

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**

**SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE
BANDA ANCHA POR FIBRAS ÓPTICAS**

**TESIS
MAESTRO EN CIENCIAS**

HORACIO LUIS MARTÍNEZ REYES

Ensenada, Baja California, México, noviembre de 1993

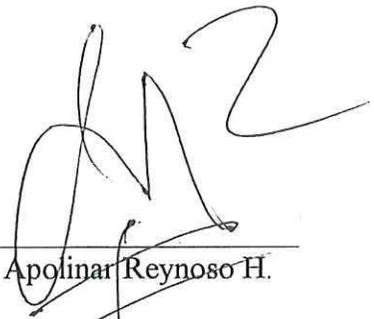
RESUMEN de la Tesis de Horacio Luis Martínez Reyes presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Noviembre de 1993.

SISTEMA DE TRANSMISION 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 transmisor opto-electrónico en la banda de 3.7 - 4.2 GHz. El diseño se divide en la parte de emisión de potencia óptica y la parte de amplificación de mediana potencia. El sistema opto-transmisor recibe una señal eléctrica cuyo intervalo de frecuencias de operación corresponde a la banda "C" de microondas y entrega una señal luminosa a una fibra óptica

La parte de emisión de potencia óptica comprende el diseño y construcción de sistemas de regulación y protección del diodo láser para su correcto funcionamiento en la emisión de potencia óptica a la fibra óptica, así como la caracterización estática y dinámica del diodo láser.

La parte de amplificación de mediana potencia comprende la caracterización estática 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 de un amplificador retroalimentado de mediana potencia, y su caracterización en cuanto a ganancia y coeficientes de reflexión de entrada y salida.

ABSTRACT of the thesis, presented by Horacio Luis Martínez Reyes, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in APPLIED PHYSICS within the option of TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS. Ensenada, Baja California, Mexico. November 1993.

FIBER OPTIC BROAD BAND SIGNAL TRANSMISSION SYSTEM

Approved by:



Fco. Javier Mendieta.



J. Apolinar Reynoso.

Thesis Advisors.

The present dissertation is related to the design and construction of an opto-electronic transmitter in the band of 3.7 - 4.2 GHz. The design is divided in optical power transmission and medium power amplification. The opto-transmitter system receives an electrical signal in the microwave C-band frequency range and generates an infrared signal to be transmitted by an optical fiber.

The optical power transmission part describes the design and construction of regulation and protection systems of the laser diode for correct operation in the generation of optical power to the fiber, and the static-dynamic characterization of the laser diode.

The medium power amplification part describes the static 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 a medium power feedback amplifier, and its characterization in gain and reflection coefficients.

TESIS DEFENDIDA POR: **HORACIO LUIS MARTINEZ REYES**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



DR. JAVIER MENDIETA JIMENEZ.- Director del Comité



DR. J. APOLINAR REYNOSO HERNANDEZ.- Miembro del Comité



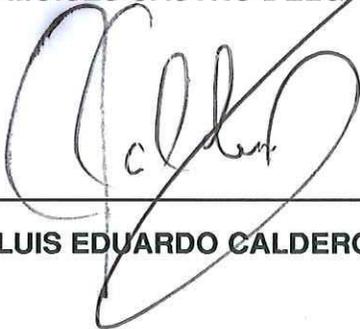
M.C. ROBERTO CONTE GALVAN.-Miembro del Comité



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



M.C. MOISES CASTRO DELGADO.- Director División Física Aplicada



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

15 DE NOVIEMBRE DE 1993

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

DIVISION DE FISICA APLICADA.

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES.

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

TESIS

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

HORACIO LUIS MARTINEZ REYES.

Ensenada, Baja California, México. Noviembre de 1993.

DEDICATORIA

Con todo cariño y respeto a mi madre Celia Reyes que me ha apoyado en todos los momentos difíciles de mi vida.

A mis hermanos

Azucena

Hector

Lorena

Verónica

Francisco

Humberto

Con quienes he compartido muy buenos momentos en armonía.

A todos mis sobrinos.

AGRADECIMIENTOS

A mis directores de tesis Dr. Apolinar Reynoso y Dr. Javier Mendieta, por sus consejos y apoyo para la realización del presente trabajo.

A los miembros del comité de tesis: M.C. Roberto Conte, M.C. Jesús Brassea, y en especial al M.C. José Luis Medina por sus valiosos comentarios y correcciones al manuscrito.

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

Al Sr. Benjamin Martínez que participo en la construcción de los recintos metálicos del diodo láser y amplificador de microondas, así como al Sr. Raúl Moreno por su ayuda en la realización de los circuitos impresos utilizados en este trabajo.

A todos mis profesores, compañeros y amigos.

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

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

Al Instituto Mexicano de Comunicaciones.

CONTENIDO

	<u>Página</u>
I.- INTRODUCCION.	1
II.- FUENTES OPTICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA	4
II.1.- Introducción	4
II.2.- Mecanismos de emisión de luz.	5
II.3.- Funcionamiento estático del diodo láser.	7
II.4.- Modulación del diodo láser.	8
III.-COMPORTAMIENTO ESTATICO Y ESTABILIDAD DEL LASER SEMICONDUCTOR.	9
III.1.- Efectos debidos a cambios de temperatura y envejecimiento del diodo láser.	9
III.2.- Control de temperatura.	11
III.2.1.- Elemento Peltier.	12
III.2.2.-Sensor de temperatura.	13
III.2.3.- Circuito puente-procesador de la señal de error.	13
III.2.4.- Manejador de salida bipolar.	16
III.2.5.- Monitoreo de la temperatura en el diodo láser.	17
III.2.6.- Alarma de alta temperatura en el diodo láser.	21
III.3.- Control de potencia.	21
III.3.1.- Fotodetector.	23
III.3.2.- Amplificador de transimpedancia.	24
III.3.3.- Nodo comparador.	25
III.3.4.- Fuente de corriente.	26
III.3.5.- Diodo láser.	27
III.3.6.- Monitoreo y alarma de la potencia óptica emitida por el diodo láser.	28
III.3.7.- Análisis y mediciones del circuito de control.	28
III.4.- Sistemas de protección.	30
III.5.- Caracterización de la respuesta estática del diodo láser.	34
IV.- EFECTOS DINÁMICOS EN LÁSER SEMICONDUCTOR.	35
IV.1.- Consideraciones de diseño y desempeño del enlace.	35
IV.1.1.- Ganancia del enlace.	35
IV.1.2.- Comportamiento del ruido.	37
IV.1.3.- Intervalo dinámico del enlace.	41
IV.2.- Modelado del diodo láser para su aplicación en diseño de sistemas foto-transmisores de microondas con ayuda de programas de simulación.	42
IV.3.- Caracterización dinámica de la respuesta del diodo láser.	45

CONTENIDO (continuación)

Página

IV.3.1.- Respuesta del diodo láser en función de la potencia suministrada de RF a diferentes valores de la corriente de polarización.	46
IV.3.2.- Respuesta del diodo láser con respecto a la corriente de polarización.	47
IV.3.3.- Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de la corriente de polarización.	47
IV.3.4.- Conclusiones.	49
IV.4.- Construcción del sistema optoelectrónico.	54
V.- AMPLIFICADORES DE MICROONDAS. ..	56
V.1.- Diseño de Amplificadores de Microondas con Transistores.	56
V.2.- Ganancia de Potencia del Amplificador.	57
V.3.- Consideraciones de Estabilidad.	59
V.4.- Representación Gráfica de la Ganancia.	63
V.5.- Acoplamiento de Impedancias.	65
V.5.1.- Acoplamiento de Impedancias de Banda Angosta.	66
V.5.2.- Acoplamiento de Impedancias Reales a Complejas con parámetros distribuidos.	67
V.5.3.- Acoplamiento de Impedancias Complejas a Complejas.	70
V.6.- Amplificadores retroalimentados de microondas.	72
V.6.1.- Retroalimentación paralelo.	72
V.6.2.- Retroalimentación serie.	78
VI.- DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE MEDIANA POTENCIA DE ESTADO SÓLIDO PARA SEÑALES DE MICROONDAS. ..	81
VI.1.- Metodología de diseño.	81
VI.2.- Especificaciones de diseño del amplificador.	83
VI.3.- Selección y caracterización del transistor.	84
VI.4.- Diseño de las redes de acoplamiento.	85
VI.4.1.- Determinación de los coeficientes de reflexión.	85
VI.4.2.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas.	90
VI.4.3.- Cálculo de las dimensiones de la microcinta.	90
VI.4.4.- Simulación y optimización.	91
VI.5.- Diseño del amplificador retroalimentado.	92
VI.5.1.- Cálculo de la resistencia de retroalimentación.	92
VI.5.2.- Obtención de los parámetros S para el amplificador retroalimentado.	93
VI.5.3.- Determinación de los coeficientes de reflexión.	93
VI.5.4.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas.	94
VI.5.5.- Cálculo de las dimensiones de la microcinta.	95

CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
VI.5.6.- Simulación y optimización.	95
VI.6.- Red de polarización y bloqueadores de DC.	99
VI.7.- Construcción del amplificador retroalimentado.	109
VI.7.1.- Obtención de las mascarillas.	109
VI.7.1.1.- Elaboración de la película fotográfica.	110
VI.7.1.2.- Grabado de las microcintas.	110
VI.7.2.- Recinto metálico.	110
VI.7.3.- Integración total del amplificador.	111
VI.8.- Caracterización y sintonización del amplificador retroalimentado.	111
VII.-CONCLUSIONES.	118
LITERATURA CITADA.	122
APENDICE.	126

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Procesos de transición en la acción de fuentes emisoras de luz, (a) absorción, (b) emisión espontánea, (c) emisión estimulada.	6
2. Principio de la retroalimentación óptica.	7
3. Curva característica de la relación de potencia óptica de salida con la corriente de polarización del diodo láser.	7
4. Modulación analógica en la curva característica de potencia óptica con la corriente de inyección del diodo láser.	8
5. Efectos debidos a cambios de temperatura en la curva característica de la potencia óptica del diodo láser.	10
6. Efectos debidos al envejecimiento en la curva característica de la potencia óptica del diodo láser.	10
7. Lazo de retroalimentación para el control de temperatura.	12
8. Conversión resistencia-temperatura del termistor usado para el control de temperatura del diodo láser.	14
9. Diagrama esquemático del circuito puente y el procesador de la señal de error.	15
10. Manejador de salida del control de temperatura del diodo láser.	17
11. Circuito para monitorear la temperatura del diodo láser.	18
12. Relación de temperatura en función del voltaje monitoreado.	19
13. Obtención de la corriente en el elemento termoelectrico en función del voltaje de monitoreo.	20
14. Circuito de alarma de alta temperatura del diodo láser.	21
15. Control de la corriente de polarización con retroalimentación de potencia media.	23
16. Luz emitida y fotocorriente en función de la corriente de polarización.	24
17. Amplificador de celda fotovoltaica.	25
18. Circuito comparador del lazo de control de potencia óptica.	26
19. Fuente de corriente de polarización del diodo láser constante.	27
20. Circuito de retroalimentación de potencia óptica, expresado en diagrama de bloques.	29
21. Relación entre la corriente de polarización del láser y el voltaje de error.	31
22. Obtención del voltaje en el amplificador de transimpedancia con respecto a la corriente de polarización.	31
23. Fuente de encendido lento.	32
24. Sistema electrónico de control de potencia óptica y control de temperatura.	33
25. Característica potencia corriente de polarización del láser semiconductor a diferentes temperaturas.	34
26. Trazado del coeficiente de reflexión del diodo láser en la carta de Smith y circuito del modelo equivalente.	43

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
27. Método de acoplamiento de impedancia del diodo láser y realización física en microcinta del circuito de acoplamiento.	45
28. Montaje para mediciones del diodo láser en respuesta dinámica.	47
29. Potencia de RF en el fotodiodo en función de la potencia de RF inyectada al diodo láser.	49
30. Respuesta del diodo láser con respecto a la corriente de polarización.	50
31. Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de su corriente de polarización en la banda de 2 A 6 GHz.	51
32. Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de la corriente de polarización en la banda de 3.0 a 4.5 GHz.	52
33. Respuesta en frecuencia del diodo láser 1510B dada por el fabricante con una corriente de polarización de 40 mA.	54
34. Distribución del recinto metálico del sistema optoelectrónico.	55
35. Definición de diferentes potencias.	59
36. Estabilidad de redes de dos puertos.	60
37. Regiones de estabilidad e inestabilidad.	62
38. Cuadripolo empleado como amplificador con redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.	66
39. Redes de acoplamiento de una impedancia compleja a real (a), (b) con stubs, y (c) con segmentos de línea de transmisión.	69
40. Acoplamiento de impedancias con dos segmentos de línea de transmisión.	71
41. Acoplamiento de una impedancia compleja con un segmento de línea de transmisión.	71
42. Amplificador retroalimentado básico.	76
43. (a) Amplificador con retroalimentación paralelo, (b) circuito equivalente de (a).	77
44. Configuraciones de la retroalimentación resistiva, (a) serie o (b) paralelo.	79
45. Diagrama de flujo para el diseño de amplificadores de microondas [Medina Monroy et al, 1985].	82
46. Amplificación de señales de microondas en el transmisor de señales de microondas por fibra óptica.	83
47. Característica $I_{DS}-V_{DS}$ del transistor NE720.	86
48. Característica $I_{DS}-V_{gs}$ del transistor NE720.	86
49. Característica $G_{ms}-V_{gs}$ del transistor NE720.	87
50. Característica $G_{ds}-V_{ds}$ del transistor NE720.	87
51. Diagrama de flujo del programa TODO.	89
52. Listado del amplificador de microondas retroalimentado en ACADEMY.	97

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
53.	Diagrama esquemático del amplificador retroalimentado de microondas obtenido en ACADEMY.	100
54.	Simulación en ACADEMY del acoplamiento de entrada del amplificador retroalimentado de microondas (ARM).	101
55.	Simulación en ACADEMY del acoplamiento de entrada en la carta de Smith.	102
56.	Simulación en ACADEMY del acoplamiento de salida del ARM.	103
57.	Simulación en ACADEMY del acoplamiento de salida en la carta de Smith del ARM.	104
58.	Simulación en ACADEMY de la ganancia del ARM.	105
59.	Simulación en ACADEMY de la ganancia inversa del ARM.	106
60.	Simulación en ACADEMY del factor de estabilidad del ARM.	107
61.	Mascarilla del ARM obtenida en el programa ACADEMY.	108
62.	Estructura de filtro pasabajas y circuito equivalente.	109
63.	Montaje para medición de los parámetros S con el analizador de redes.	112
64.	Acoplamiento de entrada medido del ARM.	114
65.	Acoplamiento de salida medido del ARM.	115
66.	Ganancia medida del ARM.	116
67.	Ganancia inversa medida del ARM.	117
A1.	Modelo del transistor GaAs MESFET.	126
A2.	Modelo en baja frecuencia del amplificador retroalimentado básico.	127
A3.	Circuito eléctrico para la obtención de Y_{11} .	127
A4.	Circuito eléctrico para la obtención de Y_{12} y Y_{22} .	128
A5.	Circuito eléctrico para la obtención de Y_{21} .	128

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
I. Conversión resistencia-temperatura.	14
II. Valores calculados de los incrementos proporcionales del termistor (δ) y los voltajes de salida del amplificador del circuito puente (e_0) para diferentes incrementos de temperatura.	16
III. Obtención del punto de compresión a diferentes corrientes de polarización.	48
IV. Medición de potencia de RF a la entrada del láser en función de la amplitud de potencia de RF a la salida del fotodiodo a 3.95 GHz.	48
V. Obtención de la corriente de polarización óptima a partir de la potencia suministrada al diodo láser.	49
VI. Medición de potencia de RF a la salida del fotodiodo en función de la corriente de polarización del diodo láser.	52
VII. Potencia de RF a la salida del fotodiodo en función de la frecuencia inyectando una potencia de RF al diodo láser de 11.4 dBm.	53
VIII. Obtención de los coeficientes de reflexión con el programa TODO.	88
IX. Obtención de impedancias y longitudes eléctricas a partir de los coeficientes de reflexión de generador y de carga por medio del programa MATCH2, acoplado a 50 Ω .	90
X. Dimensiones de las microcintas en duroid 6010 a partir de las impedancias y longitudes eléctricas de la tabla 2, calculadas con el programa MICRO.	91
XI. Obtención de la resistencia de retroalimentación.	92
XII. Parámetros S del transistor NE720 y parámetros S' que consideran al transistor con retroalimentación resistiva de 140 Ω .	93
XIII. Obtención de los coeficientes de reflexión con el programa TODO para el amplificador retroalimentado.	94
XIV. Obtención de impedancias y longitudes eléctricas a partir de los coeficientes de reflexión de generador y de carga por medio del programa MATCH2, acoplado a 50 Ω para el amplificador retroalimentado.	95
XV. Dimensiones de las microcintas en duroid 6010 a partir de las impedancias y longitudes eléctricas de la tabla XIII, calculadas con el programa MICRO para el amplificador retroalimentado.	95

SISTEMA DE TRANSMISION DE SEÑALES DE BANDA ANCHA POR FIBRAS OPTICAS

I.- INTRODUCCION.

Recientemente se ha tenido un progreso rápido de dispositivos optoelectrónicos de alta velocidad , por lo que se ha tenido un gran interes en el uso de fibras ópticas en la tecnología de las comunicaciones analógicas a altas frecuencias, que habia sido limitada a transmisión digital debido a las restricciones de linealidad, y desempeño de ruido de los dispositivos complementarios a la fibra óptica.

Los sistemas de comunicaciones analógicos por fibra óptica superan a los de cable coaxial por sus bajas pérdidas y su gran ancho de banda, y a los de microondas terrestres debido a que estos son vulnerables a interferencias y requieren línea de vista [Way et al, 1987]. Además puede ser una buena opción para utilizarse en ciudades que se encuentran saturadas con enlaces de microondas.

Los beneficios de los enlaces de fibra óptica incluyen [Grimes, 1989], [Kay, 1990]:

- bajas pérdidas.
- gran ancho de banda.
- simplicidad de diseño.
- facilidad de instalación debido a que la fibra óptica es pequeña y ligera.
- inmunidad a interferencia electromagnética.
- no emite radiación electromagnética y proporciona excelente aislamiento eléctrico.
- No hay lazos de tierra (muy frecuentes con cable de RF convencional).
- No ocurre el efecto de diafonía entre cables adyacentes.
- rentabilidad debido a que se emplean dispositivos de estado sólido.
- seguridad al usuario (el robo de señales en fibra óptica es muy difícil).
- limitaciones o complejidades de conversión analógico digital.

Entre las aplicaciones potenciales, se incluyen a las antenas situadas remotamente, sistemas de comunicaciones, sistemas de radar, sistemas de telemetría/rastreo, procesamiento de señales, líneas de retardo, etc. [Way et al, 1987]. También, se ha tenido un interés considerable relacionado con la transmisión de sistemas de video multicanal. Estos sistemas pueden emplearse para conferencia por TV, servicios de video de area local , y sistemas de distribución convencionales de CATV.

Este sistema es ideal para extender el alcance de redes existentes basadas en satélite, sirviendo como un enlace entre estaciones terrenas y redes terrestres. Se transporta una señal de satélite de enlace de bajada en la banda C con un ancho de banda de 500 MHz (señales de video multicanal con otros canales independientes de voz y datos) desde una antena de la estación terrena donde se amplifica y utiliza para modular directamente un diodo láser de alta velocidad, posteriormente se envia esta señal modulada por fibra óptica a una distancia remota, donde la señal óptica es nuevamente convertida a RF por un fotodetector. Se tiene la ventaja adicional que la banda base queda libre para otra información (PCM)

Se tienen, entonces, los llamados sistemas con multicanalización por división en subportadora, donde cada uno de los canales tributarios puede tener diferente tipo de modulación (AM, FM, etc.).

En este trabajo de tesis se describe el diseño y desarrollo de un transmisor opto-electrónico con gran ancho de banda, donde la portadora óptica se modula por una señal de microondas en banda C en el intervalo de frecuencias de 3.7 a 4.2 GHz.

Actualmente se trabaja, para señales de TV por cable óptico, tanto en formato AM como en FM. El primero permite gran cantidad de canales pero requiere fuentes altamente lineales, que actualmente ya aparecen en el mercado. Los sistemas FM, por su parte son más tolerantes a ruido y no linealidades, pero la multicanalización es menos densa.

En el segundo capítulo se describen conceptos básicos de las fuentes empleadas en los sistemas de comunicaciones por fibra óptica, haciendo énfasis en el funcionamiento del dispositivo láser. El tercer capítulo describe efectos no deseados debidos a perturbaciones externas al diodo láser y la forma de disminuirlos o evitarlos con sistemas diseñados de control de temperatura, potencia y de protección, además de presentar la característica estática del diodo láser. En el cuarto capítulo se presentan los efectos dinámicos del diodo láser, mencionando los efectos de ruido en el enlace, la posibilidad de realizar un acoplamiento reactivo y la caracterización dinámica del dispositivo. También se describe la construcción de la etapa optoelectrónica del transmisor. En el capítulo cinco se mencionan los conceptos básicos de amplificadores de microondas, proporcionando los principios de diseño y características principales de los amplificadores retroalimentados. En el capítulo seis se describe el diseño, la construcción, y la caracterización de la etapa de microondas, y finalmente en el capítulo siete se presentan las conclusiones con base en los resultados obtenidos.

Actualmente se trabaja, para señales de TV por cable óptico, tanto en formato AM como en FM. El primero permite gran cantidad de canales pero requiere fuentes altamente lineales, que actualmente ya aparecen en el mercado. Los sistemas FM, por su parte son más tolerantes a ruido y no linealidades, pero la multicanalización es menos densa.

II.- FUENTES OPTICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA.

II.1.- Introducción.

Los sistemas de comunicaciones ópticos usan como fuente transmisora diodos emisores de luz (LED) y diodos láser de semiconductor (DLS). Esto se debe a que tienen una potencia de salida adecuada, tienen una eficiencia alta, se pueden modular directamente con la corriente de entrada al dispositivo y tienen dimensiones compatibles con las fibras ópticas.

La principal diferencia entre un LED y un diodo láser consiste en que la salida óptica de un LED es incoherente, mientras que la del diodo láser es coherente producida en una cavidad óptica resonante. La energía óptica liberada de esta cavidad tiene coherencia espacial y temporal, lo cual significa que es altamente monocromática y que el haz de salida es muy direccional. Por lo tanto, se tiene un ancho espectral mucho más pequeño en un diodo láser, además de que el patrón de radiación en un LED es el de una fuente Lambertiana (que emite luz en todas direcciones) y en un diodo láser es una fuente más colimada (que emite luz en un intervalo angular muy pequeño). Otra ventaja que presenta el diodo láser es que puede emitir más potencia óptica absoluta que el LED.

Por esta razón, los LEDs son fuentes de luz idóneas para sistemas de comunicaciones con anchos de banda menores a 50 MHz [Keiser, 1983], con potencias ópticas de hasta algunas decenas de microwatts acopladas a fibras multimodo. Los LED requieren circuitería de control menos compleja que los diodos láser (no son necesarios circuitos de estabilización térmica y óptica), y tienen un costo menor con respecto a los diodos láser.

Para lograr un buen sistema de transmisión óptico se deben considerar la potencia óptica, el ancho espectral, el patrón de radiación y la capacidad de modulación de las fuentes luminosas. También son importantes la geometría (tamaño), atenuación en función

de la longitud de onda, la distorsión por retraso de grupo (ancho de banda), y las características modales de la fibra óptica.

II.2.- Mecanismos de emisión de luz.

La emisión de luz de un dispositivo semiconductor se basa en los procesos de emisión espontánea para el LED y de emisión estimulada para el diodo láser.

La ley de Planck establece que una transición entre niveles de energía involucra la absorción o emisión de un fotón, lo cual se representa matemáticamente por la ecuación (1).

$$h\nu_{12} = E_2 - E_1 \quad (1)$$

donde:

h es la constante de Planck = 6.626×10^{-34} [J]

ν_{12} es la frecuencia del fotón

E_2 es la energía de estado excitado

E_1 es la energía de estado base

El proceso de absorción se tiene cuando se excita un electrón desde el estado de energía en equilibrio a un estado de energía más alto por la absorción de un fotón de energía $h\nu_{12}$ como se muestra en la figura 1(a).

Si se provoca que un electrón pueda brincar desde su estado excitado 2 al estado base, como se muestra en la figura 1(b) se emite un fotón con energía $h\nu_{12}$, Esto ocurre sin estimulación externa alguna y se le llama emisión espontánea. Esas emisiones son isotrópicas y de fase aleatoria, y aparece como una salida incoherente.

