microstrip DC Blocks". Microwave Journal. : 109-110.
- Ross, Monte. 1966. "Laser Receivers --Devices, Techniques, Systems--". John Wiley & Sons Inc.
- Simons, Rainee. 1990. "Optical Control of Microwave Devices". Artech House, Inc.
- Stephen Cheung, W., and H. Levien Frederic. 1985. "Microwaves Made Simple --Principles and Applications-- ". Arterch House, Inc.

**LITERATURA CITADA (Continuación)**

- Tran Van Muoi. 1984. "Receiver Design for High-Speed Optical-Fiber Systems". Journal of Lightwave Technology". LT-2 (3) : 243-267.
- Vendelin, George D., Pavio Anthony M., and Rohde Ulrich L. 1990. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques". John Wiley & Sons, Inc.
- Zamanillo Sainz de la Maza José Ma. 1992. "Medida de Parámetros de Scattering en Dispositivos de Microondas y Modelización Lineal de Transistores MESFET". Universidad de Cantabria, Departamento de Electrónica, Laboratorio de Microondas. Santander, España.

## GLOSARIO

- AMVSB.**- (Amplitude Modulation Vestigial Side Band).- Amplitud modulada de banda vestigial lateral.
- CAN.**- Control Automático de Nivel.- Circuito retroalimentado que mantiene constante la salida de potencia óptica del láser.
- CD.**- Corriente directa.
- EIN.**- (Equivalent Input Noise).- Es la potencia de ruido a la entrada de un dispositivo de RF que produciría la potencia disponible de salida de ruido si el dispositivo fuera no-ruidoso. Se especifica como una densidad de ruido en W/Hz o dBm/Hz.
- FET.**- (Field Effect Transistor).- Transistor de efecto de campo.
- FM.**- (Frequency Modulation).- Frecuencia modulada.
- HEMT.**- (High Electron Mobility Transistor).- Transistor de electrones de alta movilidad.
- IM.**- Intermodulación
- Intervalo dinámico.**- Es el intervalo de potencia de señal (de entrada o salida) que puede ser manejado por un sistema. Está limitado por los requerimientos de sensibilidad en el punto inferior y los requerimientos de linealidad en el punto superior.
- MESFET.**- (Metal Semiconductor Field Effect Transistor).- Transistor de Efecto de Campo de Metal Semiconductor.
- MMIC.**- (Monolithic Microwave Integrated Circuits).- Circuitos monolíticos integrados de microondas.

- NEP.-** (Noise Equivalent Power).- Es la cantidad de potencia óptica incidente en un fotodiodo que generaría una fotocorriente igual a la corriente total de ruido del fotodiodo.
- PC.-** (Personal Computer).- Computadora personal.
- PHEMT.-** (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).- Transistor pseudomorfo de electrones de alta velocidad.
- Productos de intermodulación de tercer orden.-** Al pasar dos portadoras de igual nivel a través de un dispositivo no-lineal se obtiene la mezcla de los dos tonos. Los productos mezclados aparecen a la salida del dispositivo a frecuencias que corresponden a la suma y la diferencia de múltiplos enteros de las frecuencias de los dos tonos. Los productos que aparecen a ambos lados de las portadoras (dos veces la frecuencia del primer tono menos la frecuencia del segundo y la frecuencia del primer tono menos dos veces la frecuencia del segundo) son los productos de IM de tercer orden.
- Profundidad de modulación.-** Es la relación de la amplitud pico de modulación de intensidad del láser a la intensidad promedio del láser.
- RF.-** Radio frecuencia.
- RIN.-** (Relative Intensity Noise).- Es la relación del valor cuadrático medio de las fluctuaciones de intensidad con respecto al cuadrado del promedio de intensidad.
- TOI.-** (Third Order Intercept).- Intercepción de tercer orden.- Es una especificación empleada para caracterizar las no-linealidades de un dispositivo de RF en pequeña señal.
- VSWR.-** (Voltage Standing Wave Ratio).- Relación de onda estacionaria de voltaje.

## APENDICE

Se incluyen los archivos de los circuitos preliminar, optimizado y de la red bloqueadora de CD (prelim.ckt, optim.ckt y acopla.ckt respectivamente) para la simulación de los mismos con el paquete ACADEMY. También se incluyen el diagrama esquemático de la red bloqueadora de CD y su mascarilla.

PRELIMINAR DEL PREAMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO.  
LOS BLOQUES MARCADOS ENTRADA CORRESPONDEN AL CIRCUITO  
BLOQUEADOR DE CD (ACOPLA.DWG), SE UTILIZARON SOLO  
LOS SEGMENTOS DE LINEA DE TRANSMISION A LA ENTRADA Y  
A LA SALIDA DEL CIRCUITO.