El electrón puede ser inducido para hacer una transición hacia abajo del nivel excitado al nivel de estado de tierra por una estimulación externa, como se muestra en la figura 1(c). Si un fotón de energía $h\nu_{12}$ incide en el sistema mientras que el electrón está aún en su estado excitado, el electrón se estimula inmediatamente para caer al estado de

tierra y emitir un fotón de energía $h\nu_{12}$. El fotón emitido está en fase con el fotón incidente, y la emisión resultante se conoce como emisión estimulada.

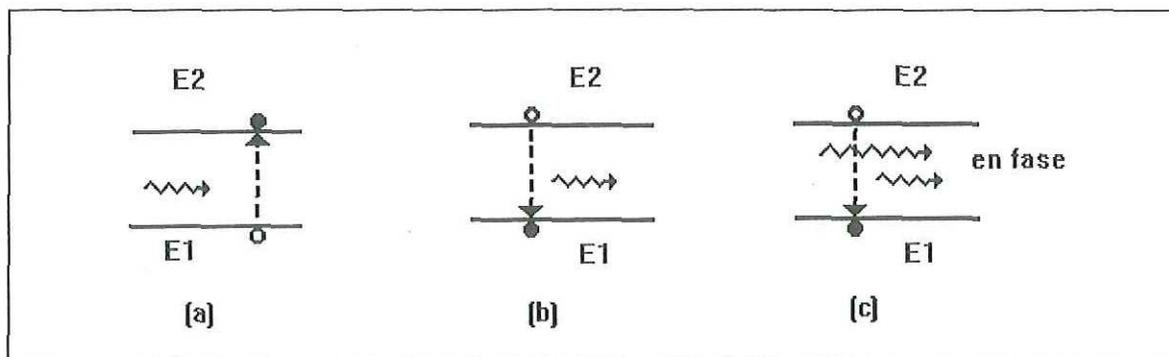


Figura 1. Procesos de transición en la acción de fuentes emisoras de luz. (a) absorción, (b) emisión espontánea, (c) emisión estimulada.

Cuando se tiene equilibrio térmico la densidad de electrones excitados es muy pequeña y la mayoría de los fotones que inciden en el sistema son absorbidos, por lo que la emisión estimulada se considera despreciable. La emisión estimulada excede a la absorción sólo si la población de los estados excitados es mayor que la del estado a tierra. A esta condición se le conoce como inversión de población. Dado que no es una condición de equilibrio, la inversión de población se obtiene por varias técnicas de bombeo. En un láser semiconductor, la inversión de población se obtiene por inyección de electrones entre el material y los contactos del dispositivo, para llenar los estados de energía más bajos de la banda de conducción.

Con el propósito de mantener la acción del láser, es necesario introducir una retroalimentación óptica con dos espejos planos y paralelos, uno con reflexión total y el otro con reflexión parcial, como se muestra en la figura 2, formando una cavidad resonante (cavidad de Fabry-Perot). De esta manera se obtiene una salida óptica coherente y de alta direccionalidad.

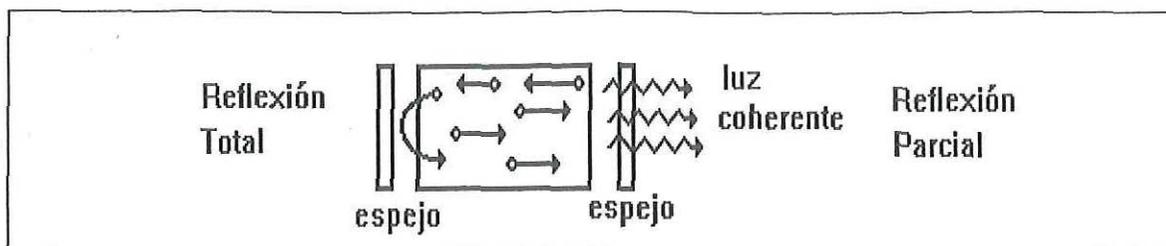


Figura 2. Principio de la retroalimentación óptica.

II.3.- Funcionamiento estático del diodo láser.

En la figura 3 se muestra la curva característica de intensidad de luz en función de la corriente de polarización del diodo láser. A bajas corrientes sólo se emite radiación espontánea, teniendo de esta manera el comportamiento de un LED. Cuando se incrementa la corriente de polarización y se pasa la corriente de umbral, la potencia de luz emitida se incrementa y cambia de emisión espontánea a emisión estimulada. De esta manera se obtiene el comportamiento deseado del dispositivo láser a corrientes mayores a la corriente de umbral.

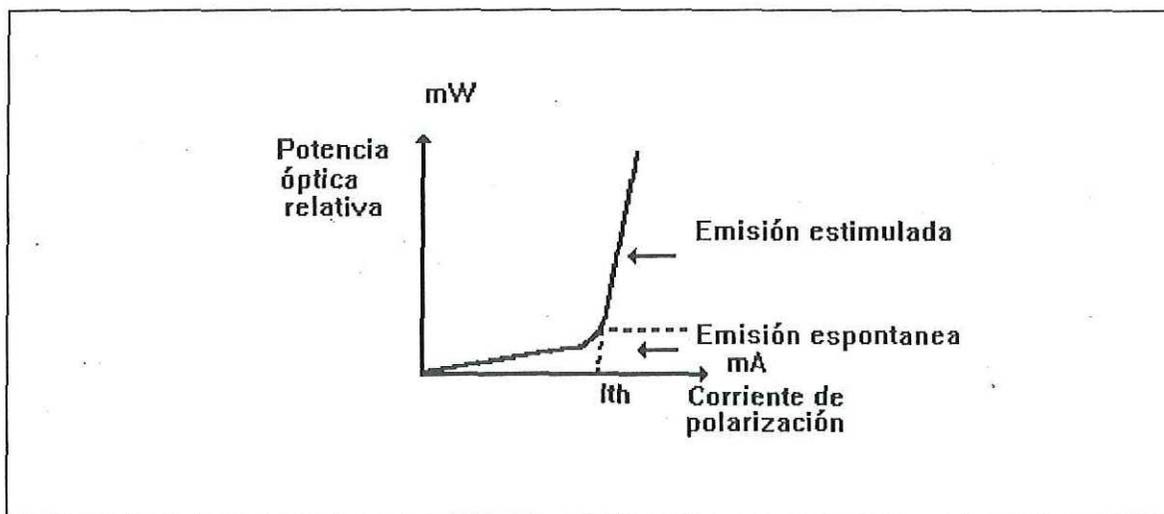


Figura 3. Curva característica de la relación de potencia óptica de salida con la corriente de polarización del diodo láser.

II.4.- Modulación del diodo láser.

La transmisión de señales en un sistema de comunicaciones por fibra óptica se hace variando la intensidad de luz de la fuente óptica. Los dos métodos usados para variar la salida óptica del diodo láser son: la modulación de pulsos para sistemas digitales y la modulación en amplitud para sistemas analógicos.

Para sistemas analógicos la modulación del diodo láser se hace polarizando con una corriente (I_p) mayor a la corriente de umbral (I_{th}) como se muestra en la figura 4. Se requiere tener una relación lineal entre la luz emitida y la corriente de polarización para el buen funcionamiento de este esquema, de otra manera el sistema es susceptible a efectos de intermodulación y distorsiones armónicas.

La modulación se limita a la región lineal para evitar distorsiones. Esto es, si la variación en la corriente es mayor a la diferencia entre la corriente de polarización y la corriente de umbral, la porción más baja de la señal se corta produciendo una distorsión severa. Cuando esto sucede el índice de modulación es mayor al 100%.

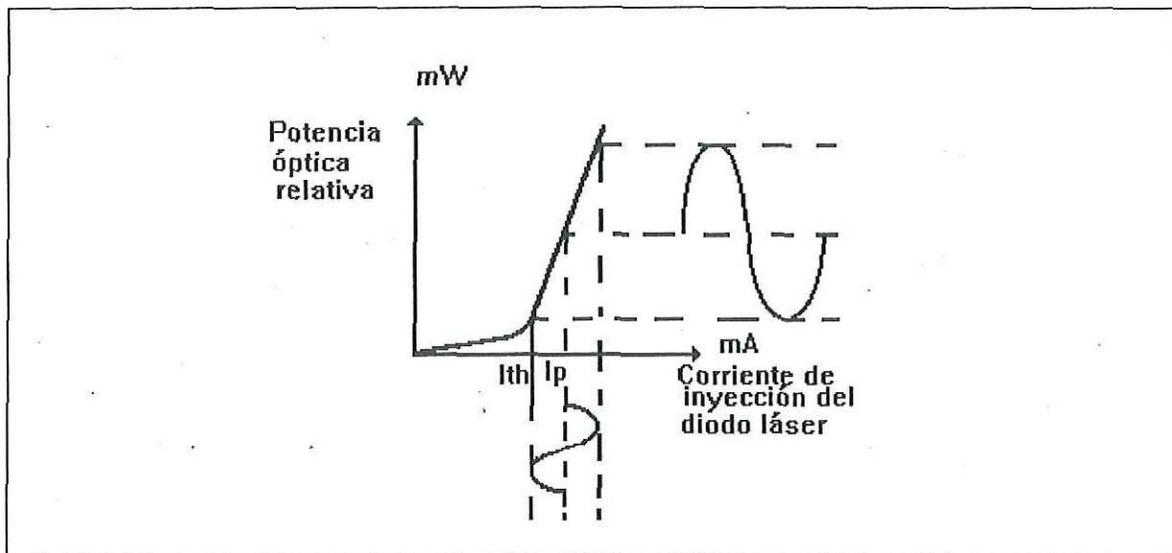


Figura 4. Modulación analógica en la curva característica de potencia óptica con la corriente de inyección del diodo láser.

III.- COMPORTAMIENTO ESTÁTICO Y ESTABILIZACIÓN DEL LASER SEMICONDUCTOR.

III.1.- Efectos debidos a cambios de temperatura y envejecimiento del diodo láser.

En la utilización de diodos láser se deben considerar los cambios de temperatura y el envejecimiento del diodo láser debido a que estos pueden producir cambios no deseados en la potencia óptica de salida. Esto se muestra gráficamente para comprender de una manera clara y sencilla las principales perturbaciones que se tienen al emplear diodos láser en sistemas de comunicaciones ópticas.

La figura 5 muestra la potencia óptica emitida por el diodo láser con respecto a la corriente que se le suministra en la característica estática, y se puede observar la dependencia que tiene la corriente de umbral I_{th} con respecto a la temperatura. De esta figura se puede observar que a medida que se incrementa la temperatura del diodo láser la corriente de umbral se modifica a un nivel mayor.

Por lo tanto, si se modula el diodo láser con una señal como se muestra en la figura 4 y además se observa una variación de temperatura en el dispositivo se puede deducir lo siguiente:

- Si la temperatura aumenta la corriente de umbral también aumenta, en consecuencia, la potencia media disminuye y se puede correr el riesgo de recortar la parte inferior de la señal analógica.
- Si la temperatura disminuye, la corriente de umbral disminuye y en consecuencia la potencia media aumenta y se puede correr el riesgo de recortar la parte superior de la señal analógica.

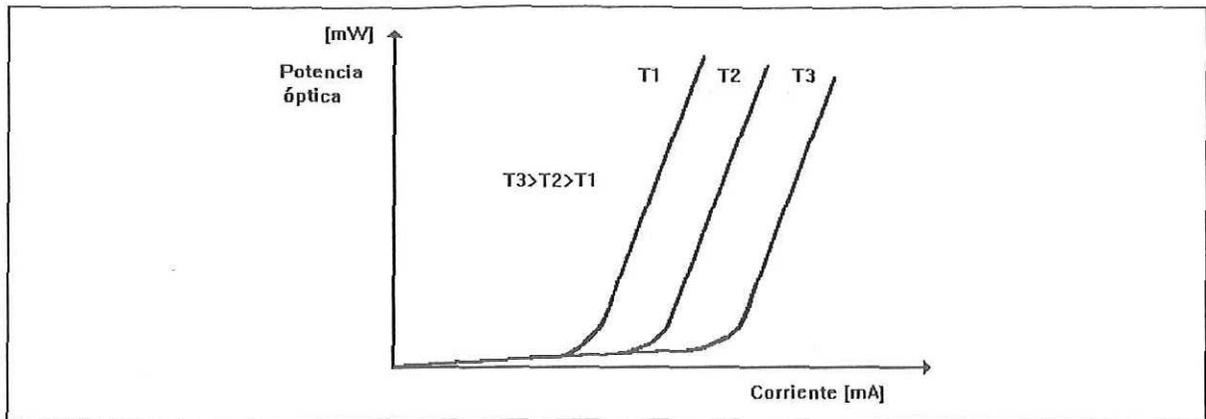


Figura 5. Efectos debidos a cambios de temperatura en la curva característica de la potencia óptica del diodo láser.

Para el análisis anterior se considera que se mantiene fija la corriente de polarización (I_p), La potencia media es la potencia óptica que se obtiene al punto de la corriente I_p como se puede observar en la figura 4.

Como también se había mencionado, otro factor importante a considerar es el envejecimiento del láser, como se muestra en la figura 6, donde se considera una temperatura constante. El efecto que se tiene por este concepto es el de una disminución en la pendiente de la curva, lo cual indica que la potencia media disminuye y por lo tanto la eficiencia de emisión del diodo láser disminuye a medida que envejece.

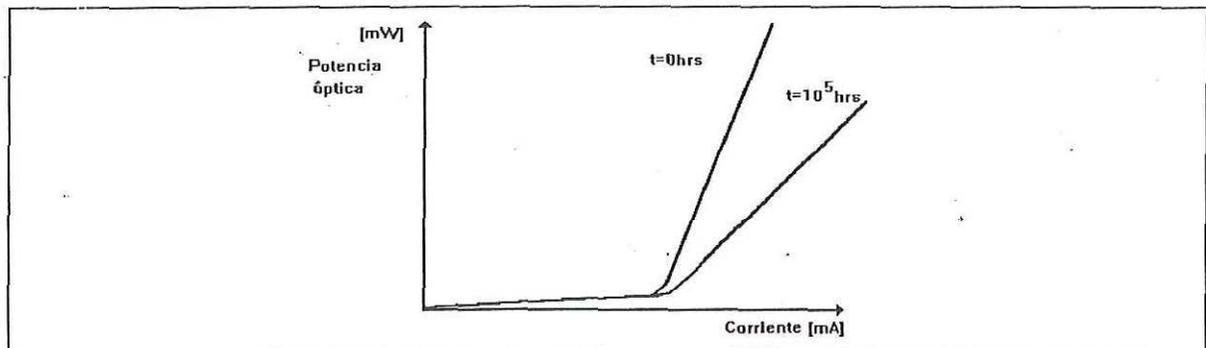


Figura 6. Efectos debidos al envejecimiento en la curva característica de la potencia óptica del diodo láser.

III.2.- Control de Temperatura.

Las características de operación de los diodos láser varían considerablemente con la temperatura. La longitud de onda de emisión, la corriente de umbral y el tiempo de vida de operación están en función de la temperatura. Esto hace necesario el uso de un circuito de control automático de temperatura, que modifique la corriente de polarización conforme varíe la temperatura con el propósito de estabilizar la potencia de salida.

Esto se logra utilizando el fotodetector y el dispositivo termoelectrico que usualmente vienen integrados en módulos láser comerciales de alta frecuencia. Este módulo opera retroalimentando la corriente del fotodetector a la entrada del diodo láser, a fin de ajustar automáticamente la corriente de polarización necesaria y obtener así una potencia de salida regulada. En nuestro caso se ha utilizado el láser de ORTEL modelo 1510B, que opera a 1300 nm y que tiene integrado el fotodetector y el Peltier (ver secciones III.2.1 y III.3.1).

El control de temperatura con módulos termoelectricos se realiza con un lazo de retroalimentación electrónico como el que se muestra en la figura 7. Los principales elementos de este lazo son el elemento Peltier, el sensor de temperatura, el circuito puente, el procesador de la señal de error y el manejador de salida. La temperatura del dispositivo se monitorea usando un sensor de temperatura. La temperatura detectada se compara con una temperatura de referencia establecida, para producir una señal de error proporcional a la diferencia. El termistor actúa como parte de un arreglo puente resistivo balanceado, el cual se desbalancea cuando la temperatura del termistor se desvía de la temperatura de referencia. El procesador de la señal de error produce una salida basada en la señal de error y el método de control usado. Esta salida controla entonces un manejador de salida, el cual se conecta al módulo termoelectrico. La complejidad de este tipo de lazo de control varía desde los simples controladores proporcionales analógicos que se encuentran en la mayoría

de los controladores de enfriamiento, hasta los controladores PID (Proporcional Integral Diferencial) totalmente digitales.

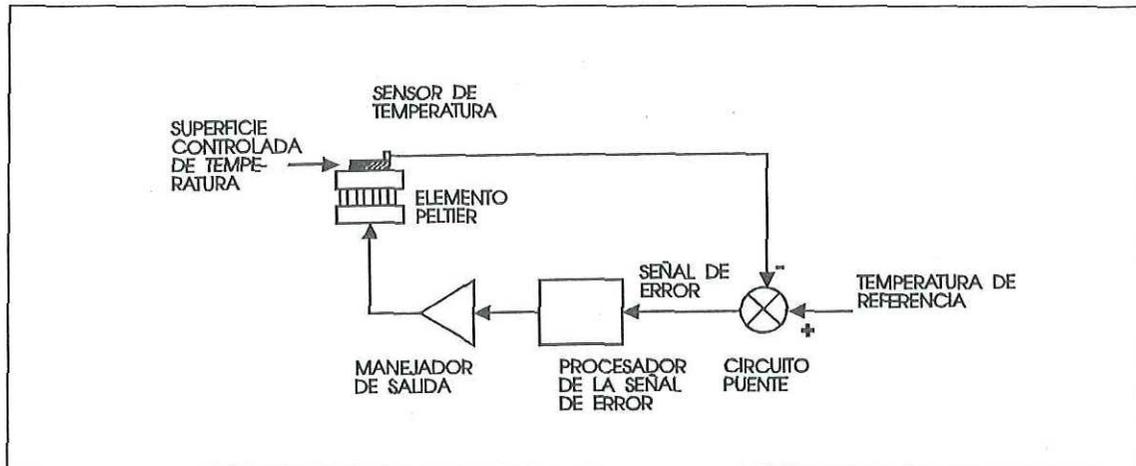


Figura 7. Lazo de retroalimentación para el control de temperatura.

III.2.1.- Elemento Peltier.

Las bombas de calor de estado sólido se conocen desde el descubrimiento del efecto Peltier en 1834. Estos son dispositivos termoeléctricos que bombean calor de un lugar a otro, causando enfriamiento y calentamiento local en módulos empaquetados entre placas ceramicas metalizadas. Los módulos están contruidos de un semiconductor contaminado con (teluro de bismuto), los cuales son conectados eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo. En este arreglo, el calor absorbido en la unión fría es transferido a la unión caliente de una manera directamente proporcional a la corriente que pasa a través del dispositivo.

Los dispositivos termoeléctricos ofrecen los siguientes beneficios:

- Enfriamiento rápido.
- Espacio/tamaño/peso/costo reducido.
- Alta rentabilidad por construirse en estado sólido (tiempos de vida >200000 hrs).
- Capacidad de precisión en el control de temperatura.
- Mínimo ruido eléctrico, si este existe.

- Operación en DC.
- Seguridad intrínseca para medios ambientes eléctricos peligrosos

Debido a su versatilidad estos dispositivos se han empleado en una gran cantidad de aplicaciones, incluyendo aplicaciones en fibras ópticas y otras de enfriamiento electro-óptico.

Para emplear este dispositivo adecuadamente, se midió la resistencia que presenta un elemento Peltier MELCOR P/N FCO 6-18-05 L, presentando una resistencia de 4Ω sin excitar, y bajando su resistencia a 2Ω excitándolo con una corriente de 860 mA. Además se comprobó el sentido correcto de la corriente observando que se enfría si la corriente suministrada va de más a menos y calienta si va de menos a más.

III.2.2.- Sensor de Temperatura.

El sensor de temperatura es un termistor con coeficiente de temperatura negativo.(NTC), lo que significa que su resistencia disminuye con la temperatura. Estos dispositivos ofrecen algunas ventajas; son baratos, precisos, altamente sensibles y fáciles de trabajar. Su única desventaja es que su resistencia esta en función no lineal de la temperatura. Sin embargo, esta realmente no es una desventaja si se requiere control de temperatura a un punto fijo, o cuando se dispone de un microprocesador para obtener la conversión resistencia a temperatura (y viceversa). Para el diodo láser empleado 1510-B, el fabricante (ORTEL) proporciona una tabla de conversión resistencia-temperatura, la cual se muestra en la tabla I con su respectiva respuesta gráfica en la figura 8.

III.2.3.- Circuito Puente - Procesador de la Señal de Error.

El circuito puente hace la función del nodo suma en el circuito de control, el cual compara la temperatura del diodo láser con una temperatura de referencia (disponible al

usuario con un potenciómetro). Este circuito proporciona una señal de error al bloque procesador de la señal de error el cual aplica la acción de control empleada. En este caso se aplica el modo de control proporcional por sencillez y necesidad de mínimo espacio.

Tabla I.- Conversión resistencia-temperatura.

Temperatura[°C]	Resistencia del termistor [KΩ]
-40	336.5
-35	242.70
-30	177
-25	130.5
-20	97.07
-15	72.93
-10	55.33
-5	42.33
0	32.65
+5	25.40
+10	19.90
+15	15.70
+20	12.49
+25	10
+30	8.06
+35	6.53
+40	5.33
+45	4.37
+50	3.60
+55	2.98
+60	2.49
+65	2.08
+70	1.75

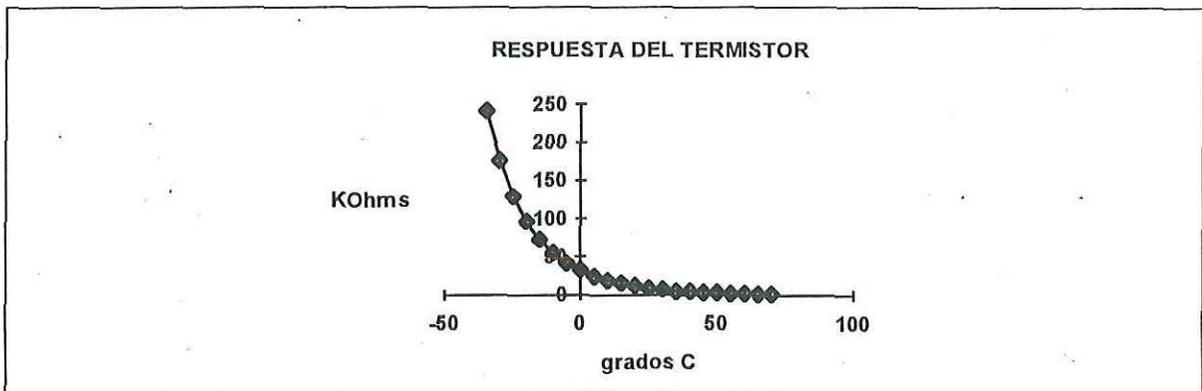


Figura 8. Conversión resistencia-temperatura del termistor usado para el control de temperatura del diodo láser.

Para amplificar la señal de salida de un circuito puente se utiliza un amplificador operacional solamente, como se muestra en la figura 9. Este circuito obliga al voltaje de salida diferencial de puente a ser cero, ya que los lados opuestos están conectados directamente a las entradas de un amplificador operacional con retroalimentación. De esta manera, se emplea el amplificador para medir la corriente que entra al puente en condiciones de cortocircuito. El voltaje de salida resultante es [Tobey, 1985]:

$$e_o = \frac{R_F}{R} \frac{\delta}{1 + \delta} \frac{V}{(2 + \delta) / (1 + \delta) + R / R_F} \quad (2)$$

Si $\delta \ll 1$ esta ecuación se reduce a la forma aproximada

$$e_o \approx V \frac{\delta}{(2 + R / R_F)} \frac{R_F}{R} \quad (3)$$

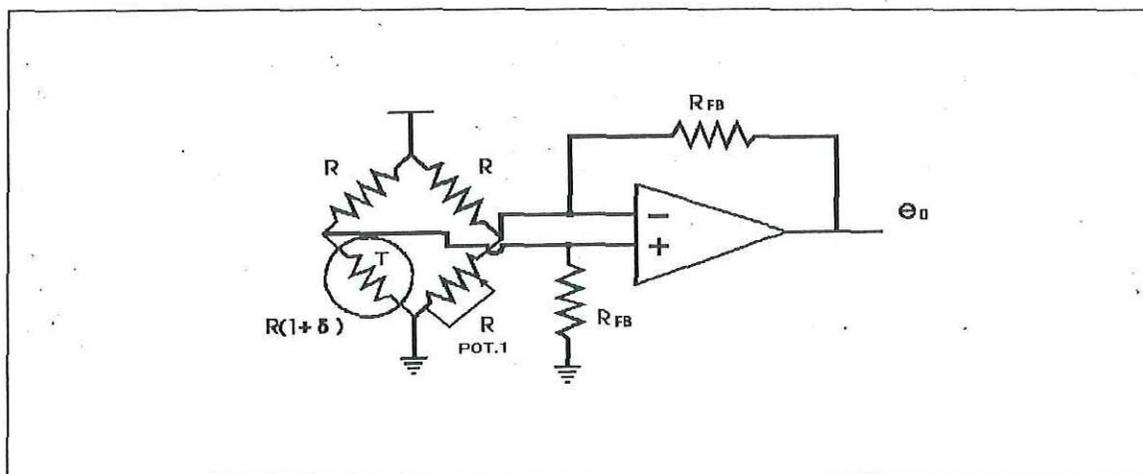


Figura 9. Diagrama esquemático del circuito puente y el procesador de la señal de error.

Para calcular el voltaje de salida cuando el voltaje $V=12$ Volts, $R = 12$ K Ω , y $R_F = 10$ K Ω se sustituyen en la ecuación (3) resultando:

$$e_0 \approx 3.53\delta \quad (4)$$

Por otro lado, si se considera que el sistema se controlará a una temperatura de 20 °C, y considerando los valores de resistencia de la tabla para 20 °C y 25 °C e interpolando para valores intermedios se obtiene el voltaje del amplificador para diferentes incrementos de temperatura del diodo láser, como se muestra en la tabla II.

Tabla II.- Valores calculados de los incrementos proporcionales del termistor (δ) y los voltajes de salida del amplificador del circuito puente (e_0) para diferentes incrementos de temperatura.

Δt [°C]	0	1	2	3	4	5
δ	0	0.0416	0.086	0.1363	0.19	0.25
e_0 [Volts]	0	0.147	0.306	0.48	0.67	0.88

III.2.4.- Manejador de Salida Bipolar.

Esta etapa simplemente proporciona la potencia para manejar los módulos de enfriamiento termoeléctricos. Dado que se requiere un suministro de corriente menor a 1.1 A según especificaciones del fabricante, esta función se obtiene fácilmente usando una etapa de salida de transistor como se muestra en la figura 10, donde la corriente suministrada al elemento Peltier esta dada por:

$$i_{Peltier} = \frac{e_0 - 0.7}{R_{emisor}} \quad (5)$$

Se utiliza una resistencia de 1 Ω en el emisor considerando que si se emplea una resistencia mayor, la potencia disipada se incrementa y el tamaño también aumenta. Esto no es conveniente considerando que el circuito debe ser lo más pequeño posible, por lo que no

se debe tener un voltaje e_0 mayor a 1.7 V. Con lo que a costa de reducir el tamaño de la resistencia se hace muy sensible a la señal obtenida del procesador de la señal de error.

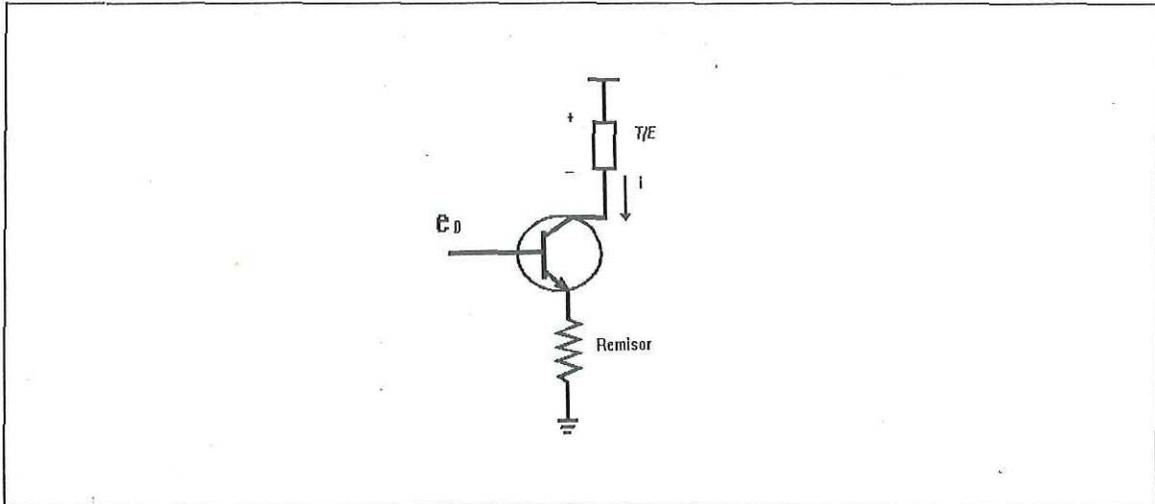


Figura 10. Manejador de salida del control de temperatura del diodo láser.

III.2.5.- Monitoreo de la Temperatura en el Diodo Láser.

Se toma la señal de voltaje del procesador de la señal de error para monitorear la temperatura del diodo láser indirectamente y tener por lo tanto información de temperatura de forma sencilla al usuario, mediante un circuito de un amplificador operacional como el mostrado en la figura 11 que opera como un multiplicador con ganancia constante no invertida. En este circuito la ganancia está dada por la siguiente relación: [Boylestad, 1983].

$$V_{TEMP} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) e_0 \quad (6)$$

Considerando a $R_F = 10 \text{ K}\Omega$ y $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$ se tiene que:

$$V_{TEMP} = 1.1 e_0 \quad (7)$$

De esta forma el voltaje de monitoreo es directamente proporcional al voltaje e_0 , el cual representa el error que se tiene con respecto a la señal de referencia, por lo tanto sólo se tienen representados valores superiores a la temperatura de referencia.

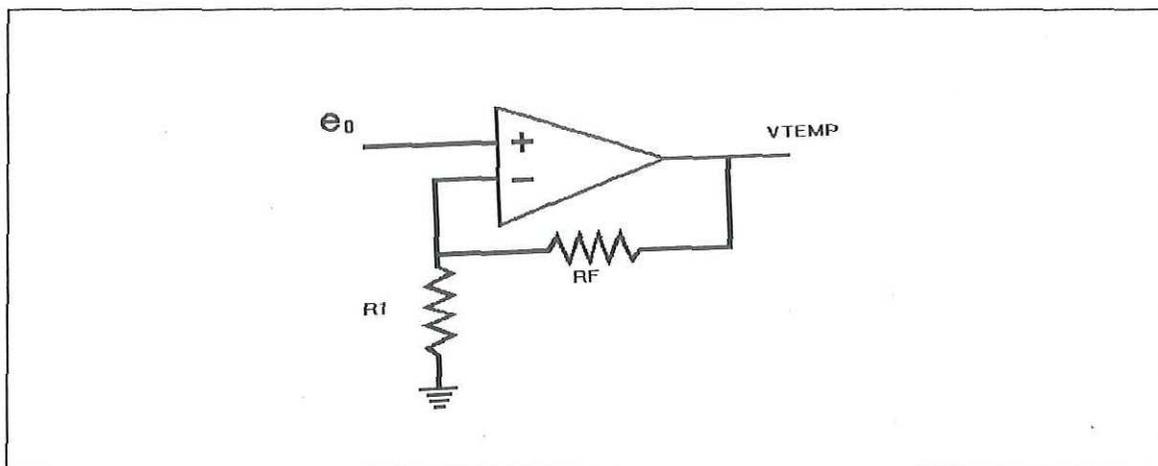


Figura 11. Circuito para monitorear la temperatura del diodo láser.

Se hicieron mediciones del circuito controlador de temperatura sustituyendo al termistor con un potenciómetro, el elemento termoelectrónico con una resistencia de 5Ω y fijando la temperatura de referencia (umbral de temperatura para enfriamiento del diodo láser). Los resultados se muestran en la figura 12 para diferentes valores de temperatura de referencia bajo la siguiente relación:

- 1 Temperatura de Referencia = $19.7 \text{ }^\circ\text{C}$
- 2 Temperatura de Referencia = $21.5 \text{ }^\circ\text{C}$
- 3 Temperatura de Referencia = $23.5 \text{ }^\circ\text{C}$
- 4 Temperatura de Referencia = $25.5 \text{ }^\circ\text{C}$
- 5 Temperatura de Referencia = $28.0 \text{ }^\circ\text{C}$
- 6 Temperatura de Referencia = $30.7 \text{ }^\circ\text{C}$

De esta manera es posible conocer la temperatura del diodo láser midiendo el voltaje de monitoreo V_{TEMP} y utilizando la gráfica de la figura 12, para diferentes temperaturas de referencia.

Bajo el mismo esquema de mediciones anterior se midió la relación que existe entre la corriente suministrada al elemento Peltier y el voltaje de monitoreo V_{TEMP} , como se muestra en la figura 13, donde se comienza a tener un suministro de corriente para enfriamiento del diodo láser desde un voltaje monitoreado de 0.55 V. Siguiendo una relación proporcional y mostrando un suministro de corriente máximo de 640 mA, se observa una saturación del sistema, lo cual es adecuado debido a que la corriente máxima que tiene el dispositivo 1510B de ORTEL para enfriamiento es de 1100 mA.

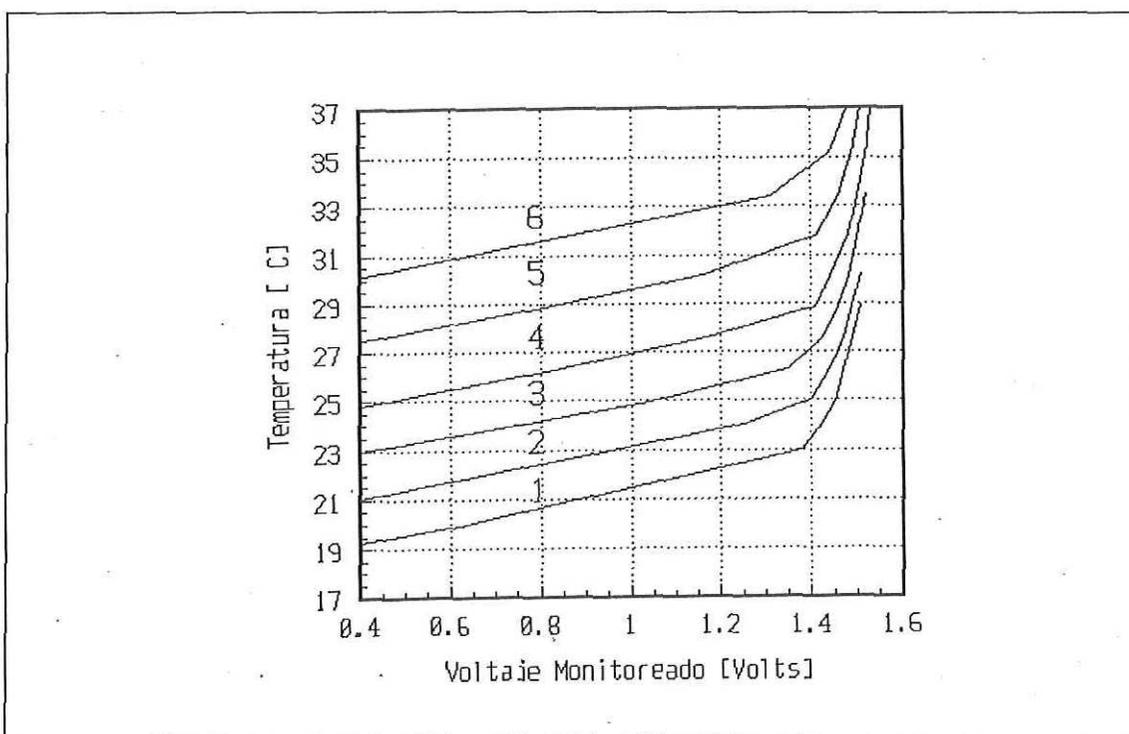


Figura 12. Relación de temperatura en función del voltaje monitoreado.

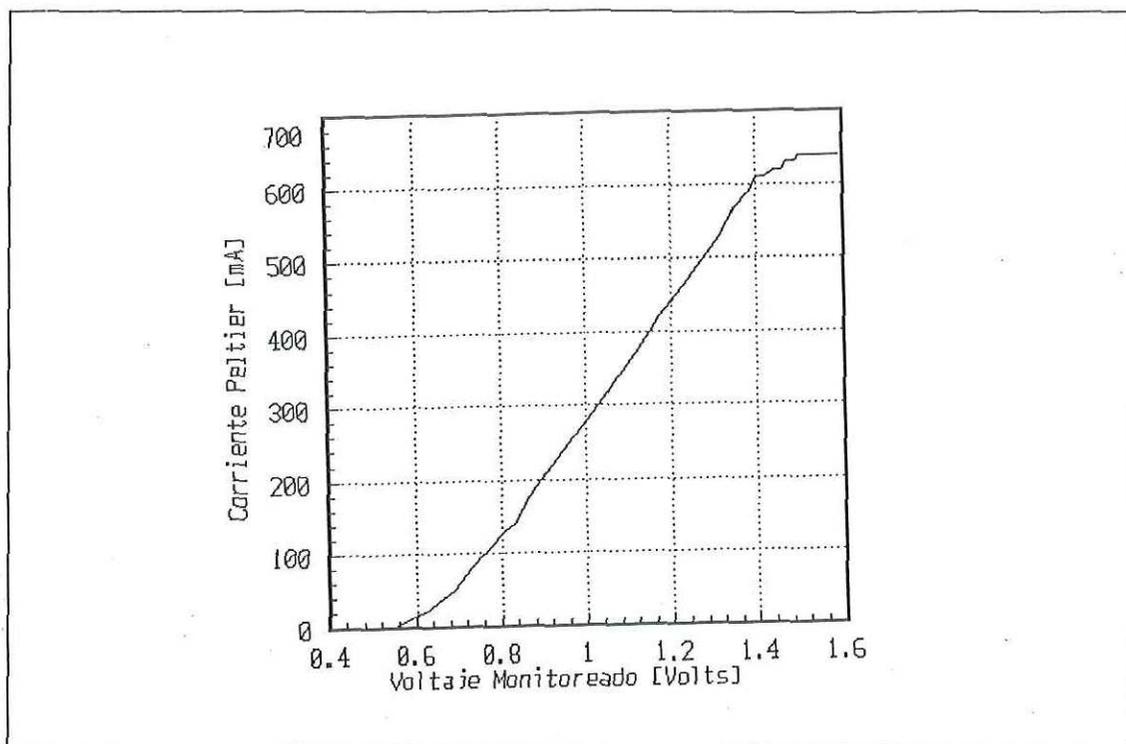


Figura 13. Obtención de la corriente en el elemento termoelectrico en función del voltaje de monitoreo.

De lo anterior se establece que una forma de establecer la temperatura de referencia es bajo el siguiente procedimiento:

1. Obtener la resistencia que equivale a la temperatura de referencia en la tabla 1.
2. Eliminar dos puentes JP_1 y JP_2 que se localizan en el circuito y sustituir el termistor por un resistor o potenciómetro con la resistencia obtenida en el punto 1.
3. Ajustar el potenciómetro Pot.1 del circuito puente de manera que se tenga en el voltaje de monitoreo V_{TEMP} , un voltaje igual a 0.55 Volts, este valor establece el umbral para la circulación de corriente a una temperatura mayor.
4. La temperatura del láser y en su caso la corriente suministrada al Peltier se puede conocer del voltaje V_{TEMP} con las gráficas de las figuras 12 y 13.

III.2.6.- Alarma de Alta Temperatura en el Diodo Láser.

Se hace uso de una alarma, la cual avisa al usuario por medio de un diodo emisor de luz (led) cuando se tiene un nivel de temperatura superior a un umbral establecido a través de un potenciómetro. En la figura 14 se muestra el circuito empleado para esta alarma, se establece el umbral del circuito haciendo que el voltaje en el punto medio de los potenciómetros 3 y 4 sea igual. El voltaje que se tiene en el potenciómetro 3 (e_0) se puede obtener de la ecuación (7). El amplificador operacional realiza la función de un comparador polarizado a +12 Volts y tierra, por lo que cuando se tiene una temperatura mayor a la establecida, el voltaje en la entrada negativa es mayor a la del potenciómetro (entrada positiva) y por lo tanto el led tiene una diferencia de potencial, lo que provoca que este se ilumine.

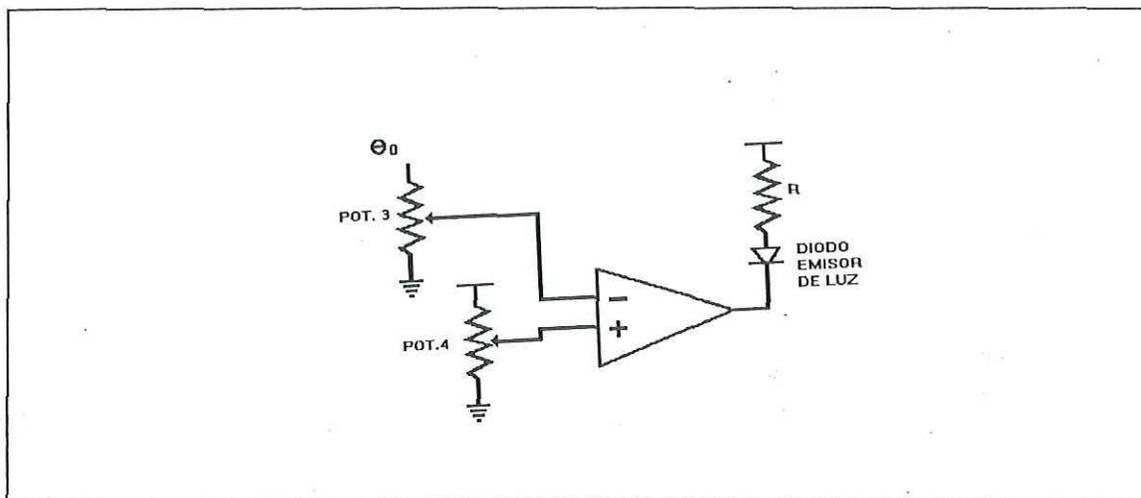


Figura 14. Circuito de alarma de alta temperatura del diodo láser.

III.3.- Control de Potencia.

Como se mencionó anteriormente, la corriente de umbral de los diodos láser varía con la temperatura, y su eficiencia de emisión disminuye con el tiempo. Estas variaciones afectan la potencia óptica de salida del dispositivo. Por lo que es necesario un circuito de control automático que compense el efecto de estas variaciones, es decir, que mantenga

constante la potencia óptica independientemente de cambios de temperatura y del envejecimiento del diodo láser.

Aun cuando se cuente con un sistema de enfriamiento termoeléctrico mediante el cual se reducen las variaciones de temperatura en el láser, el efecto por envejecimiento no se reduce en forma significativa por el mismo control. Sin embargo, ambos problemas se pueden superar a través del control de la polarización del láser usando una técnica de retroalimentación.

Esto se puede lograr usando circuitería que ajuste la corriente de polarización estática cuando sea necesario. Lo cual se hace de forma sencilla con un circuito de control de potencia media el cual *incorpora retroalimentación óptica como se describe a continuación* (ver figura 15). El diodo láser 1510-B de Ortel está empaquetado con un fotodetector, el cual monitorea la potencia de salida del láser muestreando la emisión de la cara posterior de la cavidad. La salida del fotodiodo monitor es una pequeña corriente proporcional a la potencia de salida del láser, y se incorpora un amplificador de transimpedancia (ATI) el cual convierte la corriente en un voltaje proporcional. El voltaje de salida del ATI se compara con un voltaje de referencia ajustado a una potencia media deseada para la estabilización del diodo láser. La señal comparada es entonces aplicada a una fuente de corriente controlada por voltaje, cuya corriente es finalmente la que polariza al diodo láser y compensa las variaciones mencionadas.

Si la potencia media disminuye el voltaje del fotodetector baja y este se compara con el voltaje de referencia disminuyendo el voltaje de error, cuando esto pasa, el excitador aumentará la corriente de polarización para compensar el aumento en la corriente de umbral y reestablecer así el nivel de potencia óptica media al nivel adecuado. Lo contrario sucede si aumenta la potencia media P_{med} , disminuyendo la corriente de polarización (I_{pol}).

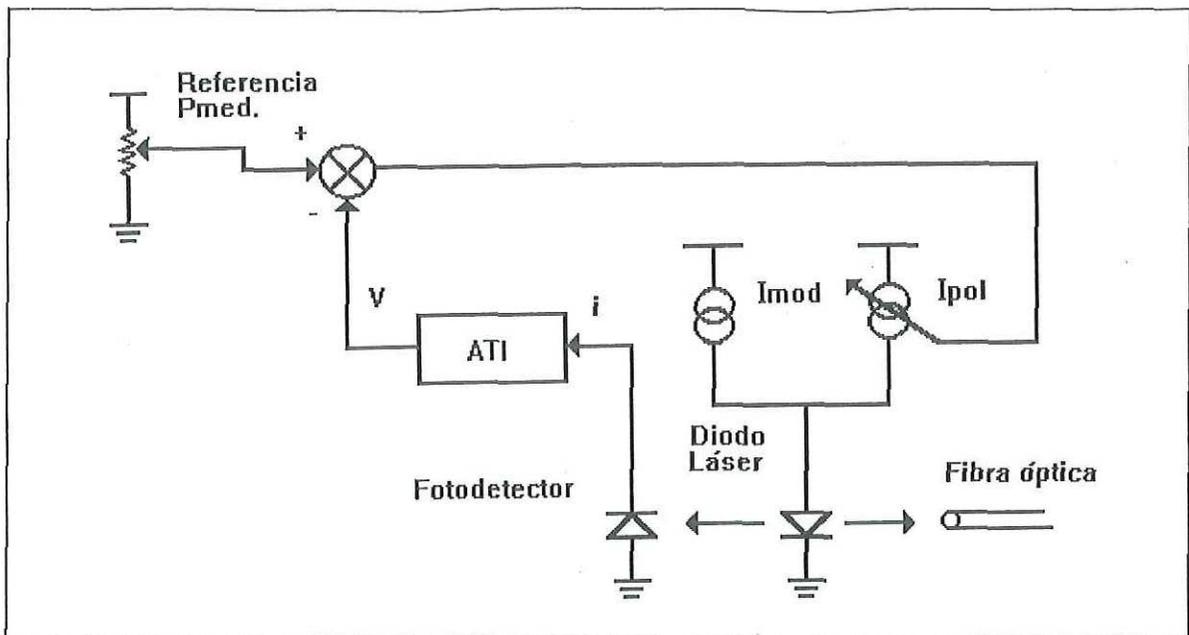


Figura 15. Control de la corriente de polarización con retroalimentación de potencia media.

Una desventaja que se tiene al controlar la corriente de polarización del láser es que no se compensa para variaciones en la eficiencia de envolvente del láser. La corriente de modulación para el dispositivo es establecida previamente y no toma en cuenta cualquier cambio de envolvente con temperatura y envejecimiento. La modulación debe, además, ser aplicada con acoplamiento en C.A.

III.3.1.- Fotodetector.

El diodo láser 1510B de Ortel integra un diodo PIN en su encapsulado para monitorear la potencia óptica emitida por el láser, es decir se tiene una corriente proporcional a la potencia óptica en el fotodiodo monitor, como se muestra en la figura 16, obtenida de hojas de datos del fabricante. De esta manera se tiene un transductor de potencia óptica a una señal eléctrica para poder hacer un procesamiento de señal más fácil de implementar.

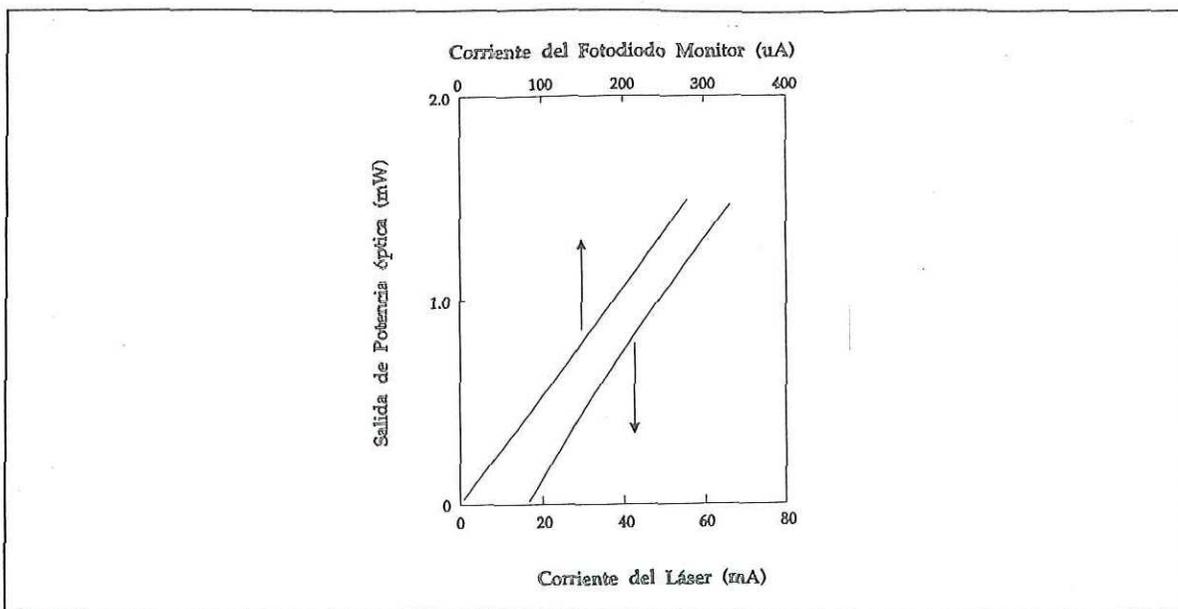


Figura 16. Luz emitida y fotocorriente en función de la corriente de polarización.