REALIZO: MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS.  
VERSION: FINAL.

M  
REQ GHZ  
S OH  
OND /OH  
D NH  
P PF  
G MM  
ME PS  
G DEG  
L V  
R MA  
R DBM  
R

.00 =0.558000000000  
.00 =0.089000000000  
.00 =0.089000000000  
.00 =0.558000000000  
.00 =0.100000000000  
:10=0.06  
.00 =5.000000000000  
.00x=7.648700000000  
.00 =7.500000000000  
:1 =6.290000000000  
.0 =0.900000000000  
:0=0.902  
.0 =0.900000000000  
.0=0.965

:11 =0.060000000000  
:12 =0.060000000000

N

T

SUB\_P1 ER=10.5000000000 H=0.63200000000 T=0.03600000000 RHO=1.00000000000 &  
H=0.000000000000  
IN\_T1 1 2 W^w100 L^1100  
IN\_T2 2 3 W^w200 L^sx11  
LIN\_S1 3 4 5 6 W^w200 S^sx10 L^1200x W1^w200 W2^w200 W3^w200 W4^w200  
IN\_T3 5 7 W^w200 L^sx12  
IN\_T4 7 8 W^w400 L^110  
EE\_T5 8 9 10 W1^w400 W2^w400 W3^w500

ACADEMY (TM) Ver. 3.500.104.1 Cfg. (210 22244 5 5720E001 8747 0 0 D07)  
prelim.ckt Sun Sep 26 17:21:53 1993

MLIN\_T6 9 11 W^w400 L^120  
MLIN\_T7 10 12 W^w500 L^1500  
MRSTUB T8 12 WI^w500 L^1x1 ANG=90.0000000000  
DEF2P 1 11 ENTRADA  
MSUB\_P1 ER=10.5000000000 H=0.63200000000 T=0.03600000000 RHO=1.00000000000 &  
RGH=0.00000000000  
MLIN\_T1 1 3 W=1.03000000000 L=5.06000000000  
MLIN\_T3 2 4 W=0.37000000000 L=5.17000000000  
MLIN\_T4 7 9 W=0.40000000000 L=4.93000000000  
MLIN\_T6 11 12 W=1.80000000000 L=4.80000000000  
S2P\_S1 4 7 0 ne71083 SPAC L=2.00000000000  
MSTEP\_T2 3 2 W1=1.03000000000 W2=0.37000000000  
MSTEP\_T5 9 11 W1=0.40000000000 W2=1.80000000000  
ENTRADA\_X1 5 1  
ENTRADA\_X2 6 12  
DEF2P 5 6 RUIDO  
TERM  
PROC  
MODEL  
SOURCE  
DCTR  
FREQ  
SWEEP 3.7 4.2 .01  
POWER  
FILEOUT  
OUTVAR  
OUTEQN  
OUT  
ruido DB[s11] gr1  
ruido DB[s22] gr1  
ruido DB[s12] gr2  
ruido DB[s21] gr2  
ruido S11 sc2  
ruido S22 sc2  
ruido NF gr3  
GRID  
FREQ 3.7 4.2 .1  
GR1 -40 0 4  
GR2 -30 15 5  
GR3 0 3 .2  
HBCNTL

ACADEMY (TM) Ver. 3.500.104.1 Cfg. (210 22244 5 5720E001 8747 0 0 D07)  
elim.ckt Sun Sep 26 17:21:53 1993

T

ELD

L

DISPOSITIVO OPTIMIZADO DEL PREAMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO.  
SE MUESTRAN LAS REDES BLOQUEADORAS DE CD COMPLETAS,  
ESTE CIRCUITO TIENE TRES SEGMENTOS DE LINEA DE TRANSMISION  
EN LA RED DE ACOPLAMIENTO DE ENTRADA Y DOS A LA SALIDA  
SU COMPORTAMIENTO SE OPTIMIZO PARA RESPUESTA DE RUIDO MENOR  
A 1 DB Y UNA GANANCIA DE 14 DB.