De la figura 16 se deduce en forma aproximada la ecuación que relaciona a la corriente del fotodetector con la potencia óptica emitida por el diodo láser dada por:

$$i_{PD} = 185 P_o \quad (8)$$

donde: i_{pd} esta en μA y P_o esta en mW .

III.3.2.- Amplificador de transimpedancia.

Se utiliza un amplificador de celda fotovoltaica como se muestra en la figura 17 [National, 1989] para obtener un voltaje proporcional a la corriente del fotodiodo, dado por la siguiente relación:

$$V_{ATI} = I_{photo} R_F \quad (9)$$

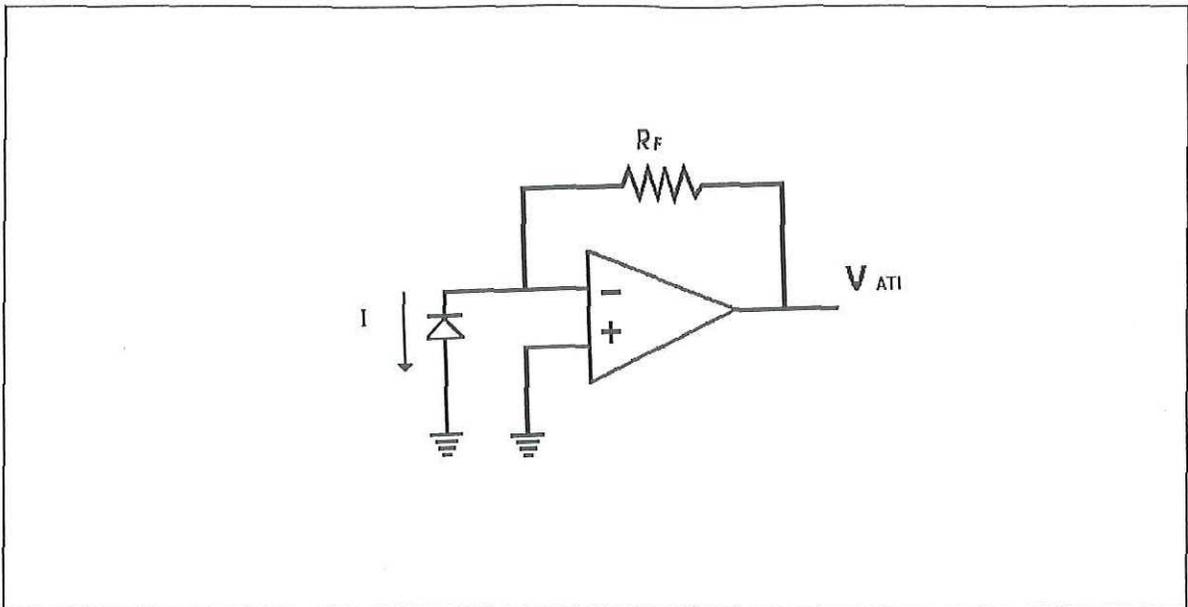


Figura 17. Amplificador de celda fotovoltaica.

III.3.3.- Nodo comparador.

El circuito empleado es un sumador como el que se muestra en la figura 18, el cual compara la señal de referencia para una potencia media deseada por el usuario (la cual puede ajustarse con el potenciómetro pot. 2) y la señal de voltaje V_{ATI} que es proporcional a la corriente del fotodiodo, como se menciono anteriormente. La salida V_e de este circuito esta dada por:

$$V_e = \frac{R_F}{R_2} V_{REF} - \frac{R_F}{R_1} V_{ATI} \quad (10)$$

Considerando que $R_F = 10 \text{ K}\Omega$, $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, el voltaje en el nodo suma es:

$$V_e = V_{REF} - 0.1V_{ATI} \quad (11)$$

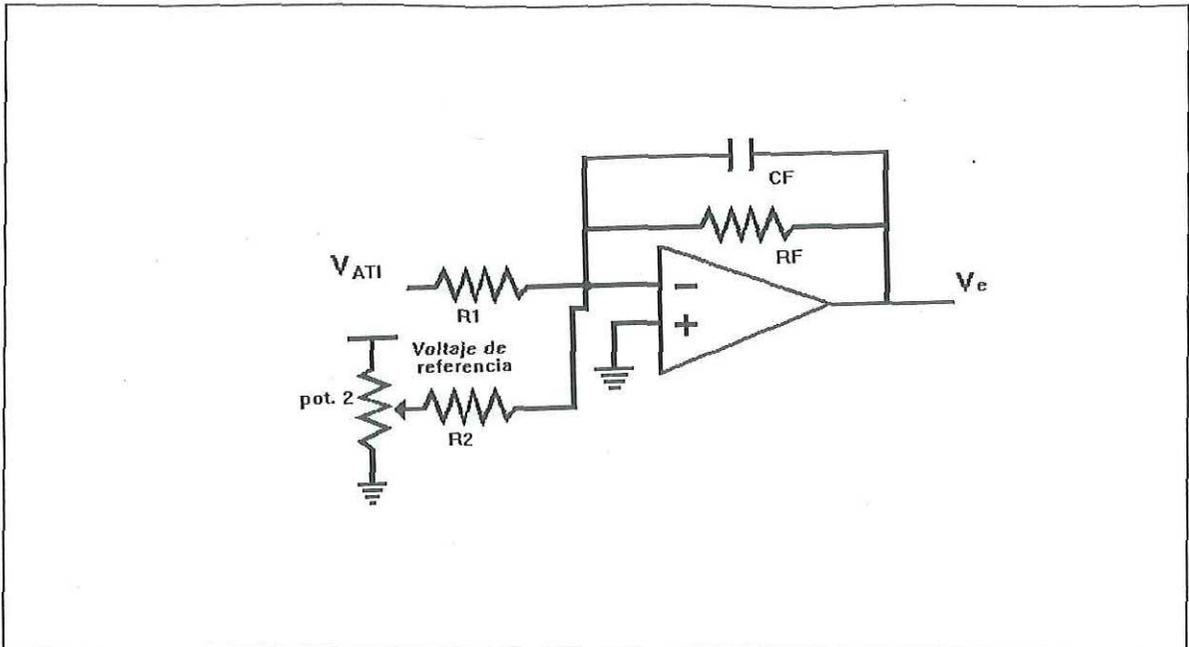


Figura 18. Circuito comparador del lazo de control de potencia óptica.

III.3.4.- Fuente de corriente.

La figura 19 muestra un circuito con amplificador operacional que proporciona corriente constante. El circuito proporciona una corriente de salida fija dada por la ecuación:

$$I_{\text{láser}} = \frac{V_{cc} - V_e}{R_1} \quad (12)$$

Si $R_1 = 75 \, \Omega$ y $V_{cc} = 9.5$ Volts, se tiene una corriente que se incrementa proporcionalmente a la disminución del voltaje del circuito comparador V_e , dada por:

$$I_{\text{láser}} = 127 - 13.33V_e \quad (13)$$

donde V_e esta en Volts e $I_{\text{láser}}$ se da en mA.

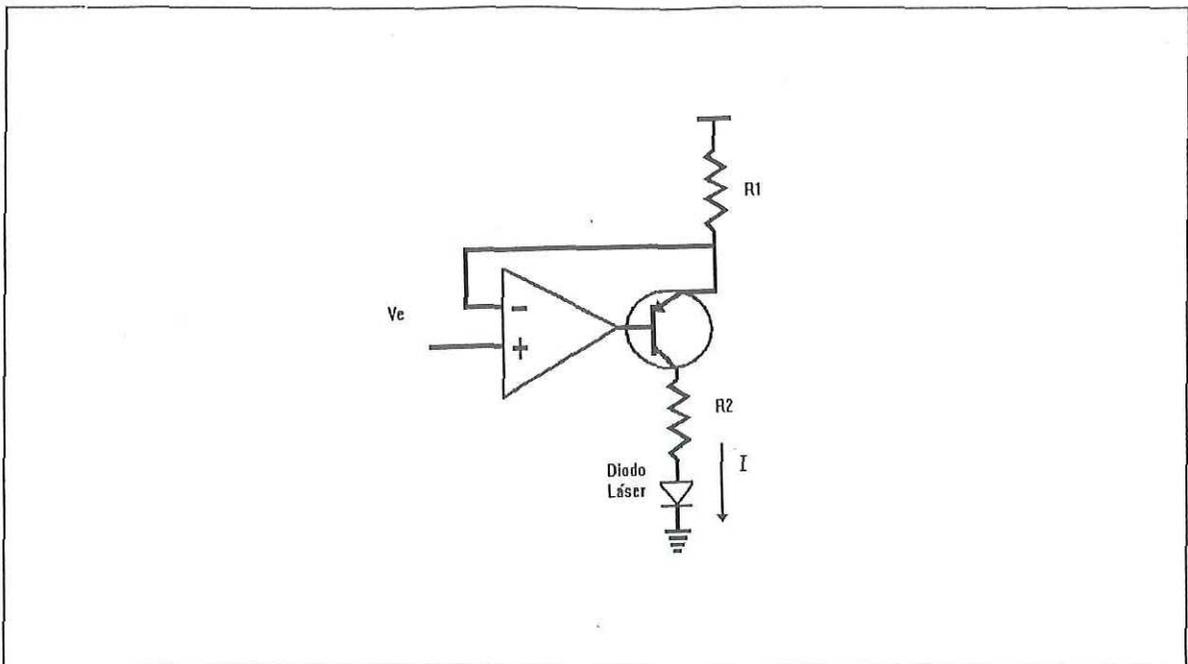


Figura 19. Fuente de corriente de polarización del diodo láser constante.

III.3.5.- Diodo láser.

El diodo láser es un dispositivo transductor, el cual es alimentado con la corriente de polarización obtenida de la fuente de corriente constante y con la corriente de modulación para proporcionar una potencia óptica. Sin embargo, para el control de potencia se considera sólo la potencia media, y si esta sufre alguna variación, esta se reflejará modificando la corriente de polarización en el control automático.

De la figura 16 proporcionada por el fabricante se puede observar la relación que existe entre la corriente suministrada al diodo láser y la potencia óptica emitida, de esta figura se puede deducir la siguiente relación:

$$P_O = \frac{1}{40} I_{\text{láser}} - 0.25 \quad (14)$$

para $I_{\text{láser}} \geq 18 \text{ mA}$.

donde: P_o esta en mW e $I_{\text{láser}}$ en mA.

III.3.6.- Monitoreo y alarma de la potencia óptica emitida por el diodo láser.

Se utilizan circuitos de monitoreo y alarma de baja potencia óptica emitida por el diodo láser de forma similar a los circuitos utilizados para el control de temperatura. Pero se hace que la alarma sea de baja potencia y que el circuito de monitoreo se realice con un amplificador de ganancia unitaria a partir de la salida del amplificador de transimpedancia. De esta forma, el voltaje de monitoreo es proporcional a la potencia óptica bajo la siguiente relación:

$$V_{POT} = V_{ATI} \quad (15)$$

III.3.7.- Análisis y mediciones del circuito de control.

Para analizar el sistema se puede auxiliar de la figura 15 y de las ecuaciones dadas anteriormente. En la figura 20 se muestra en forma alternativa el circuito de retroalimentación con un diagrama a bloques.

Se efectuaron mediciones abriendo el lazo de retroalimentación quitando el puente $jp3$. Con los datos obtenidos se graficó la corriente del láser con respecto al voltaje de error V_e como se muestra en la figura 21, lo cual concuerda con los valores teóricos si se considera que $V_{cc}=9.5 \text{ Volts}$ y $R_1=37.5 \Omega$. Evaluando esta gráfica podemos deducir la ecuación de su comportamiento, dada por:

$$I_{\text{láser}} = -12.6V_e + 121.1 \quad (16)$$

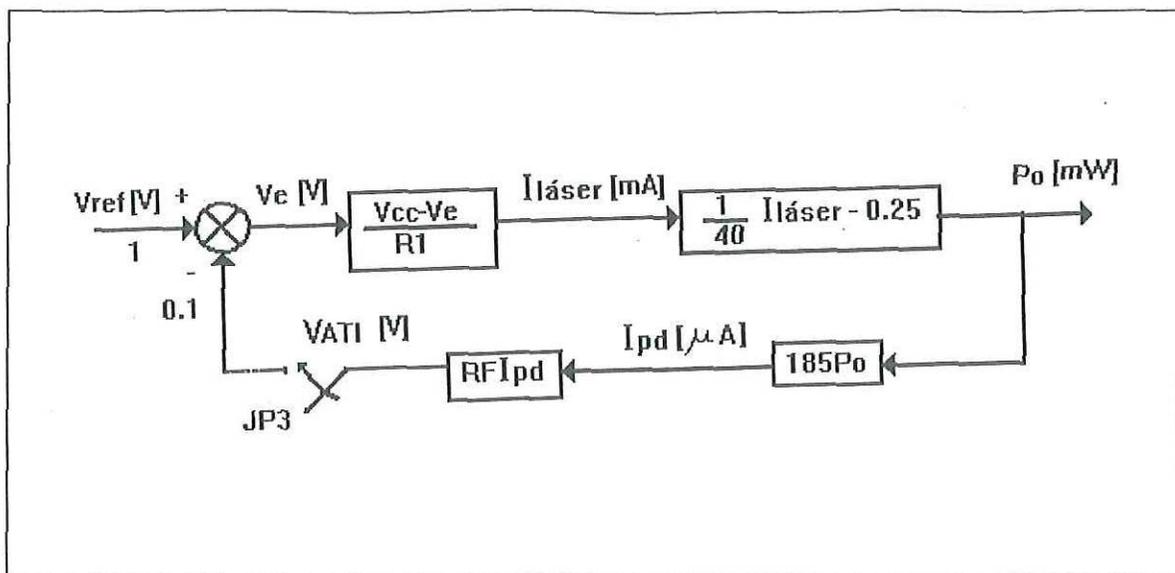


Figura 20.- Circuito de retroalimentación de potencia óptica, expresado en diagrama de bloques.

Además se midió el comportamiento del voltaje del amplificador de transimpedancia V_{ATI} (es el mismo que el voltaje de monitoreo V_{POT}) con respecto a la corriente de polarización del diodo láser, obteniéndose la gráfica que se muestra en la figura 22. Si se considera el comportamiento de las mediciones realizadas, se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_{ATI} = 0.5I_{láser} - 13 \quad (17)$$

donde $I_{láser}$ esta en mA y V_{ATI} en Volts.

Haciendo un análisis con el modelo propuesto dado en la figura 20, se tiene una diferencia en el bloque que representa a la planta del sistema, y es en el término constante, el cual hace que la corriente de umbral sea de valor diferente. Como es de esperarse, esto se modificará nuevamente si se hacen mediciones a otra temperatura de operación. Para este

caso se hicieron mediciones para una temperatura de operación de 20°C y se observó que el término constante varía entre 0.25 y 0.7.

Reconsiderando las ecuaciones obtenidas experimentalmente y sustituyéndolas en los bloques de la figura 20 se obtiene la relación que existe entre la potencia óptica regulada y el voltaje de referencia, la cual está dada por:

$$P_O = -0.75V_{REF} + 5.57 \quad (18)$$

donde V_{REF} está en Volts y P_O en mW.

Por lo tanto la potencia óptica emitida por el diodo láser estará relacionada proporcionalmente con el voltaje monitoreado por la relación:

$$P_O = \frac{V_{POT}}{18.5} \quad (19)$$

III.4.- Sistemas de protección.

Para asegurar el máximo tiempo de vida de un diodo láser, se necesita un sistema de protección adecuado. Además de protegerlo contra altas temperaturas y descargas estáticas es necesario proteger al diodo láser de transitorios, sobrecorrientes y uso inadecuado del operador.

Los diodos láser son particularmente vulnerables a sobrevoltajes o transitorios de corriente. Por lo tanto, cuando una fuente de corriente de diodo láser se enciende, debe pasar un cierto tiempo antes de que los circuitos de control empiecen a trabajar efectivamente. Una buena solución es el uso de una fuente de encendido lento. En la figura 23 se muestra el circuito empleado que tiene un tiempo de encendido aproximado de 3 segundos con un voltaje de salida de 9.5 Volts.

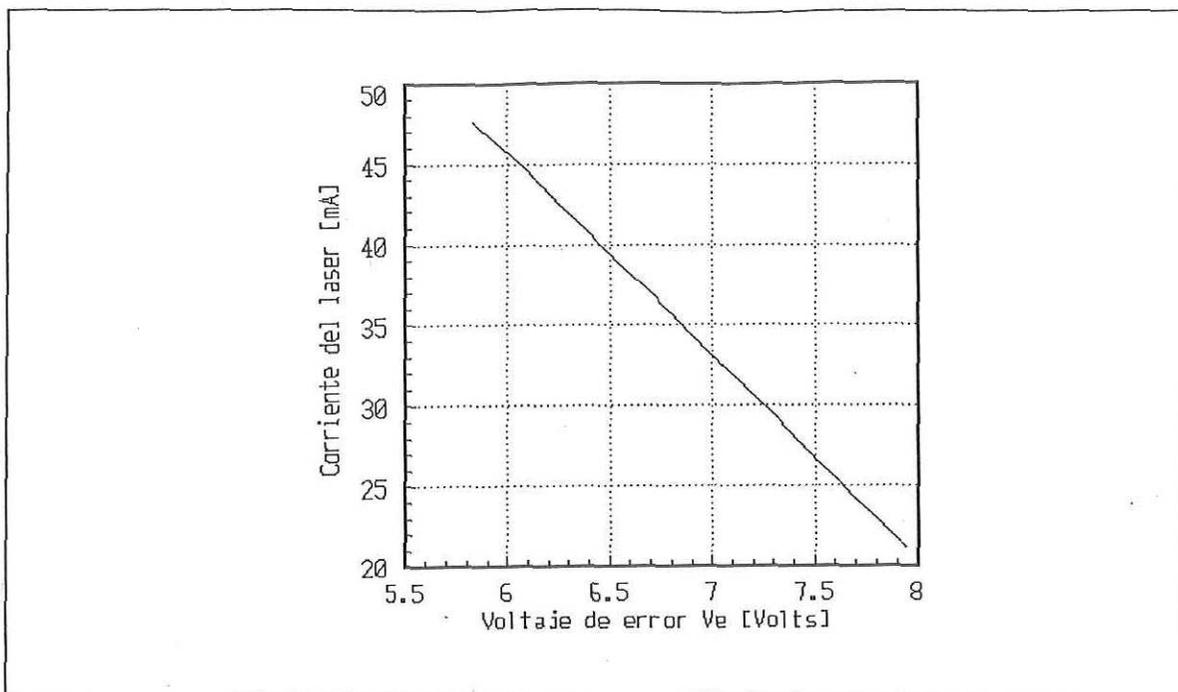


Figura 21. Relación entre la corriente de polarización del láser y el voltaje de error.

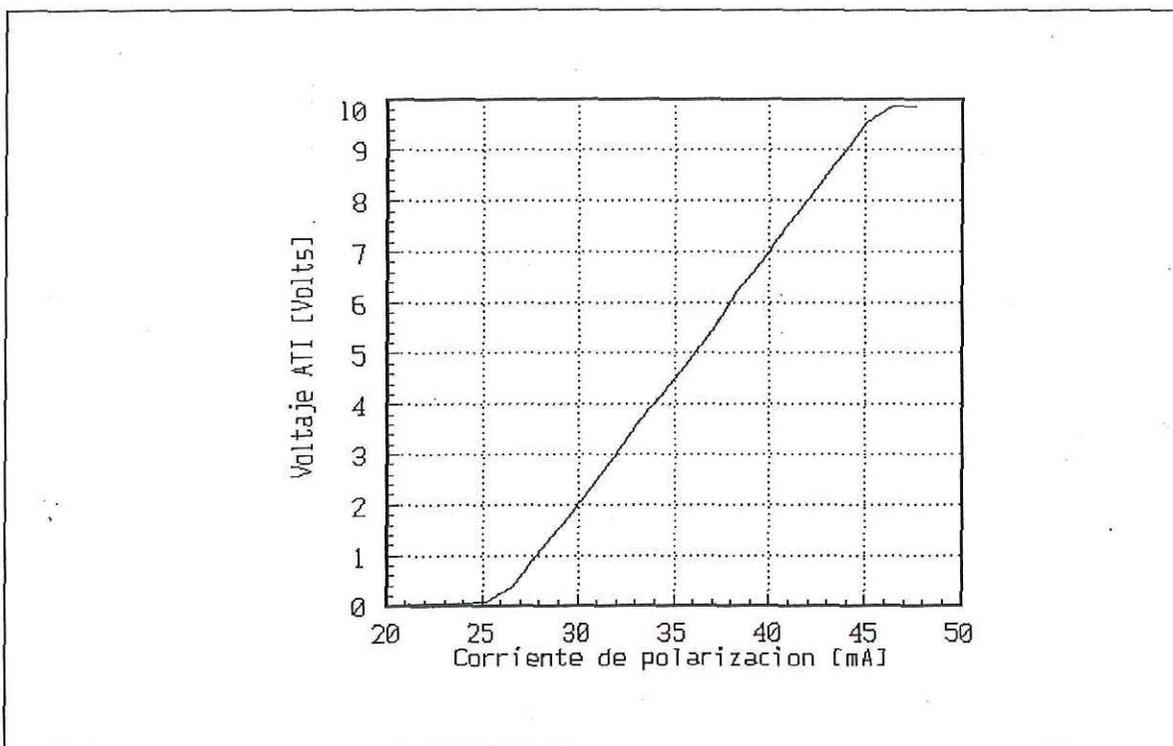


Figura 22. Obtención del voltaje en el amplificador de transimpedancia con respecto a la corriente de polarización.

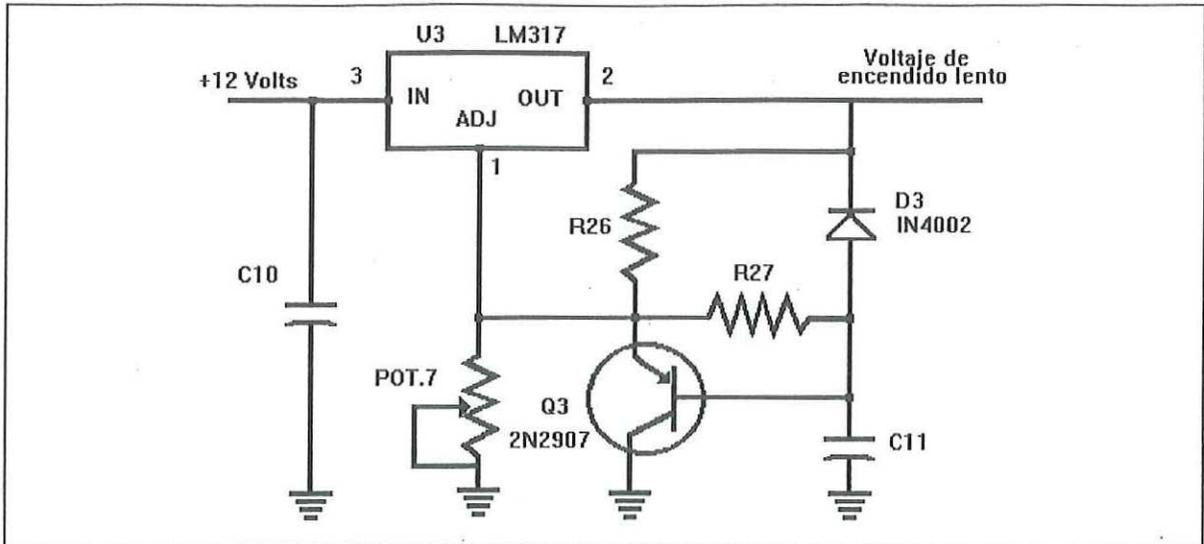


Figura 23. Fuente de encendido lento.

La fuente de corriente del diodo láser debe tener un control de límite para protección de sobrecorriente que lo dañaría debido a un error accidental del operador. En este caso, como se muestra en la figura 24, mediante un diodo zener (1N753A) en la retroalimentación de potencia regulada, el circuito de límite se establece un mínimo nivel de voltaje limitante al transistor de corriente constante, y por lo tanto fija un máximo nivel de corriente de salida en la polarización.

Se debe tener cuidado en asegurar que se use la polaridad apropiada cuando se conecta el diodo láser a una fuente de corriente, pues el tener una polaridad errónea lo dañaría. Esto se evita colocando un diodo (D2 IN4006 de la figura 24) en paralelo polarizado inversamente con el diodo láser.

Se emplean también fusibles pequeños y de fácil acceso al operador en el lazo de retroalimentación de potencia para no exceder la corriente de alimentación del diodo láser y en el lazo de retroalimentación de temperatura para evitar exceso de corriente en el elemento Peltier (de la figura 24, F1 60 mA y F2 1A respectivamente).

El problema de transitorios provenientes de la línea de AC se resuelve con el uso de un simple filtro capacitivo en el circuito de encendido lento. Adicionalmente, se usa un filtro de acondicionamiento de entrada de línea. Además para la protección de polarización errónea de las fuentes de alimentación se utiliza un diodo (IN4002) en cada fuente de alimentación (+12 y -12 Volts) con la polarización adecuada (D5 y D6 en la figura 24).

Con el propósito de hacer mediciones de manera sencilla y sin dañar al dispositivo láser se utilizan en el circuito dos puentes que permiten al usuario, tener los lazos de retroalimentación en la opción de lazo abierto. JP1 y JP2 abren el lazo de retroalimentación de temperatura teniendo la opción de sustituir al termistor por un potenciómetro. El puente JP3 abre el lazo de retroalimentación de potencia óptica como se puede observar en la figura 24.

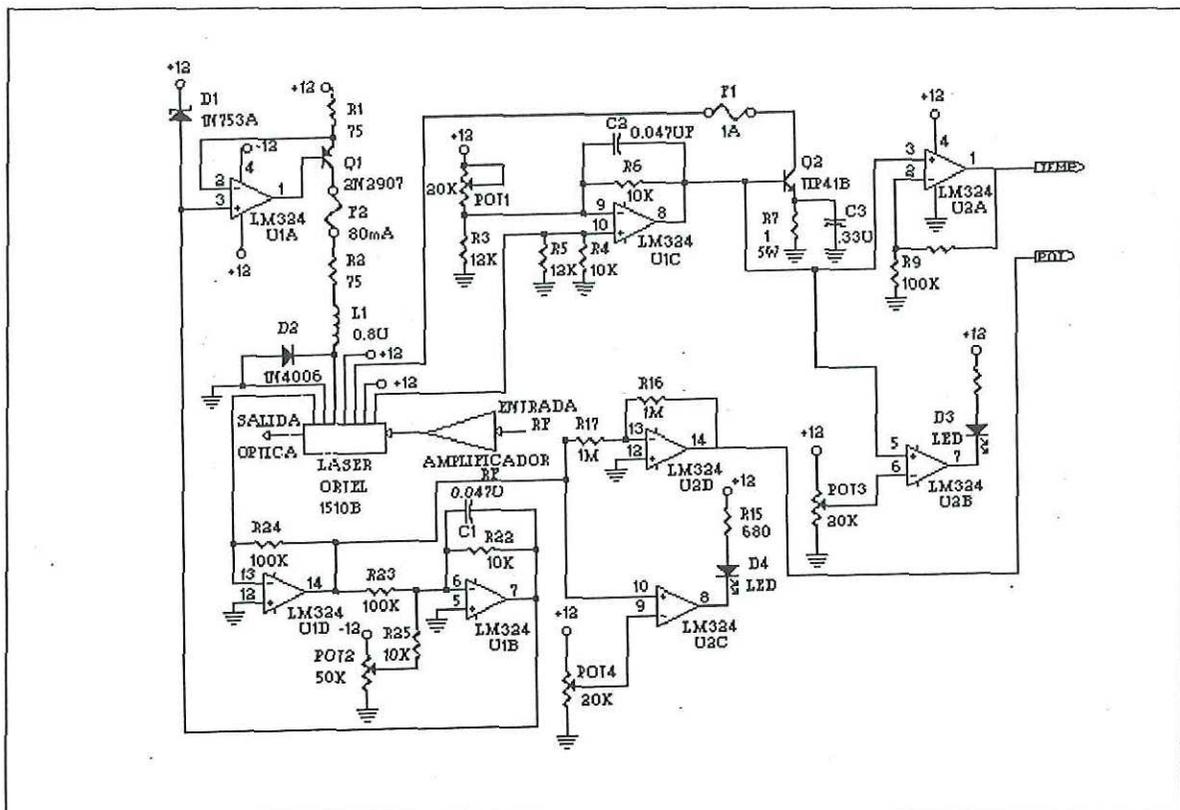


Figura 24. Sistema electrónico de control de potencia óptica y control de temperatura.

III.5.- Caracterización de la respuesta estática del diodo láser.

En la figura 25 se muestra la curva característica de potencia de salida contra corriente de polarización para un diodo láser. En esta curva se puede tener que a partir de la corriente de umbral, el diodo empieza a generar potencia óptica y que para valores menores del umbral el diodo láser se comporta como un LED, ya que su emisión de luz es espontánea y de muy baja potencia.

Estas curvas se obtuvieron con el dispositivo láser 1510-B de Ortel a dos temperaturas diferentes. Lo cual se simuló ajustando la temperatura de operación como se indicó en las sección III.1

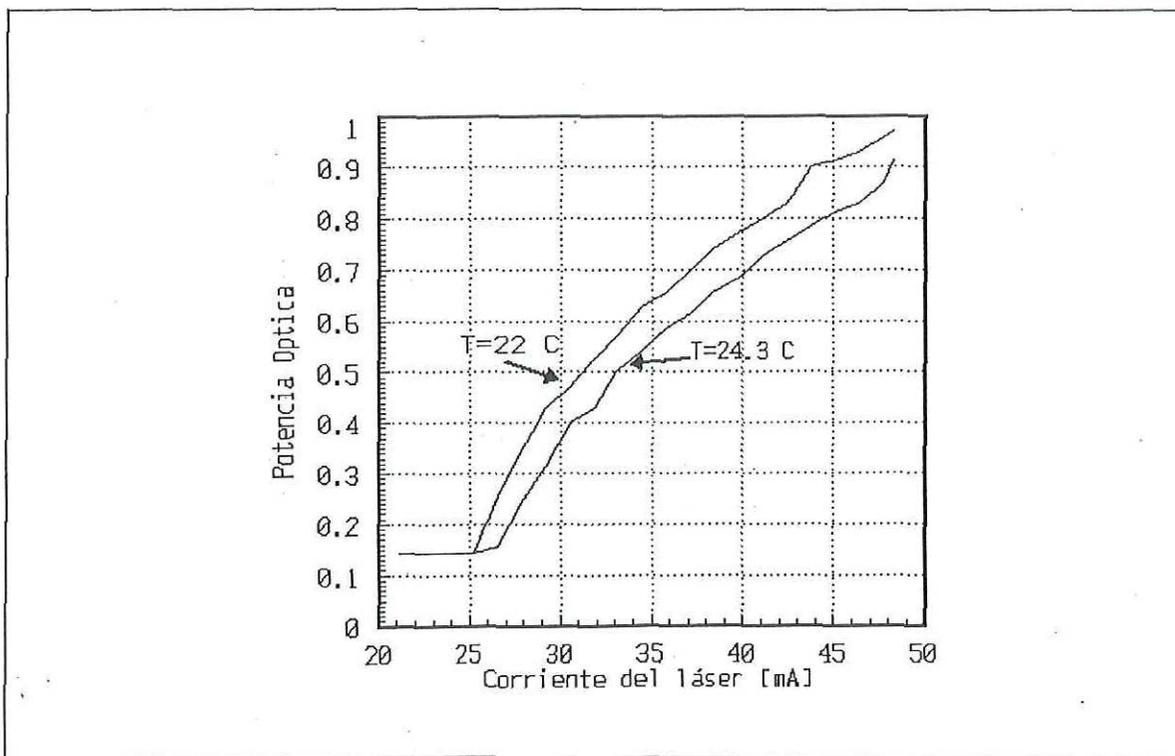


Figura 25. Característica potencia corriente de polarización del láser semiconductor a diferentes temperaturas.

IV.- EFECTOS DINAMICOS EN EL LASER SEMICONDUCTOR.

IV.1.- Consideraciones de diseño y desempeño del enlace.

Un enlace típico de microondas por fibra óptica consiste de un fototransmisor de microondas analógico, un canal de transmisión de óptico y un fotoreceptor de analógico. La entrada de RF al transmisor produce una señal óptica modulada en intensidad, la cual se acopla al canal para transmisión a larga distancia. A la salida de la fibra, el receptor detecta el campo óptico y reconstruye la señal eléctrica de entrada al enlace de RF. Las principales características de desempeño que definen el enlace de microondas por fibra óptica son: a) la ganancia del enlace, b) el comportamiento del ruido, y c) el intervalo dinámico [Lasertron, 1993].

IV.1.1.- Ganancia del enlace.

La ganancia del enlace, especifica las pérdidas de RF incurridas en el enlace. Esta ganancia se define como la relación de potencia de RF de salida a la potencia de RF de entrada al enlace.

$$G_L = \frac{P_o}{P_i} \quad (20)$$

donde: P_o = salida de RF del receptor [W]

P_i = entrada de RF del transmisor [W]

La pérdida total se debe a los efectos combinados de la eficiencia de conversión del transmisor de RF a señal óptica, las pérdidas del canal (fibra óptica) y a la eficiencia de conversión del receptor de potencia óptica a RF.

- a) Eficiencia de conversión del transmisor. La eficiencia de conversión de la señal de RF de entrada a la salida de potencia óptica esta en función de la impedancia de fuente

manejada, la impedancia de entrada del transmisor y la pendiente de la característica luz-corriente del módulo láser. La potencia óptica modulada para un transmisor con una impedancia de fuente de 50Ω , se puede expresar como:

$$P_m = \eta \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{P_i}{R_i}} \quad [\text{W}] \quad (21)$$

donde R_i = impedancia de entrada del transmisor. [Ohms]

- b) Pérdidas del canal. Las pérdidas del canal son una medida de la atenuación de la señal óptica a través de la fibra. Esta pérdida está en función de la longitud de onda del láser emisor, la longitud de la fibra, y las pérdidas en empalmes o conectores de fibra. Las pérdidas en fibras ópticas para fibras monomodo típicas son de $\alpha = 0.4 \text{ dB/km}$ a 1300 nm . Las pérdidas ópticas para una unión de dos conectores es de 0.2 dB . Es importante poner atención a las pérdidas ópticas porque cualquier pérdida óptica (en dB's óptico) resultará duplicada (en dB's eléctricos) en un enlace de RF. Esto se debe a que el fotodiodo entrega una corriente proporcional a la potencia óptica, por lo que la potencia de salida de RF es proporcional al cuadrado de la corriente entregada. El factor de atenuación óptico para una fibra monomodo de longitud D y con n empalmes o conexiones, está dado por:

$$L = 10^{\frac{-(\alpha \cdot D) + (C_1 + C_2 + \dots + C_n)}{10}} \quad [\text{W}] \quad (22)$$

donde C_n = pérdidas en el empalme o conector [dB]

α = pérdidas en la fibra óptica [dB/km].

- c) Eficiencia de conversión del receptor. Después de la transmisión a través del canal, la señal óptica de salida es convertida a RF por el módulo receptor. La responsividad del detector, la impedancia de carga y la impedancia de salida del receptor tienen un efecto en la eficiencia de conversión del receptor. A bajas frecuencias, la potencia de RF medida a la salida del módulo fotodetector está dada por:

$$P_0 = \left(L \cdot r \cdot P_m \cdot \frac{R_d}{R_d + R_l} \right)^2 \cdot \frac{R_l}{2} \quad [\text{W}] \quad (23)$$

donde: r = responsividad del fotodetector [A/W]

R_d = acoplamiento de impedancia interno del receptor [Ohms]

R_l = Impedancia de carga a la salida del receptor [Ohms].

- d) Ganancia total del enlace. Combinando las expresiones (20) y (23) se puede calcular la ganancia del enlace total basada en los parámetros de diseño del enlace:

$$G_L = \left(L \cdot \eta \cdot r \cdot \frac{R_d}{R_d + R_l} \right)^2 \frac{R_l}{R_i} \quad (24)$$

A mayores frecuencias, las variaciones de respuesta en frecuencia en el enlace modifican la ganancia.

IV.1.2.- Comportamiento del ruido.

El ruido de entrada equivalente (EIN), factor de ruido del enlace, y la relación señal a ruido (SNR) son características comunes que ayudan a definir el desempeño en ruido del enlace. El EIN define el ruido de piso del sistema; el factor de ruido puede ser usado para

analizar la contribución de ruido del enlace a la señal transmitida; y SNR define la calidad de la señal a la salida del receptor.

- a) Ruido equivalente de entrada. El EIN se obtiene refiriendo la potencia de ruido de salida disponible del receptor, de regreso a la entrada del transmisor: La intensidad de ruido del láser, el ruido de disparo del fotodiodo, y el ruido del circuito. Las tres fuentes son definidas en términos de los parámetros del enlace.

El ruido de disparo, es un efecto de ruido del fotodiodo debido a la generación aleatoria de portadores de carga y se da por:

$$\frac{\Delta \langle i^2 \rangle_s}{\Delta f} = 2 \cdot e \cdot r \cdot L \cdot P_{dc} \quad [\text{A}^2/\text{Hz}] \quad (25)$$

donde e = carga del electrón ($1.6 \times 10^{-19} \text{C}$).

El ruido del circuito, Se debe al efecto combinado de la carga del fotodetector y ruido del amplificador receptor producido por el movimiento térmico aleatorio de portadores de carga. La densidad de ruido de corriente de entrada equivalente se representa por:

$$\frac{\Delta \langle i^2 \rangle_c}{\Delta f} = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F_R}{R_d} \quad [\text{A}^2/\text{Hz}] \quad (26)$$

donde: k = constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$)

T = temperatura absoluta [K]

F_R = factor de ruido del amplificador receptor

El ruido de intensidad se genera por variaciones de salida del láser alrededor de su potencia óptica promedio, debido a la emisión espontánea. La intensidad de ruido a la salida del fotodetector es como sigue:

$$\frac{\Delta \langle i^2 \rangle_i}{\Delta f} = RIN \cdot r \cdot L \cdot P_{dc}^2 \quad [A^2/Hz] \quad (27)$$

donde: $RIN =$ ruido de intensidad relativo del láser $[Hz^{-1}]$.

RIN , una función de la estructura del diodo láser, es una medida de las fluctuaciones de potencia de salida del láser alrededor de la potencia promedio de salida. RIN se define como:

$$RIN = \frac{\langle \Delta P_{dc}^2 \rangle}{P_{dc}^2} \quad [1/Hz] \quad (28)$$

Donde $\langle \Delta P_{dc}^2 \rangle =$ densidad de potencia óptica $[W^2/Hz]$

Aunque la densidad de potencia de ruido óptico se expresa generalmente en unidades de $dB/Hz^{1/2}$, se han seleccionado las unidades W^2/Hz por facilidad de cálculo. La densidad de ruido de potencia óptica varía con la frecuencia. La potencia de ruido de salida disponible, debido a las fuentes anteriores a la salida del enlace, se puede expresar como:

$$P_n = \left(\frac{\Delta \langle i^2 \rangle_s}{\Delta f} + \frac{\Delta \langle i^2 \rangle_c}{\Delta f} + \frac{\Delta \langle i^2 \rangle_i}{\Delta f} \right) \cdot \left(\frac{R_d}{R_d + R_l} \right)^2 \cdot R_l \quad [W/Hz] \quad (29)$$

El EIN se obtiene relacionando la potencia de ruido de salida disponible a la entrada del enlace dividiendo por la ganancia del enlace:

$$EIN = \frac{P_n}{G_L} \quad [W/Hz] \quad (30)$$

- b) Factor de ruido de enlace. El factor de ruido es una característica que diseñadores de RF utilizan a menudo para describir la contribución de ruido de dispositivos eléctricos a la señal que se está procesando. El factor de ruido se define como la relación de la potencia de ruido de salida disponible a la potencia de ruido de salida disponible de un sistema ideal donde la potencia de ruido de entrada es simplemente $K \cdot T$. El factor de ruido para un enlace de fibra óptica, en la ausencia de amplificación del transmisor (notese que la contribución de ruido del amplificador en el receptor se ha incluido en los cálculos del enlace EIN), y se expresa como:

$$\begin{aligned} NFAC_L &= \frac{P_n}{G_L \cdot K \cdot T} \\ &= \frac{EIN}{K \cdot T} \end{aligned} \quad (31)$$

Después de evaluar la ganancia y el factor de ruido del enlace, el desempeño del sistema en el enlace total, se puede estimar en la presencia de un amplificador de RF en cascada con el puerto de entrada. Considerando que la ganancia y el factor de ruido para el amplificador en cascada a la entrada del transmisor están dados respectivamente como G_T y $NFAC_T$, el factor de ruido del sistema total se puede expresar como:

$$NFAC = F_r + \frac{F_L - 1}{G_T} \quad (32)$$

Una inspección de la ecuación (32) revela que para un amplificador con alta ganancia (i.e. $G_T \gg G_L$), el factor de ruido total del sistema está dominado por el factor de ruido del amplificador del transmisor.

- c) Relación señal a ruido. La SNR del enlace esta en función del nivel de potencia de entrada de RF, ganancia del enlace, potencia de ruido de salida disponible y el ancho de banda del receptor. La SNR para un enlace con un ancho de banda de ruido de 1 Hz se define como:

$$SNR = \frac{G_L \cdot P_i}{P_n} = \frac{P_i}{EIN} \quad (33)$$

- d) Fuentes adicionales de ruido. Los Ruidos adicionales creados por la dispersión Rayleigh, reflexiones ópticas o ruido RIN de baja frecuencia pueden degradar el desempeño en ciertos sistemas. Además, la reflexión óptica hacia la cavidad del láser puede causar distorsión de salida. La interfaz vidrio-aire (laser a fibra, conector de fibra a conector, empalmes de fibra y fibra a detector) presentan interfaces de reflexión óptica que se deben minimizar.

IV.1.3.- Intervalo dinámico del enlace.

El intervalo dinámico define un intervalo de niveles de potencia de entrada de RF del enlace entre el ruido de piso (EIN) y un límite de potencia superior, para el cual el enlace tiene un nivel de desempeño aceptable. El intervalo se puede especificar como el intervalo dinámico de compresión (CDR) o como el intervalo dinámico libre de espurias (SFDR) dependiendo de los requerimientos del sistema.

- a) Intervalo dinámico de compresión. CDR especifica un intervalo entre el ruido de piso y un límite de potencia superior definido por el punto de compresión de entrada de 1 dB (P_i^{1dB}). P_i^{1dB} es un valor medido que especifica una potencia de entrada en onda continua, para la cual la potencia de salida del enlace es 1 dB menor que la salida de un

dispositivo ideal que exhibe linealidad absoluta. El CDR para un ancho de banda de ruido de 1 Hz esta dado por:

$$CDR = \frac{P_i^{1dB}}{EIN} \quad (34)$$

- b) Intervalo dinámico libre de espurias (SDFR). El SDFR del enlace describe el intervalo de nivel de potencia entre el ruido de piso y un límite superior definido por el punto de intercepción de tercer orden (TOI). El TOI es una medición basada en dos tonos, en señal pequeña que especifica un límite de potencia de entrada para un desempeño libre de intermodulación. El SFDR para el enlace está dado por:

$$SFDR = \left(\frac{TOI}{EIN} \right)^{2/3} \quad (35)$$

IV.2.- Modelado del diodo láser para su aplicación en diseño de sistemas foto-transmisores de microondas con ayuda de programas de simulación.

Se utiliza el programa de simulación y optimización ACADEMY para obtener el modelo de los dispositivos láser y fotodiodo, y así poder analizar y diseñar enlaces de microondas por fibra óptica ajustandose los datos obtenidos del modelo del simulador con los datos medidos [La Chapelle, 1989]. Para medir los coeficientes de reflexión en función de la frecuencia de los diodos láser o fotodiodos en chip se emplea un analizador de redes considerando el desplazamiento del plano de referencia (de-embedding).

En la figura 26 se muestra un ejemplo de los datos medidos del coeficiente de reflexión y el modelo respectivo para un diodo láser de alta frecuencia [La Chapelle, 1989]. El dispositivo se modela eléctricamente como una resistencia de unión, R_D , en paralelo con

una capacitancia de difusión, C_D . Además, se considera una pequeña resistencia de contacto en serie, R_2 , y una inductancia parásita de alambre de conexión, L_s . La corriente, I_L , que fluye a través de la resistencia de unión activa, R_D , se convierte a energía óptica (luz), con la eficiencia correspondiente.

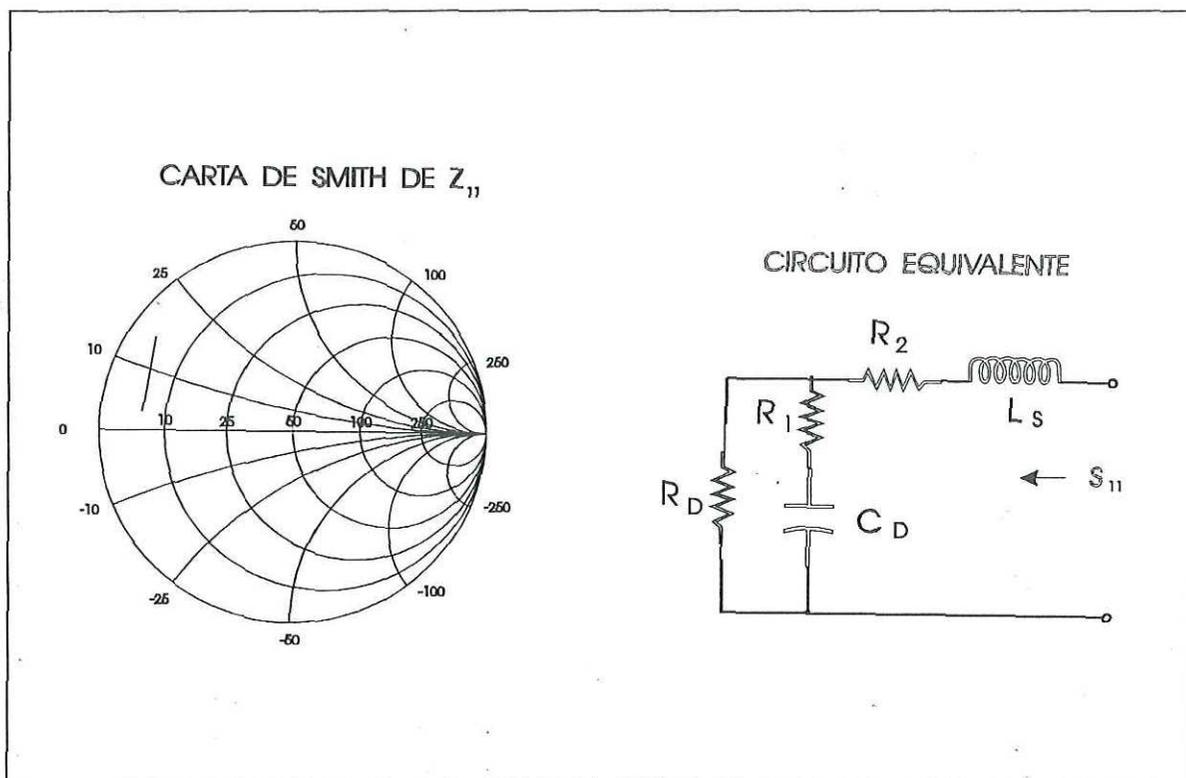


Figura 26. Trazado del coeficiente de reflexión del diodo láser en la carta de Smith y circuito del modelo equivalente.

Los empaquetados de diodos láser disponibles comercialmente son a menudo insatisfactorios para su uso en frecuencias de microondas, debido a los grandes valores de los elementos parásitos del empaquetado. Trabajando a nivel de "chip" con diodos láser puede ser difícil porque los dispositivos son muy delicados. El soldar esos dispositivos requiere cuidado y práctica. También la mayoría de los fabricantes de diodos láser no venden dispositivos en "chip" porque no pueden ser probados antes de transportarse. Por lo tanto,

es conveniente adquirir dispositivos láser con un elemento parásito bajo del montaje disipador de calor si su empaquetado estandar no es satisfactorio.