REALIZO: MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS.  
VERSION: FINAL

REQ GHZ  
RES OH  
COND /OH  
IND NH  
CAP PF  
INDIG MM  
INDIG PS  
INDIG DEG  
INDIG V  
INDIG MA  
INDIG DBM

VAR  
100 =0.558000000000  
200 =0.089000000000  
300 =0.558000000000  
400 =0.100000000000  
500 #0.100000000000 0.788718 1.000000000000  
600 #0.100000000000 1.915761 2.000000000000  
700 =0.500000000000  
800 =0.500000000000  
900 #0.100000000000 1.907337 2.000000000000  
1000 =5.000000000000  
1100 =7.648700000000  
1200 =0.900000000000  
1300 =7.500000000000  
1400 =6.290000000000  
1500 #1.000000000000 6.867443 8.000000000000  
1600 #1.000000000000 7.253390 8.000000000000  
1700 #1.000000000000 4.367654 5.000000000000  
1800 #1.000000000000 5.440373 7.000000000000  
1900 #1.000000000000 2.861660 7.000000000000  
2000 =0.060000000000

END

BT

SUB\_P3 ER=10.5000000000 H=0.7000000000 T=0.1000000000 RHO=1.0000000000 &  
RH=0.0000000000  
LIN\_T1 1 2 W^w100 L^l100  
LIN\_T2 2 3 W^w200 L^sx  
LIN\_S1 3 4 5 6 W^w200 S^sx L^l200 W1^w200 W2^w200 W3^w200 W4^w200  
LIN\_T3 5 7 W^w200 L^sx  
LIN\_T4 7 8 W^w300 L^l300  
LEE\_T5 8 9 10 W1^w300 W2^w300 W3^w400

CADEMY (TM) Ver. 3.500.104.1 Cfg. (210 22244 5 5720E001 8747 0 0 D07)  
ptim.ckt Sun Sep 26 17:35:34 1993

RSTUB T6 12 WI^w400 L^1500 ANG=90.0000000000  
LIN T7 10 12 W^w400 L^1400  
LIN T8 9 11 W^w300 L^1300  
LIN T9 11 13 W^w600 L^1600  
LIN T10 13 14 W^w700 L^1700  
LIN T11 14 15 W^w800 L^1800  
2P S2 15 16 0 ne71083.s2p SPAC L=2.000000000000  
LIN T12 16 17 W^w900 L^1900  
LIN T13 17 18 W^w1000 L^11000  
LIN T14 18 19 W^w300 L^1300  
PEE T15 19 20 21 W1^w300 W2^w300 W3^w400  
LIN T16 20 22 W^w300 L^1300  
LIN T17 22 23 W^w200 L^sx  
CLIN S3 23 24 25 26 W^w200 S^sx L^1200 W1^w200 W2^w200 W3^w200 W4^w200  
LIN T18 21 27 W^w400 L^1400  
LIN T19 25 28 W^w200 L^sx  
LIN T20 28 29 W^w100 L^1100  
RSTUB T21 27 WI^w400 L^1500 ANG=90.0000000000  
EF2P I 29 PRUEBA

ERM

ROC

ODEL

SOURCE

CTR

REQ

SWEEP 3 5 .025

POWER

FILEOUT

UTVAR

UTEQN

UT

rueba DB[s11] gr1  
rueba DB[s22] gr1  
rueba DB[s21] gr2  
rueba DB[s12] gr2  
rueba S11 sc1  
rueba S22 sc1  
rueba NF gr3

RID

REQ 3.7 4.2 .05

R1 -30 0 5

R2 -30 15 5

R3 0 2 .1

CADEMY (TM) Ver. 3.500.104.1 Cfg. (210 22244 5 5720E001 8747 0 0 D07)  
optim.ckt Sun Sep 26 17:35:34 1993

BCNTL

PT  
REQ 3.5 4.2

prueba DB[s11] < -8  
prueba DB[s22] < -8  
prueba DB[s21] > 14 2  
prueba DB[s12] < -20  
prueba NF < 1 4  
prueba NF > .95 4

FIELD

DL

RED BLOQUEADORA DE CD,EL COMPORTAMIENTO DE S11 Y S22  
ESTA OPTIMIZADO PARA LA BANDA DE 3.7 A 4.2 GHZ.

REALIZO: MIGUEL ENRIQUE MARTINEZ ROSAS.  
VERSION: FINAL.

M  
REQ GHZ  
S OH  
OND /OH  
ID NH  
P PF  
IG MM  
ME PS  
G DEG  
L V  
R MA  
R DBM

.00 =0.558000000000  
.00 =0.089000000000  
.00 =0.089000000000  
.00 =0.558000000000  
.00 =0.100000000000  
k10=0.06  
.00 =5.000000000000  
.00x=7.648700000000  
.00 =7.500000000000  
k1 =6.290000000000  
.0 =0.900000000000  
0=0.902  
0 =0.900000000000  
0=0.965

k11 =0.060000000000  
k12 =0.060000000000

ON

T

SUB\_P1 ER=10.5000000000 H=0.63200000000 T=0.03600000000 RHO=1.00000000000 &  
GH=0.00000000000

IN\_T1 1 2 W^w100 L^1100  
IN\_T2 2 3 W^w200 L^sx11  
LIN\_S1 3 4 5 6 W^w200 S^sx10 L^1200x W1^w200 W2^w200 W3^w200 W4^w200  
IN\_T3 5 7 W^w200 L^sx12  
IN\_T4 7 8 W^w400 L^110  
EE\_T5 8 9 10 W1^w400 W2^w400 W3^w500  
IN\_T6 9 11 W^w400 L^120  
IN\_T7 10 12 W^w500 L^1500  
STUB T8 12 WI^w500 L^1x1 ANG=90.0000000000  
F2P I 11 ENTRADA  
RM

PROC

MODEL

SOURCE

DOCTR

FREQ

SWEEP 2 5 .01  
POWER

FILEOUT

OUTVAR

OUTEQN

OUT

entrada DB[s11] gr1  
entrada DB[s22] gr1  
entrada DB[s12] gr2  
entrada DB[s21] gr2  
entrada S11 sc2  
entrada S22 sc2

GRID

freq 3 5 .1  
gr1 -40 0 4  
gr2 -40 0 4

BCNTL

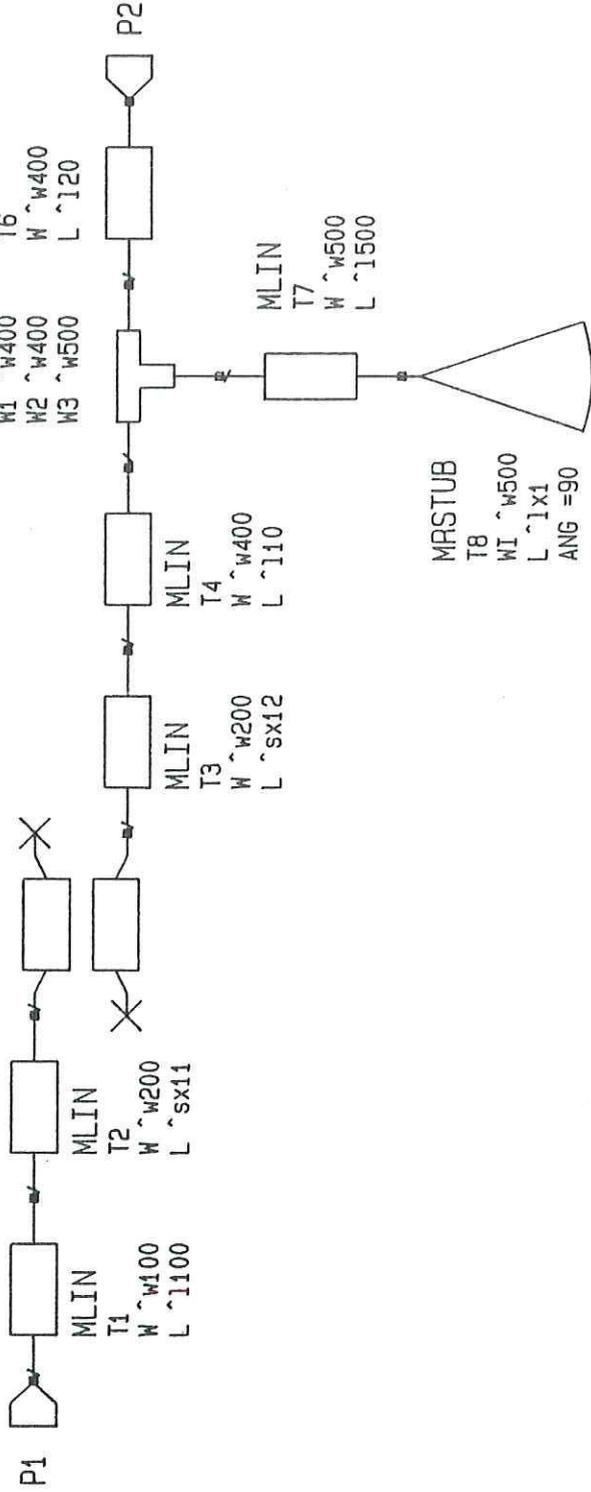
OPT

FIELD

POL

MSUB  
 P1  
 ER =10.5  
 H =0.632  
 T =0.036  
 RHO =1  
 RGH =0

MCLIN  
 S1  
 W ~w200  
 S ~sx10  
 L ~l200x  
 W1 ~w200  
 W2 ~w200  
 W3 ~w200  
 W4 ~w200



MRSTUB  
 T8  
 WI ~w500  
 L ~l x1  
 ANG =90

# Red Bloqueadora de C.D.

Realizo: Miguel E. Martinez Rosas.

Fecha: 8/jun/93      Version: 1