Despues de obtener el modelo de microondas para el diodo láser, se debe considerar el problema de acoplamiento de impedancias. El diodo láser tiene una muy baja impedancia, 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.

La carta de Smith de la figura 27 ilustra el método de acoplamiento de impedancia. Para acoplar el diodo láser a una impedancia de 50Ψ se puede utilizar una pequeña inductancia en serie con una capacitancia en paralelo rotando el coeficiente de reflexión medido al circulo de conductancia unitaria y desde este círculo al origen, 50 ohms. Los valores de la inductancia en serie y la capacitancia en paralelo se pueden leer de la carta de Smith. El inductor en serie se aproxima con una sección corta de microcinta de alta impedancia y la capacitancia paralelo es aproximada por un stub en circuito abierto.

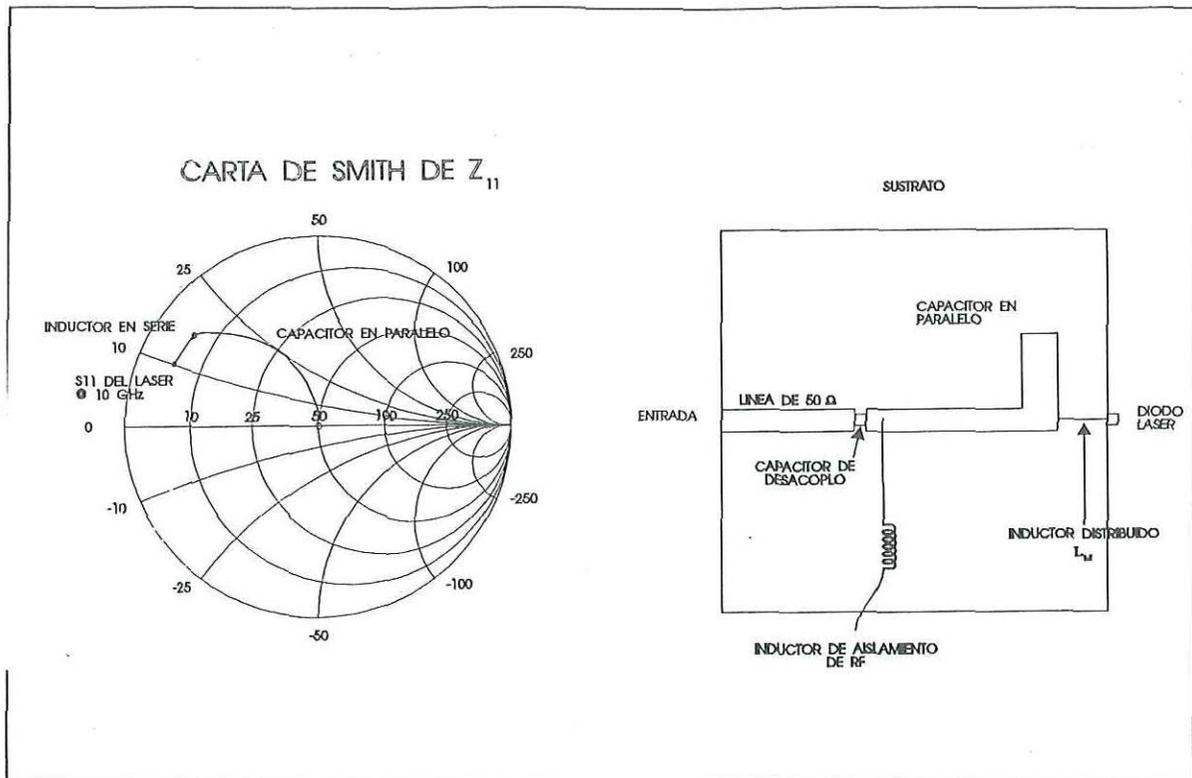


Figura 27. Método de acoplamiento de impedancia del diodo láser y realización física en microcinta del circuito de acoplamiento.

IV.3.- Caracterización dinámica de la respuesta del diodo láser.

La caracterización dinámica del diodo láser se realizó utilizando el montaje que se muestra en la figura 28. El sistema receptor se emplea para analizar la respuesta de una señal de microondas debido a que la potencia eléctrica de salida del fotodetector es aproximadamente proporcional al cuadrado de la potencia óptica emitida por el diodo láser, y esta a su vez es proporcional a la raíz de la potencia eléctrica de modulación de entrada.

El equipo utilizado para la caracterización del diodo láser es el siguiente:

- Fuente de alimentación HP 6236B.
- Fuente de alimentación HP 6285A.
- Multímetro digital Keithley modelo 172.
- Analizador de espectros HP8565A.
- Generador de RF HP 8620C y modulo HP86240A de 2-8.4GHz.
- Atenuador de 70 dB HP8495B DC-18GHz.
- Atenuador de 11 dB HP8494B DC-18GHz.
- Acoplador direccional HP11691D 2-18GHz.
- Red de polarización HP11590A (bloqueador de DC).
- 6 metros de fibra óptica monomodo.
- Sistema transmisor de microondas.
- Sistema receptor de microondas.

El sistema transmisor de microondas contiene al diodo láser 1510B y la circuitería necesaria para el control de potencia óptica y de temperatura, además de las protecciones necesarias para un funcionamiento adecuado. El sistema receptor de microondas contiene al fotodiodo 2510B y la circuitería necesaria para protección del mismo. El diodo láser y el fotodiodo son dispositivos fabricados por la compañía ORTEL Corporation.

IV.3.1.- Respuesta del diodo láser en función de la potencia suministrada de RF a diferentes valores de la corriente de polarización.

Se realizaron mediciones de potencia de RF a la salida del fotodetector en función de la potencia de RF a la entrada del láser para una corriente de polarización mayor a la corriente de umbral $I_1 > I_{th}$. Se repitieron estas mediciones a otras corrientes de polarización I_2 , I_3 , I_4 , e I_5 también mayores a la corriente de umbral como se muestra en la figura 29.

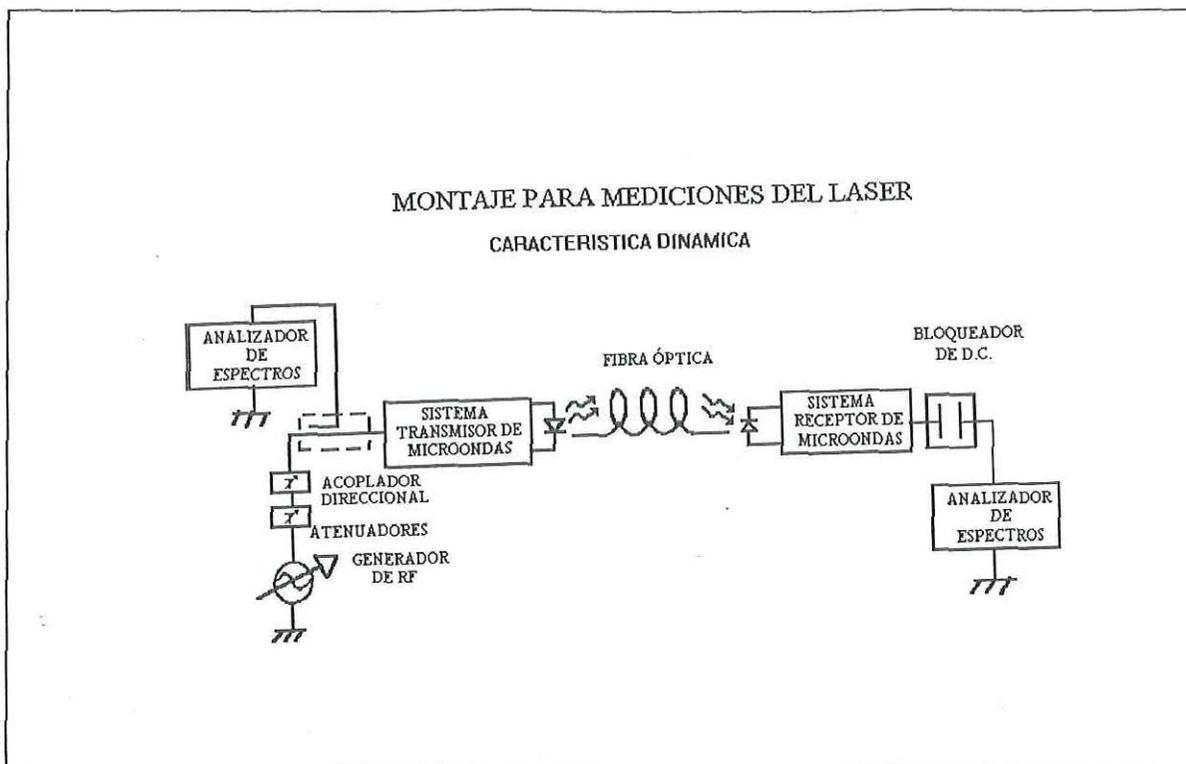


Figura 28. Montaje para mediciones del diodo láser en respuesta dinámica.

IV.3.2.- Respuesta del diodo láser con respecto a la corriente de polarización.

Esta caracterización consistió en la obtención de la respuesta del diodo láser variando la corriente de polarización de este. Se obtuvieron mediciones como se muestra en la figura 30 para 4 valores de potencia constante de RF inyectada al diodo láser.

IV.3.3.- Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de la corriente de polarización.

Se realizó la medición de la potencia de RF a la salida del fotodetector en función de la frecuencia a una potencia de RF inyectada al láser constante, repitiendo estas mediciones a otras corrientes de polarización del láser, como se muestra en las figuras 31 y 32.

Tabla III.- Obtención del punto de compresión a diferentes corrientes de polarización.

CORRIENTE DE POLARIZACION [mA]	POTENCIA DE RF INYECTADA AL LASER PARA EL PUNTO DE COMPRESION DE 1 dB [dBm]
30	14
35	15
40	22
45	25
48	25

Tabla IV.- Medición de potencia de RF a la entrada del láser en función de la amplitud de potencia de RF a la salida del fotodiodo a 3.95 GHz.

Pot. RF del láser [dBm]	Ipol = 30 mA [dBm]	Ipol = 35 mA [dBm]	Ipol = 40 mA [dBm]	Ipol = 45 mA [dBm]	Ipol = 48 mA [dBm]
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

IV.3.4.- Conclusiones.

De la figura 29 se puede obtener el punto de compresión de 1dB el cual esta directamente relacionado a la corriente de polarización, como se resume en la tabla III.

En la figura 30 se tiene un valor máximo para cada potencia de RF inyectada al láser debido precisamente a que se ha llegado a un punto de saturación, por lo tanto de esta gráfica se puede seleccionar el valor de corriente de polarización óptimo a una potencia de RF dada inyectada al láser. En la tabla V se resumen estos resultados.

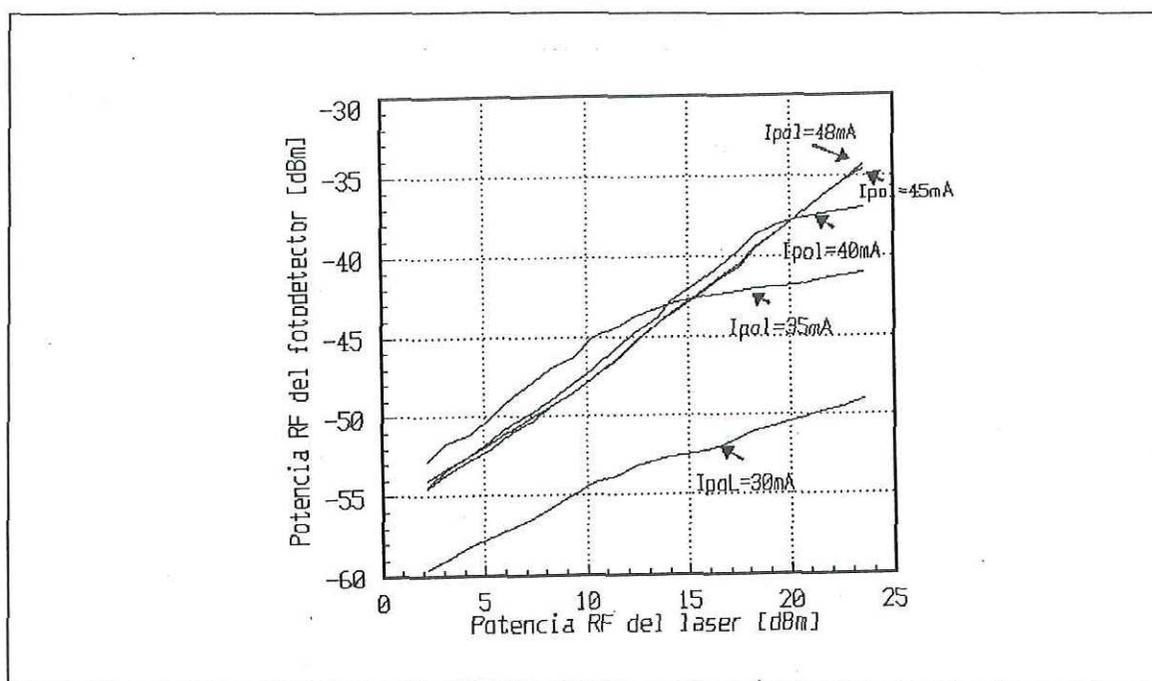


Figura 29. Potencia de RF en el fotodiodo en función de la potencia de RF inyectada al diodo láser.

Tabla V.-Obtención de la corriente de polarización óptima a partir de la potencia suministrada al diodo láser.

POTENCIA DE RF INYECTADA AL LASER [dBm]	CORRIENTE DE POLARIZACION OPTIMA [mA]
5	34.6
11.4	de 34.6 a 37.3
17.2	de 37.3 a 40
23.4	45.3

En las figuras 31 y 32 se muestra la respuesta en frecuencia a una potencia de RF inyectada al diodo láser de 11.4 dBm. En la figura 33 se muestra la respuesta del diodo láser 1510B proporcionada por el fabricante con variaciones de ± 3 dB en la banda de 2-6 GHz a una corriente de polarización de 40 mA. Comparando la respuesta del diodo láser en la figura 31 a una corriente de polarización de 40 mA, se tiene una respuesta aceptable pues tiene una variación de aproximadamente ± 2.5 dB en la banda de 2-6 GHz.

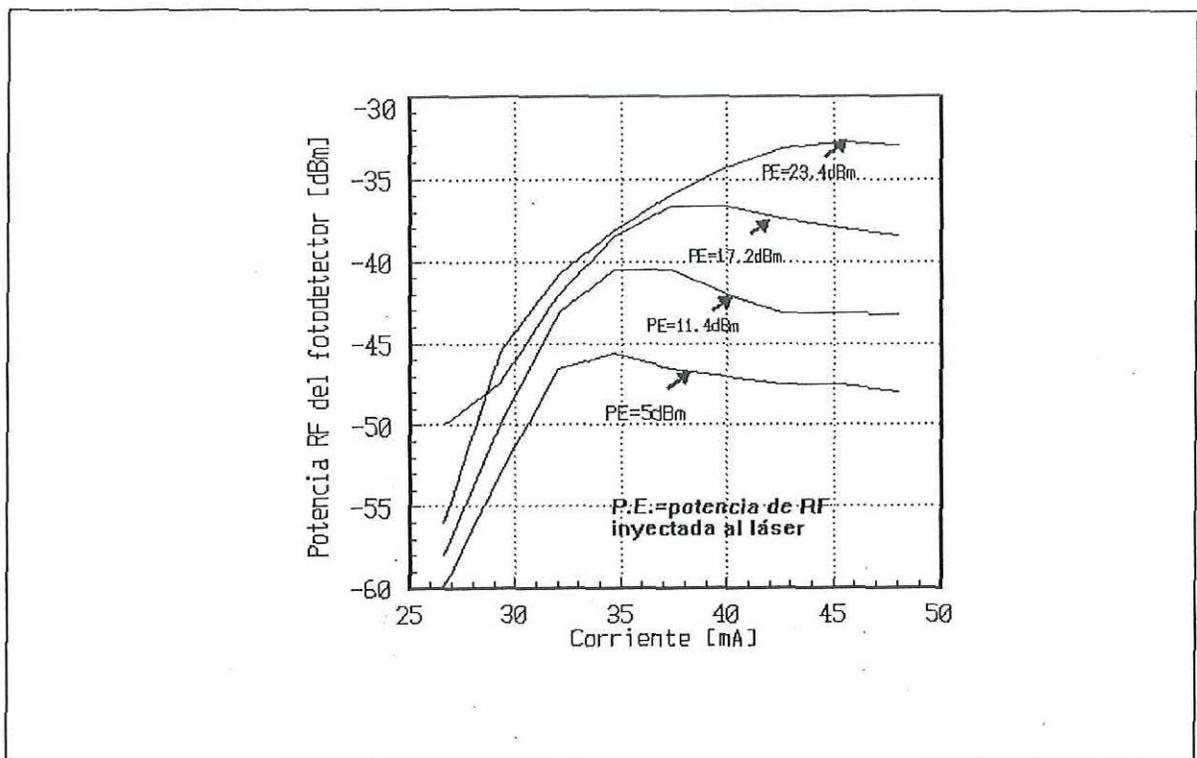


Figura 30. Respuesta del diodo láser con respecto a la corriente de polarización.

Las respuestas a corrientes de polarización de 45 y 48 mA son similares, existiendo una variación un poco mayor para una corriente de polarización de 35 mA, dada principalmente a frecuencias mayores de 5 GHz, y teniéndose una variación mas notoria de ± 6.5 dB a una corriente de polarización de 30 mA.

En la figura 32 se muestra la banda de interés de 3.7 a 4.2 GHz observándose una mayor variación a una corriente de polarización de 30 mA, y respuestas similares a corrientes de polarización mayores a 35 mA. Se tiene una respuesta mejor a 35 mA debido a que se tiene una potencia de RF inyectada de 11.4 dBm, como se hizo notar en las gráficas anteriores.

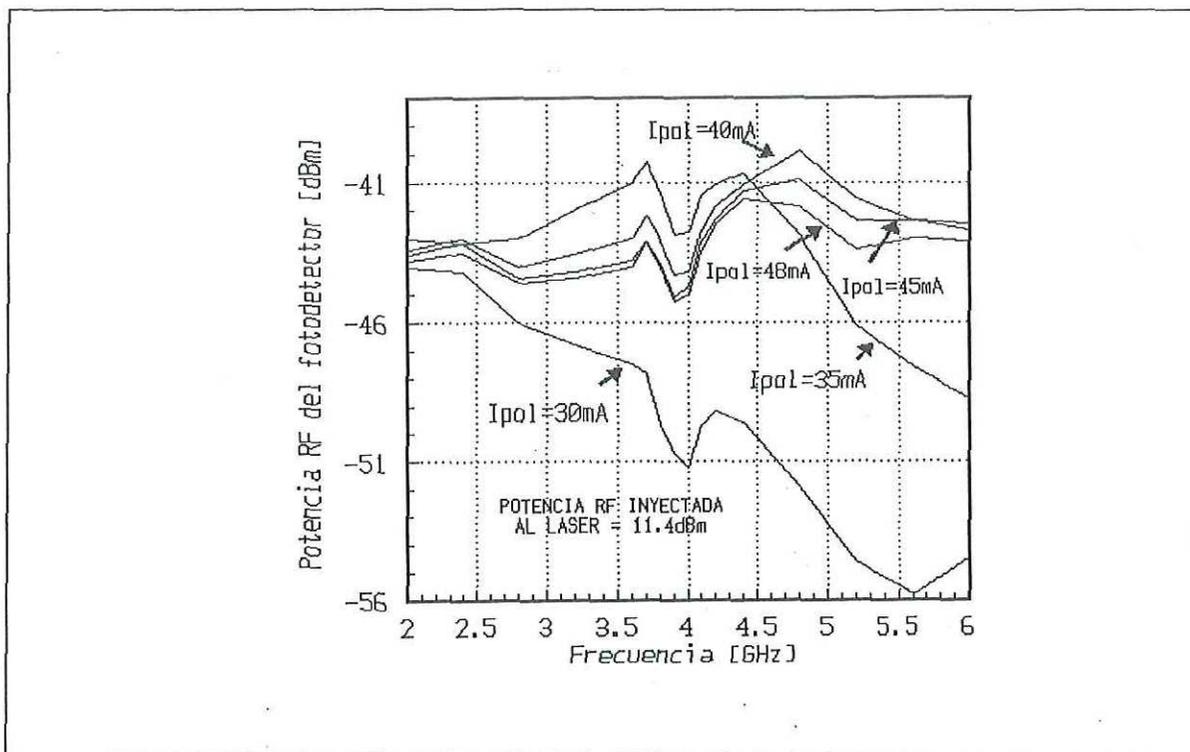


Figura 31. Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de su corriente de polarización en la banda de 2 A 6 GHz.

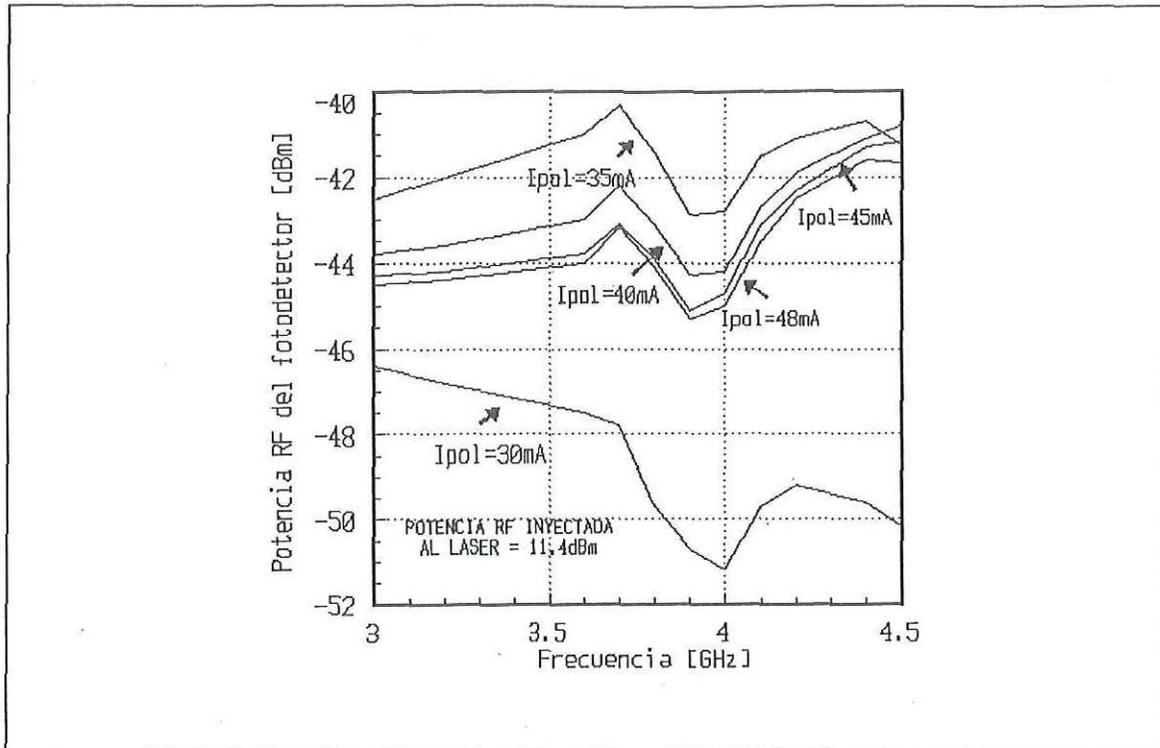


Figura 32. Respuesta del diodo láser con respecto a la frecuencia a diferentes valores de la corriente de polarización en la banda de 3.0 a 4.5 GHz.

Tabla VI.- Medición de potencia de RF a la salida del fotodiodo en función de la corriente de polarización del diodo láser.

Ipol Láser [mA]	P.E. = 5.0 [dBm]	P.E. = 11.4 [dBm]	P.E. = 17.2 [dBm]	P.E. = 23.4 [dBm]
26.6	-60	-58	-50	-56
29.3	-53	-50	-47.4	-45.5
32	-46.6	-43.2	-42	-40.8
34.6	-45.6	-40.5	-38.5	-38.2
37.3	-46.6	-40.5	-36.6	-36
40	-47	-42	-36.6	-34.3
42.6	-47.5	-43.2	-37.4	-33.2
45.3	-47.5	-43.2	-38	-32.8
48	-48	-43.3	-38.4	-33

P.E. = Potencia inyectada al diodo láser.

Tabla VII. Potencia de RF a la salida del fotodiodo en función de la frecuencia inyectando una potencia de RF al diodo láser de 11.4 dBm.

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

De lo anterior se concluye que utilizando el láser a una corriente de polarización menor o igual a 30 mA no se tiene una respuesta adecuada por estar cerca o por debajo del umbral. Por lo tanto se puede tener una potencia de RF inyectada al láser mayor o igual a 5 dBm con su respectiva corriente de polarización óptima dada en la tabla IV. Por ejemplo si se inyecta una potencia de RF al láser de 20 dBm se puede polarizar al diodo láser con una corriente de polarización de 40 mA.

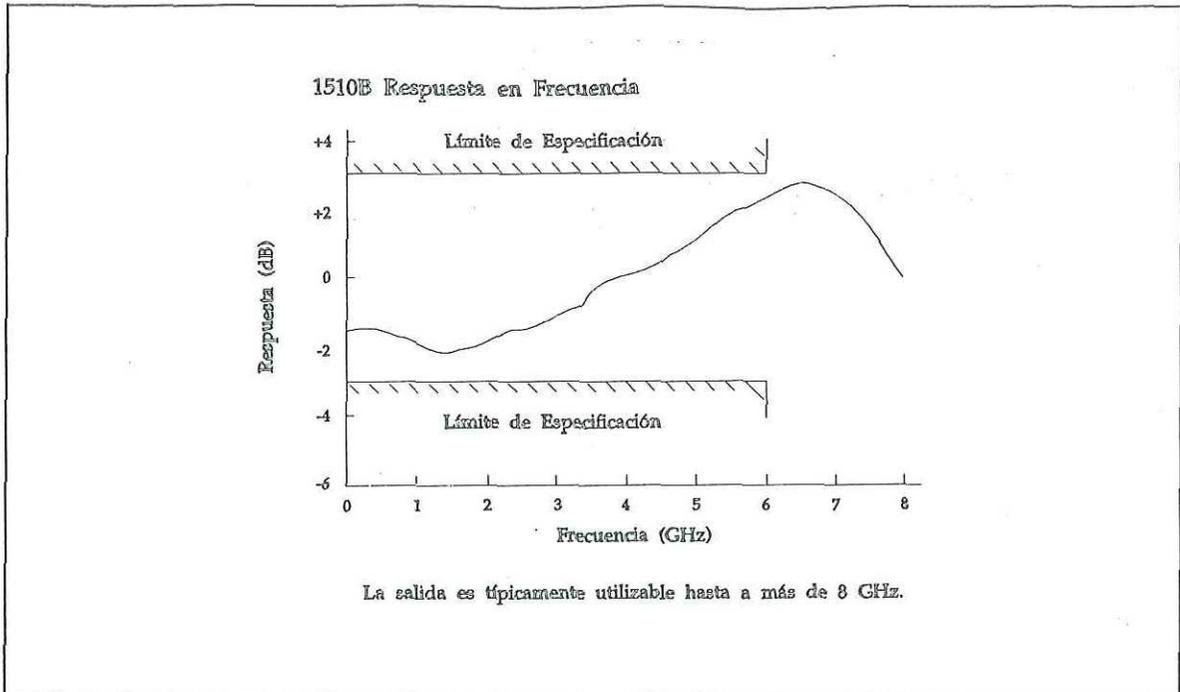


Figura 33. Respuesta en frecuencia del diodo láser 1510B dada por el fabricante con una corriente de polarización de 40 mA.

IV.4.- Construcción del sistema optoelectrónico.

Se construyó un recinto metálico con dimensiones adecuadas para instalarse en un ducto STD debido a que el sistema optoelectrónico está respaldado con el estandar IEEE-961 para microcomputadoras. Este ducto tiene ventajas sobre otras arquitecturas usadas en aplicaciones industriales como PCBus y Multibus. Su interfaz simple y de tamaño pequeño de tarjeta (4.5"X6.5") lo hacen el ducto más conveniente para ambientes industriales.

El recinto fué diseñado respetando las dimensiones del ducto STD, en la forma de una caja de aluminio montada sobre una tarjeta de 4.5" X 6.5" utilizando sólo alimentación de +/-12 Volts para la circuiteria por medio de conectores accesibles al operador en la parte posterior. En la parte frontal se presenta un conector eléctrico SMA para la señal de RF, un conector óptico monomodo tipo FC para entregar la potencia óptica del diodo láser a la fibra óptica. También se incluyen dos potenciómetros para colocar los niveles de referencia en los controles de potencia y temperatura, un conector que proporciona voltajes de

monitoreo de potencia y temperatura del diodo láser, alarmas de potencia óptica baja y temperatura alta del diodo láser, y un interruptor de encendido-apagado del sistema optoelectrónico.

Internamente el recinto reserva una sección para el diodo láser con area plana para permitir una buena disipación de calor, una sección para elementos eléctricos disipadores y otra sección para el montaje de algún amplificador de mediana potencia de RF comercial. Por lo tanto, la circuiteria para el control de potencia, control de temperatura y sistemas de protección se colocó en la sección restante con la disposición mostrada en la figura 34 en una tarjeta de circuito impreso diseñada en dos caras debido al reducido espacio disponible.

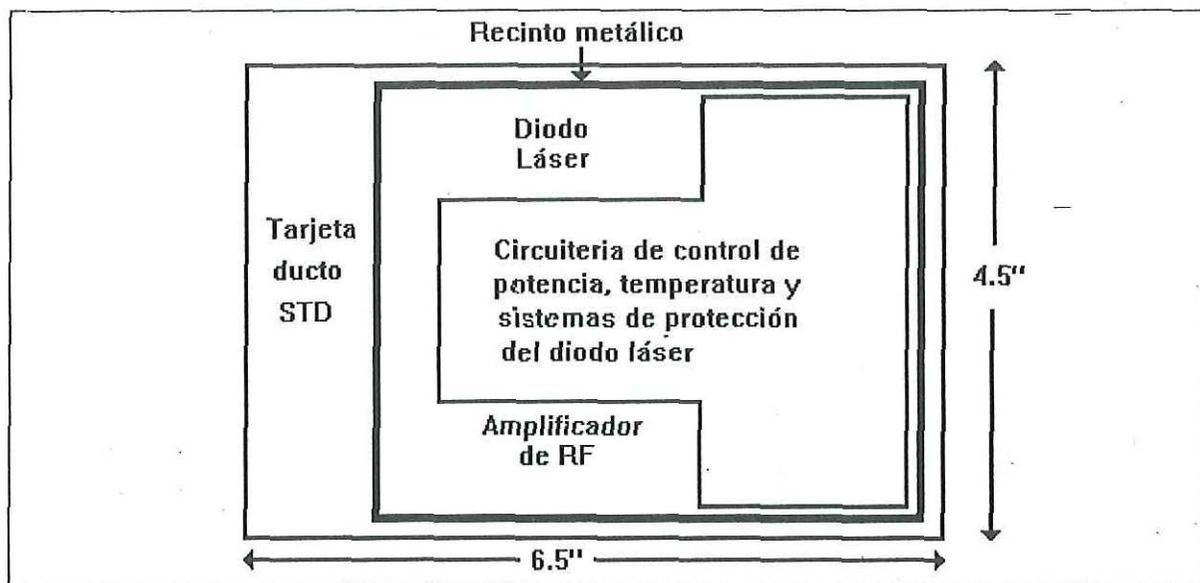


Figura 34. Distribución del recinto metálico del sistema optoelectrónico.

V.- AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.

V.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 [Martínez, 1993].

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

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 de ruido H_0

b) Amplificadores de mediana potencia (AMP)

- Ganancia máxima disponible
- Coeficiente de reflexión óptimo en la carga Γ_L , y en el generador Γ_g .

c) Amplificadores de Alta Potencia (AAP)

- Alta potencia de salida

- Baja intermodulación
- Coeficientes de reflexión óptimos Γ_{LP} y Γ_{gP} .

Para lograr las características anteriormente mencionadas de los ABR, AMP y AAP, 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.

V.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.

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} \quad (36)$$

$$G_P (dB) = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \quad (37)$$

- 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.

$$G_T = \frac{P_s}{P_T} \quad (38)$$

$$G_T(dB) = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_T} \right) \quad (39)$$

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.

$$G_D = \frac{P_{DS}}{P_{DE}} \quad (40)$$

$$G_D(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{DS}}{P_{DE}} \right) \quad (41)$$

La figura 35 ilustra el flujo de señales de un amplificador y las diferentes ecuaciones de ganancia empleadas [Pozar, 1990].

En función de los coeficientes de reflexión en el generador Γ_g y en la carga Γ_L las tres ganancias mencionadas anteriormente se expresan como:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (42)$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (43)$$

Con un acoplamiento conjugado a la entrada se tiene:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (44)$$

Con un acoplamiento conjugado a la salida:

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 (1 - |S'_{11}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{para } \Gamma_L = 0) \quad (45)$$

Con un acoplamiento conjugado simultáneo a la entrada y salida:

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2 (1 - |S'_{22}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (\text{para } \Gamma_G = 0) \quad (46)$$

$$G_{ma} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (47)$$

donde K es el factor de estabilidad.

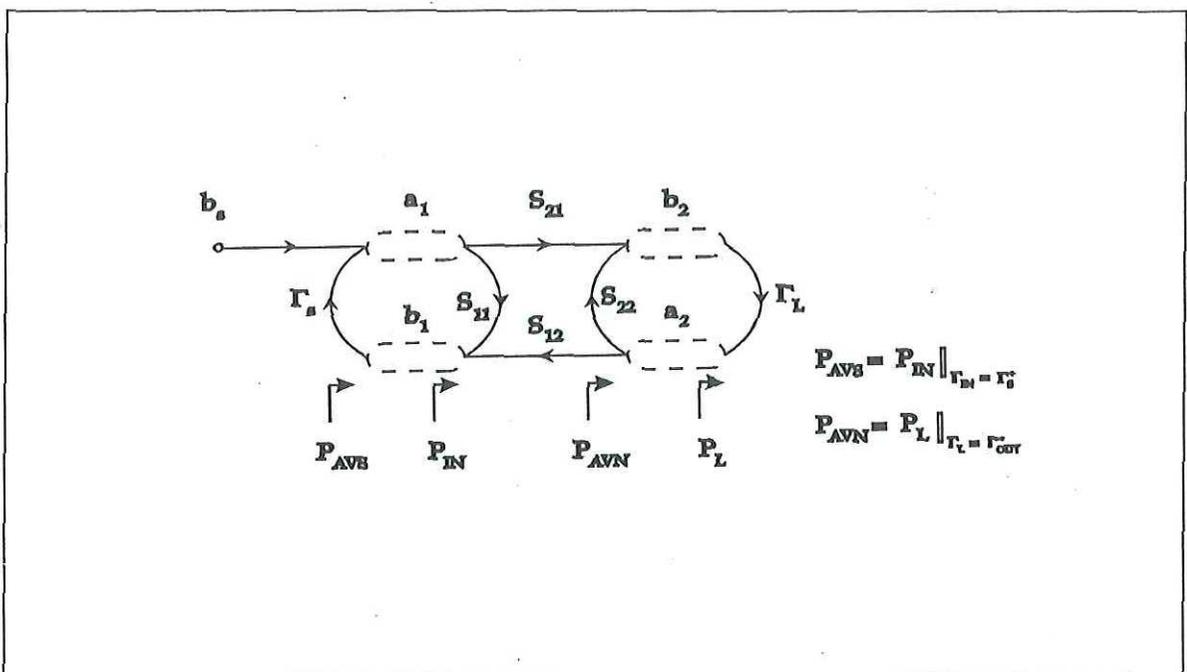


Figura 35. Definición de diferentes potencias.

V.3.- Consideraciones de Estabilidad.

En una red de dos puertos, las oscilaciones son posibles cuando los puertos de entrada o salida presentan características de resistencia negativa. Esto ocurre cuando $|S'_{11}| > 1$ ó $|S'_{22}| > 1$.

La red de dos puertos de la figura 36 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].

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

$$|\Gamma_G| < 1 \quad |\Gamma_L| < 1 \quad (48)$$

$$|S'_{11}| = |\Gamma_{EN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (49)$$

$$|S'_{22}| = |\Gamma_{SAL}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right| = \left| \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right| < 1 \quad (50)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (51)$$

$$\Re\{\Delta\} < 1$$

donde todos los coeficientes están 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 Γ_L y Γ_G hacen estable al amplificador.

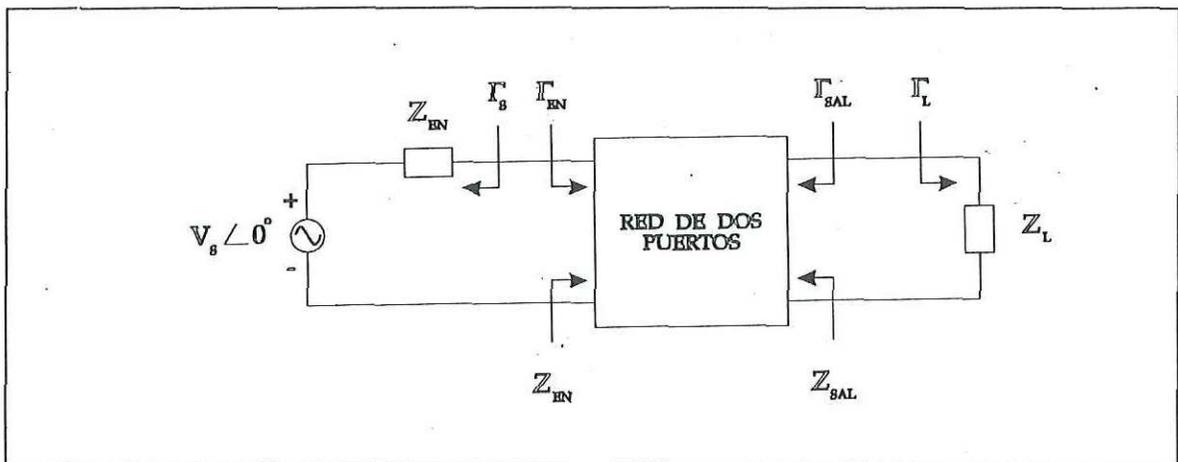


Figura 36. Estabilidad de redes de dos puertos.

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 Γ_G y Γ_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 Γ_L y Γ_G respectivamente, se pueden calcular con las ecuaciones (52) a (55).

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

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radio}) \quad (52)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (53)$$

* significa complejo conjugado

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

$$r_G = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radio}) \quad (54)$$

$$C_G = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (55)$$

Tales valores pueden ser trazados en la carta de Smith, de la manera mostrada en la figura 37:

Para tales círculos se tendrán regiones estables o inestables cuando:

$$\text{Estables} \begin{cases} |S'_{11}| < 1 \\ |S'_{22}| < 1 \end{cases} \quad \text{Inestables} \begin{cases} |S'_{11}| > 1 \\ |S'_{22}| > 1 \end{cases} \quad (56)$$

Las condiciones para estabilidad incondicional son:

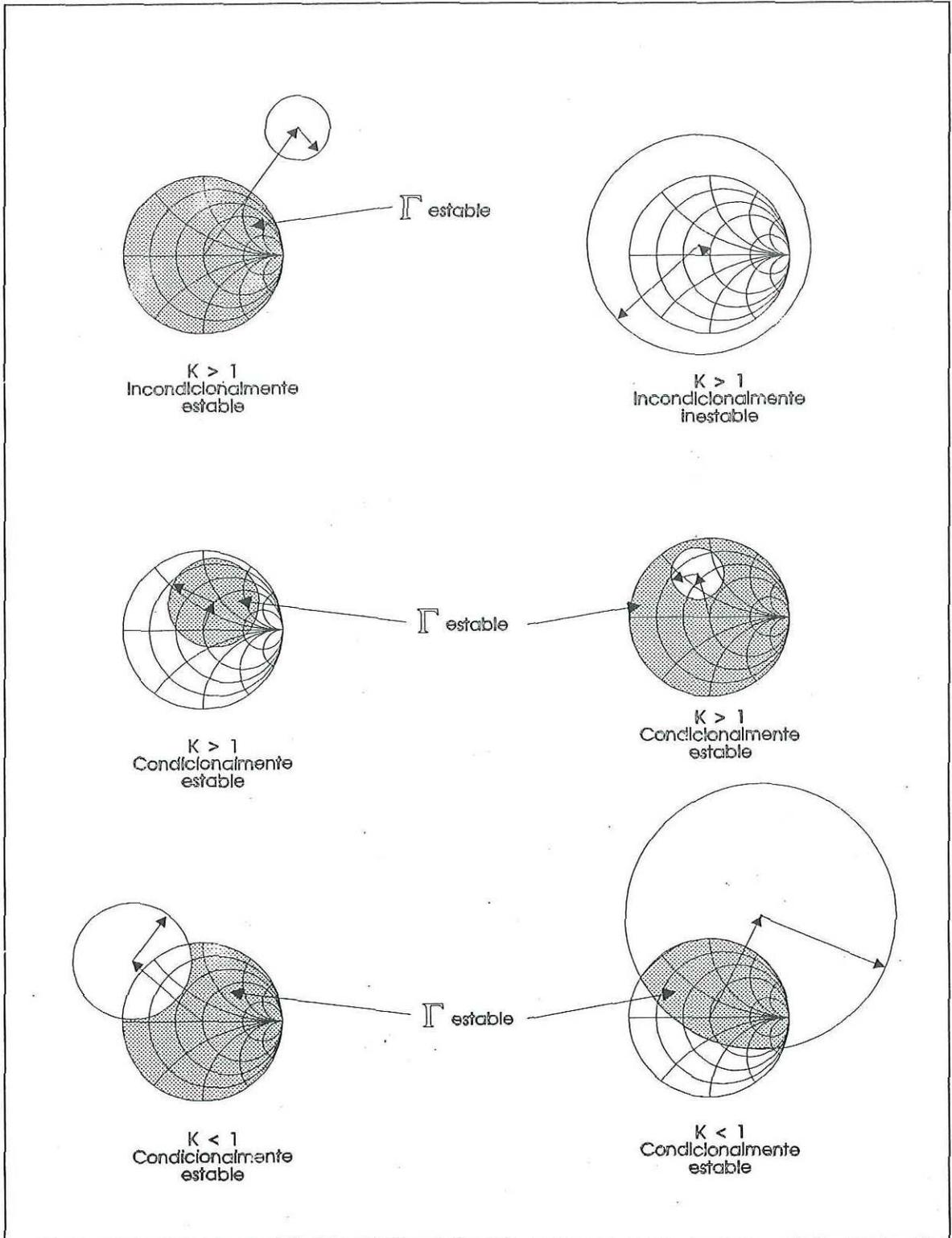


Figura 37. Regiones de estabilidad e inestabilidad.

$$\|C_L - r_L\| > 1 \text{ para } |S_{11}| < 1 \quad (57)$$

$$\|C_G - r_G\| > 1 \text{ para } |S_{22}| < 1$$

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]

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (58)$$

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. Si K es mayor que 1, se tiene una condición

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

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

V.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 Γ_L por la siguiente ecuación:

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (59)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (60)$$

esta también puede expresarse de la manera siguiente:

$$G_P = |S_{21}|^2 g_2 \quad (61)$$

$$g_2 = \frac{G_P}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (62)$$

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

$$C_{g_L} = \frac{g_2 C_2^*}{1 + g_2 D_2} \quad (63)$$

donde :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (64)$$

y su radio es:

$$R_{g_L} = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_2 + |S_{12} S_{21}|^2 g_2^2}}{1 + g_2 D_2} \quad (65)$$

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

$$G_D = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_G|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_G C_1)} \quad (66)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (67)$$

Su centro se localiza en:

$$C_{g_G} = \frac{g_1 C_1^*}{1 + g_1 D_1} \quad (68)$$

donde:

$$g_1 = \frac{G_D}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_G|^2(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_G C_1)} \quad (69)$$

$$D_1 = |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (70)$$

y tiene un radio:

$$R_{g_g} = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_1 + |S_{12}S_{21}|^2 g_1^2}}{1 + g_1 D_1} \quad (71)$$

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} .

V.5.- Acoplamiento de Impedancias.

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

$$\Gamma_L = \left[S_{22} + \frac{\Gamma_g S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_g S_{22}} \right]^* \quad (72)$$

$$\Gamma_g = \left[S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right]^* \quad (73)$$

Las ecuaciones anteriores indican por una parte, la existencia de una infinidad de pares de coeficientes de reflexión (Γ_g , Γ_L) que satisfacen las condiciones de adaptación para un valor de G_D dado y por

otra parte indican que Γ_g y Γ_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 Γ_g^* y al transistor un coeficiente de reflexión Γ_e^* , y la red de salida presenta coeficientes de reflexión Γ_s^* a la salida del cuadripolo y Γ_L^* a la carga. La figura 38 ilustra de manera gráfica un cuadripolo adaptado a la entrada y a la salida con redes de acoplamiento funcionando como amplificador.

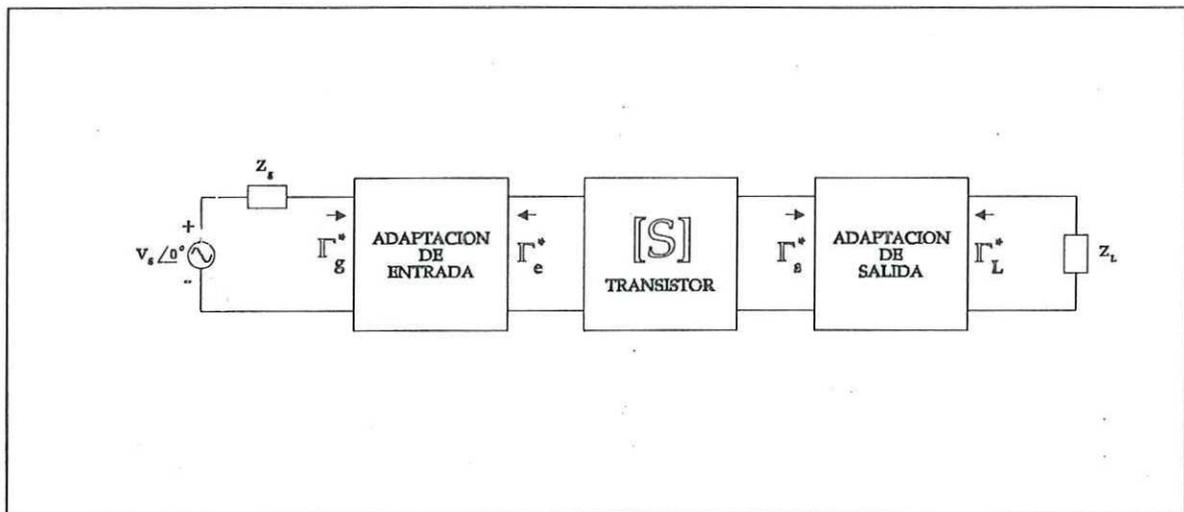


Figura 38. Cuadripolo empleado como amplificador con redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.

V.5.1.- Acoplamiento de Impedancias de Banda Angosta.

Cuando las impedancias de fuente y carga están acopladas en forma conjugada (esto es $H_e = S_{11}^*$ y $H_s = S_{22}^*$), se transfiere la máxima potencia entre una fuente y una carga [Pieter, 1985]. Esto se puede obtener con elementos concentrados, distribuidos o con ambos.

V.5.2.- Acoplamiento de Impedancias Reales a Complejas 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 39 (a) [Medina, 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 .
2. Dado que el "stub" es un circuito en paralelo, se determina su admitancia:

$$Y_a = \frac{R_a}{R_a^2 + X_a^2} - j \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} = G_a - jB_a \quad (74)$$

3. Se proporciona un valor a la impedancia del "stub" Z_1 (físicamente realizable).
4. Se calcula la longitud eléctrica θ_1 que para un "stub" abierto es:

$$\theta_1 = \tan^{-1}[-Z_1 B_a] \quad (75)$$

mientras que para un "stub" en corto circuito es:

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left[\frac{1}{Z_1 B_a}\right] \quad (76)$$

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

$$\theta_1 = \theta_1 + 180^\circ \quad (77)$$

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

$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_b}{G_a}} \quad \text{donde } \theta_2 = 90^\circ \quad (78)$$

Otra alternativa para acoplar mediante líneas "stub" es tener una red como la que se muestra en la figura 39 (b):

El procedimiento de acoplamiento cambia de la siguiente manera:

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

$$Z_1 = \sqrt{R_a R_b} \quad \text{con } \theta_1 = 90^\circ \quad (79)$$

2. Se proporciona un valor a la impedancia del "stub" Z_2 y se calcula θ_2

- a) "stub" abierto:

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{-Z_2 X_a}{R_a R_b} \right] \quad (80)$$

- b) "stub" en corto:

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{R_a R_b}{Z_2 X_a} \right] \quad (81)$$

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

$$\theta_2 = \theta_2 + 180^\circ \quad (82)$$

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 θ_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 utiliza un circuito como el de la figura 39 (c), y se analiza a partir de las ecuaciones (49) y (50), donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_a R_b^2 - (R_a^2 + X_a^2) R_b}{R_b - R_a}} \quad (83)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[\frac{Z_0 (R_a - R_b)}{-R_b X_a} \right] \quad (84)$$

si $\theta_0 < 0$:

$$\theta_0 = \theta_0 + 180^\circ \quad (85)$$

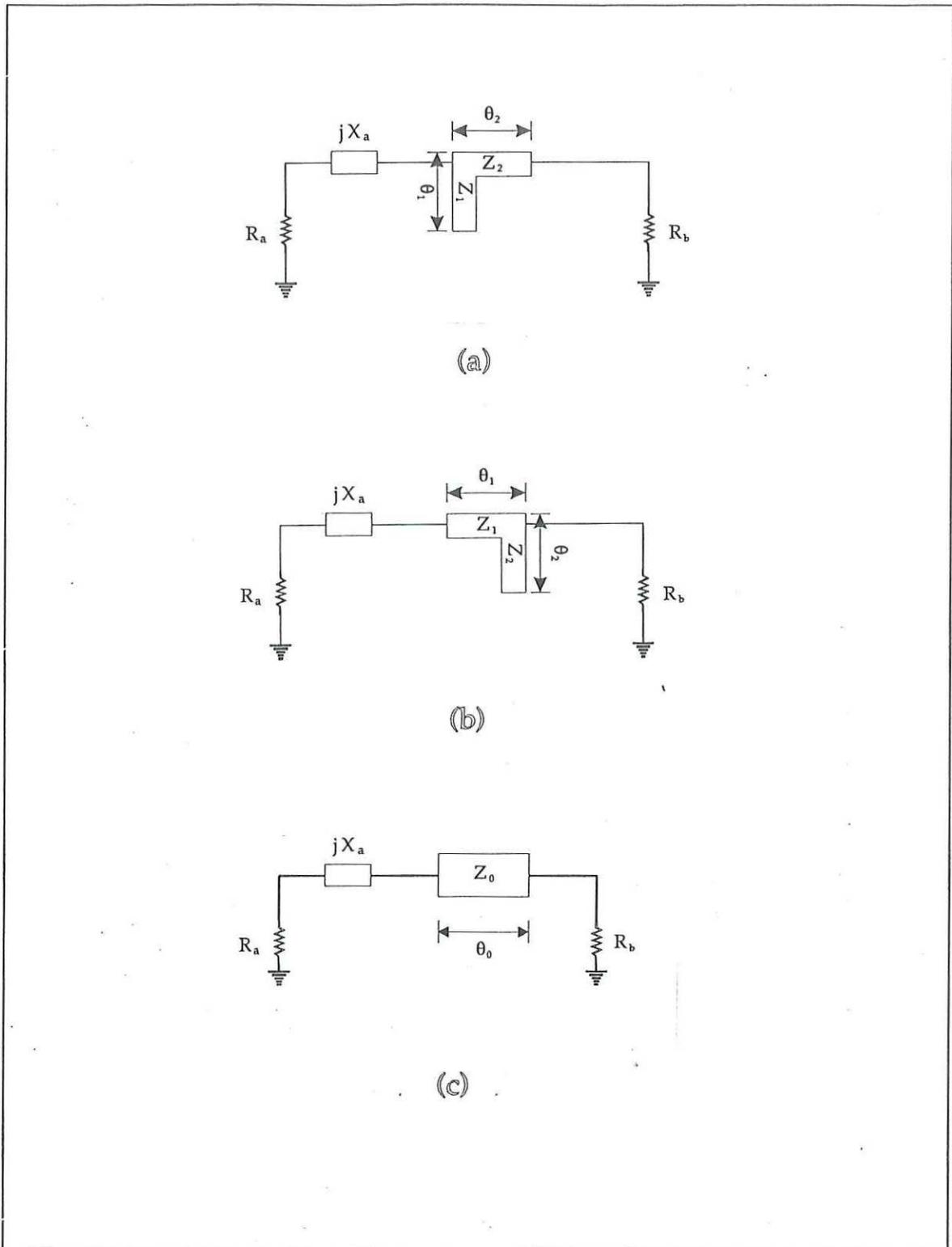


Figura 39. Redes de acoplamiento de una impedancia compleja a real (a), (b) con stubs, y (c) con segmentos de línea de transmisión.

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 40 [Medina Monroy, 1982]:

Cuando se emplean dos elementos se proporcionan valores de Z_1 y θ_1 físicamente realizables y se calcula la impedancia intermedia Z_x :

$$Z_x = Z_1 \left[\frac{(R_a + jX_a) + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + j(R_a + jX_a) \tan \theta_1} \right] \quad (86)$$

posteriormente, Z_2 y θ_2 del segundo elemento se calculan por:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_x R_b^2 - (R_x^2 + X_x^2) R_b}{R_b - R_x}} \quad (87)$$

y

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{Z_2 (R_x - R_b)}{-R_b X_x} \right] \quad (88)$$

Si el valor dentro del radical de Z_2 es negativo o bien los valores obtenidos de Z_2 y θ_2 no son valores realizables, entonces Z_1 y θ_1 se cambian por otros nuevos valores y se repite el proceso.

V.5.3.- Acoplamiento de Impedancias Complejas a Complejas.

Este tipo de acoplamiento se obtiene empleando segmentos de línea de transmisión, como se muestra en la figura 41. donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R_a^2 + X_a^2) R_b - (R_b^2 + X_b^2) R_a}{R_a - R_b}} \quad (89)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left[\frac{Z_0 (R_b - R_a)}{X_a R_b - X_b R_a} \right] \quad (90)$$

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

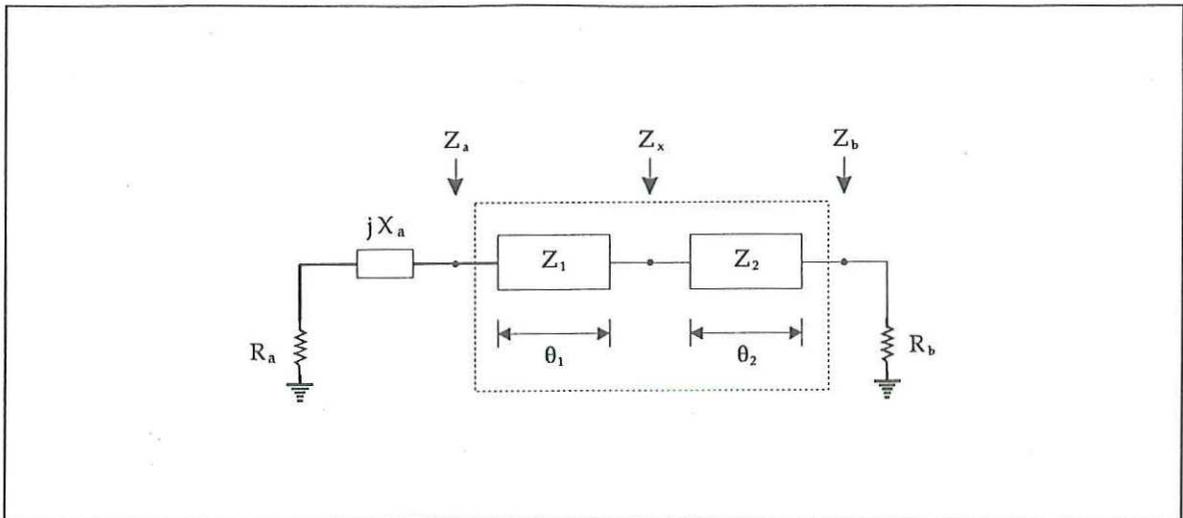


Figura 40. Acoplamiento de impedancias con dos segmentos de línea de transmisión.

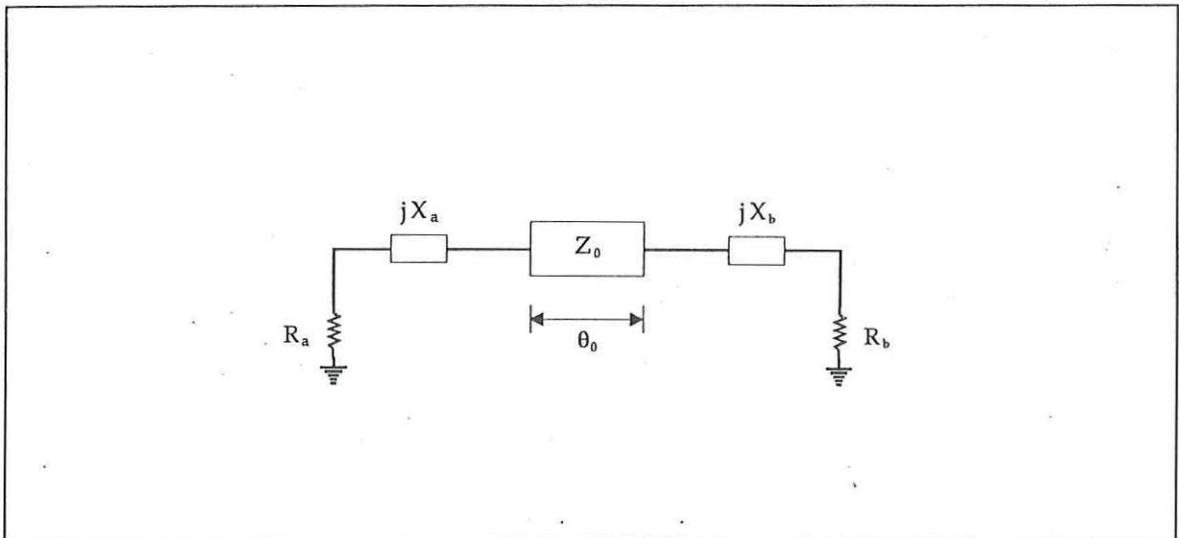


Figura 41. Acoplamiento de una impedancia compleja con un segmento de línea de transmisión

V.6.- Amplificadores retroalimentados de microondas.

Tradicionalmente han utilizado amplificadores retroalimentados de microondas principalmente para mejorar los acoplamientos de entrada y salida y/o para aumentar el ancho de banda. Sin embargo se han obtenido ventajas adicionales a estas, así como otras características que perjudican en cierta forma la operación del amplificador, las cuales se listan a continuación.

- a) Mayor ancho de banda.
- b) VSWR de entrada y salida pequeños (mejor acoplamiento).
- c) Aumento en el valor del factor de estabilidad K.
- d) Ligera degradación en el factor de ruido.
- e) Disminución de la ganancia.
- f) Factor de ruido y ganancia plana en un gran ancho de banda.
- g) Dependencia reducida en las variaciones de los parámetros S del FET.
- h) Tamaño físico pequeño.
- i) Aumento en el manejo de potencia y desempeño de intermodulación [Pengelly, 1981].
- j) Armónicas de más alto orden [Niclas, 1980]

La retroalimentación en amplificadores de microondas puede hacerse con retroalimentación en serie, retroalimentación en paralelo o ambas. La retroalimentación en serie se encuentra en menor cantidad en publicaciones, por lo tanto se dará un mayor énfasis en el uso de la retroalimentación paralelo, a pesar de ser más difícil de implementar.

V.6.1.- Retroalimentación paralelo.

En este tipo de circuitos la retroalimentación se efectúa por un resistor entre compuerta y drenaje, y el grado de retroalimentación se controla principalmente por el valor del resistor de retroalimentación R_{FB} , como se muestra en la figura 42.

La retroalimentación resistiva en amplificadores a base de FET es un método atractivo para obtener una ganancia plana y buen VSWR de entrada y salida sobre anchos de banda amplios. Al aumentar la retroalimentación (valores más bajos de R_{FB}) las magnitudes de S_{11} y S_{22} se reducen considerablemente. Sin embargo, este proceso no puede continuar indefinidamente dado que la máxima ganancia disponible del dispositivo llega a ser demasiado baja para ser de uso práctico. De lo anterior se concluye que la selección de R_{FB} es un compromiso entre la ganancia y el VSWR de entrada y salida.

Un análisis [Niclas, 1980], [Niclas et al, 1980] con un modelo en baja frecuencia permite obtener fórmulas que son empleadas en el cálculo de R_{FB} (ver apéndice), el uso de este modelo está restringido para bajas frecuencias. Sin embargo, se justifica debido a que se obtienen expresiones simples para el cálculo del resistor de retroalimentación, R_{FB} , que es indispensable para el diseño del amplificador. El modelo ilustra también el compromiso que existe entre acoplamiento y ganancia.

Para el cálculo de la resistencia de retroalimentación, se tienen las siguientes fórmulas.

Para tener un VSWR de entrada y salida iguales:

$$R_{FB} = (g_m + G_{ds})Z_0^2 \quad (91)$$

con lo que los parámetros S son:

$$S_{11} = -S_{22} = \frac{G_{ds}Z_0^2}{\Sigma} (g_m + G_{ds}) \quad (92)$$

$$S_{12} = \frac{2}{\Sigma} \quad (93)$$

$$S_{21} = \frac{-2}{\Sigma} [g_m(g_m + G_{ds})Z_0^2 - 1] \quad (94)$$

donde T esta dado por:

$$\Sigma = 2 + (g_m + G_{ds})(2 + G_{ds}Z_0)Z_0 \quad (95)$$

Para tener un acoplamiento ideal, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (96)$$

considerando que $G_{ds} = 0$

$$R_{FB} = g_m Z_0^2 \quad (97)$$

$$S_{12} = \frac{1}{1 + g_m Z_0} \quad (98)$$

$$S_{21} = 1 - g_m Z_0 \quad (99)$$

con la ganancia asociada dada por:

$$G = 20 \log |S_{21}| \quad (100)$$

donde:

R_{FB} es la resistencia de retroalimentación.

g_m es la transconductancia del transistor.

Z_0 es la impedancia característica.

G_{ds} es la conductancia de drenaje.

Se recomienda, por lo tanto, evaluar las ecuaciones (91) a (99), y tomar un valor comercial de la resistencia que se aproxime al promedio de estos valores de R_{FB} .

Sin embargo, puede permitirse una ligera degradación del VSWR para aumentar la ganancia del amplificador [Petersen et al, 1983]. Si se considera un VSWR de entrada y salida de K:1, es aceptable seleccionar.

$$R_{FB} = K Z_0 (1 + g_m Z_0) - Z_0 \quad (101)$$

$$G = \frac{2(1 - K g_m Z_0)}{1 + K} \quad (102)$$

La influencia de la resistencia de retroalimentación en la ganancia y en el VSWR es más efectiva en la parte baja de la banda de frecuencia del amplificador donde la

realimentación es negativa. Debido a que los elementos parásitos del modelo de alta frecuencia del GaAs MESFET restringen la capacidad del amplificador en la parte alta de la banda de frecuencia [Niclas et. al.,1980], se pueden agregar elementos inductivos en la trayectoria de retroalimentación como se muestra en la figura 42 para incrementar el ancho de banda.

La inductancia de drenaje L_D se selecciona para compensar la componente capacitiva de la impedancia de salida del GaAs MESFET de manera que la resonancia ocurre en la parte alta de la banda de frecuencia, consiguiéndose además una mejora en el acoplamiento de salida. La inductancia de retroalimentación L_{FB} se selecciona con la ayuda de L_D , para que los parámetros S del amplificador retroalimentado permitan obtener una retroalimentación positiva óptima en la parte alta de la banda de frecuencia.

Si $L_{FB} < L_D$, se recomienda aumentar L_{FB} y disminuir L_D para que $L_{FB} > L_D$ por cuestiones prácticas de la mascarilla del circuito.. Dado que L_{FB} se une con la mayor distancia física entre la compuerta del transistor y el nodo entre L_D y la línea de transmisión en serie, sería impráctico hacer $L_{FB} < L_D$ [Niclas et al, 1980].

Se pueden emplear L_{FB} o L_D como elementos concentrados (inductores) o líneas de transmisión, obteniéndose un comportamiento aceptable del amplificador retroalimentado [El-Rabaie, 1990].

Desde el punto de vista práctico, es necesario insertar un capacitor de bloqueo de dc en serie con el resistor de retroalimentación para separar la polarización del drenaje del potencial de polarización de la compuerta. Esto produce una caída de la ganancia a frecuencias bajas.

Debido a la dificultad del modelado de los transistores GaAs MESFET, se han empleado modelos analíticos simples [El-Rabaie, 1990], es por esto que no se encuentra una fórmula o método para el cálculo de los inductores.

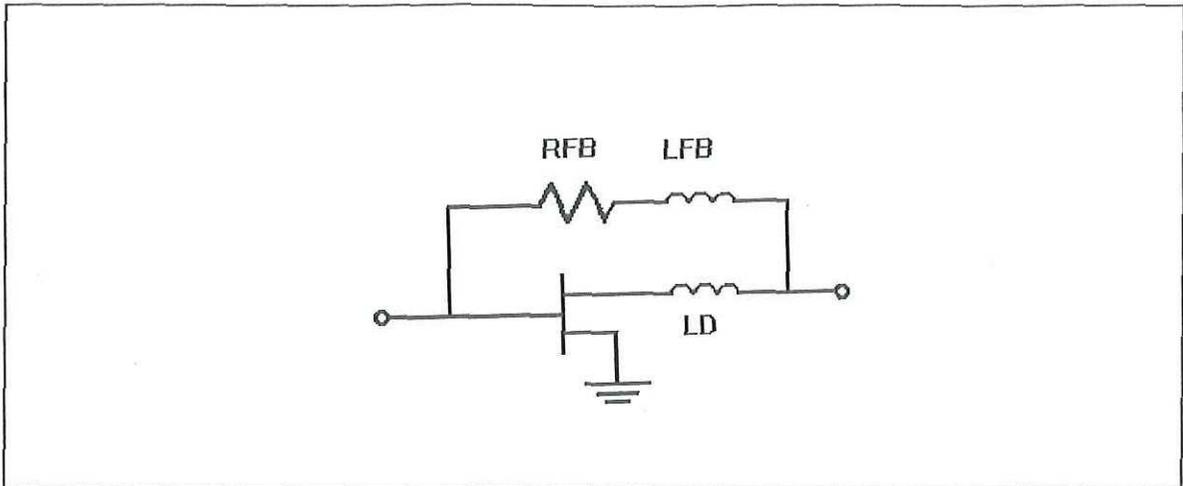


Figura 42. Amplificador retroalimentado básico.

En algunos casos los inductores se obtienen por prueba y error, y en otros casos debido al modelado complejo del circuito, se recomienda el empleo de programas CAD de microondas para el análisis y optimización del amplificador [Pavio, 1982].

Aunque se pueda lograr un buen desempeño del amplificador con retroalimentación positiva pequeña, grandes aumentos de retroalimentación pueden causar inestabilidad de ganancia en función de la temperatura así como oscilación [Pavio, 1982].

La retroalimentación agrupa la banda de frecuencia de interés y desplaza más cerca del centro de la carta de Smith a los parámetros S_{11} y S_{22} , haciendo más fácil el acoplamiento del FET [Priolo, 1989]. Con esto se pueden mejorar el VSWR de entrada y salida con una red de acoplamiento simple. El cálculo de las redes de acoplamiento se puede lograr considerando los parámetros S del transistor retroalimentado.

Para obtener los parámetros S del transistor retroalimentado se realizó un programa en lenguaje C llamado "RETRO" al cual se le dan como datos los parámetros S del transistor y la red de retroalimentación. Así se obtienen los parámetros S' que comprenden al transistor y la red, como se muestra en la figura 43. Básicamente se hace la conversión de parámetros S a parámetros Y agrupando en paralelo la red de retroalimentación con el

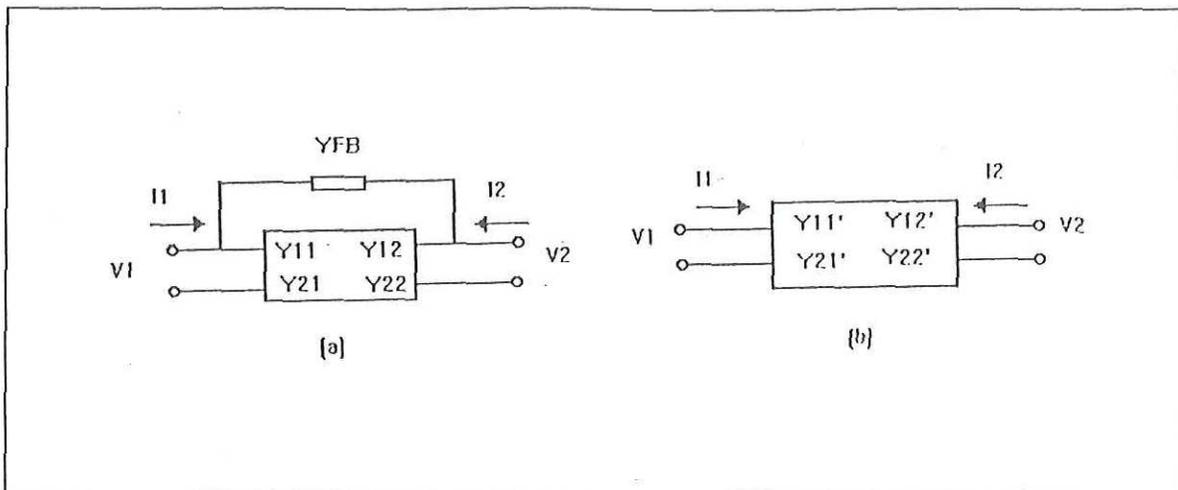


Figura 43. (a) Amplificador con retroalimentación paralelo, (b) circuito equivalente de (a).

transistor obteniéndose finalmente una conversión de parámetros Y a parámetros S. A partir del análisis de suma de corrientes y voltajes, la matriz S' se obtiene a partir de la matriz Y' como se muestra en el análisis siguiente.

$$\begin{pmatrix} I_1^I \\ I_2^I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (103)$$

$$I_1 = I_1^I + I_{FB} \quad (104)$$

$$I_2 = I_2^I - I_{FB} \quad (105)$$

$$I_{FB} = (V_1 - V_2)Y_{FB} \quad (106)$$

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + V_1Y_{FB} - V_2Y_{FB} \quad (107)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 - V_1Y_{FB} + V_2Y_{FB} \quad (108)$$

$$I_1 = (Y_{11} + Y_{FB})V_1 + (Y_{12} - Y_{FB})V_2 \quad (109)$$

$$I_2 = (Y_{21} - Y_{FB})V_1 + (Y_{22} + Y_{FB})V_2 \quad (110)$$

$$\begin{pmatrix} Y_{11}' & Y_{12}' \\ Y_{21}' & Y_{22}' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} + Y_{FB} & Y_{12} - Y_{FB} \\ Y_{21} - Y_{FB} & Y_{22} + Y_{FB} \end{pmatrix} \quad (111)$$

por lo que la nueva matriz de parámetros de dispersión S' para el amplificador retroalimentado está dada por:

$$S_{11}' = \frac{1}{\Delta} [(1 - Y_{11}' Z_0)(1 + Y_{22}' Z_0) + Y_{12}' Y_{21}' Z_0^2] \quad (112)$$

$$S_{12}' = \frac{1}{\Delta} [-2Y_{12}' Z_0] \quad (113)$$

$$S_{21}' = \frac{1}{\Delta} [-2Y_{21}' Z_0] \quad (114)$$

$$S_{22}' = \frac{1}{\Delta} [(1 + Y_{11}' Z_0)(1 - Y_{22}' Z_0) + Y_{12}' Y_{21}' Z_0^2] \quad (115)$$

donde:

$$\Delta = (1 + Y_{11}' Z_0)(1 + Y_{22}' Z_0) - Y_{12}' Y_{21}' Z_0^2 \quad (116)$$

Si se tiene a disposición más de un transistor se puede hacer una selección conveniente considerando al dispositivo que tenga elementos parásitos pequeños, particularmente las capacitancias, las cuales podrían limitar el desempeño de banda ancha del transistor. También es conveniente tener un g_m alto, el cual es un elemento esencial para lograr una ganancia aceptable [Niclas et. al., 1980]. Sin embargo la ganancia y el VSWR se deterioran con el incremento de la conductancia de drenaje G_{ds} [Niclas, 1980].

V.6.2.- Retroalimentación serie.

La retroalimentación serie puede degradar la estabilidad, pero se puede usar para modificar la impedancia de entrada (generalmente la incrementa) o para cambiar la impedancia de ruido óptima. En algunos casos puede mejorar el mínimo factor de ruido obtenible con un dispositivo que está acoplado para un VSWR de entrada bajo [Somer, 1991].

El análisis de la retroalimentación en serie y paralelo (figura 44) se hace también con el modelo de baja frecuencia, para el cual se tienen las siguientes ecuaciones de los parámetros de dispersión [Sommer, 1991].

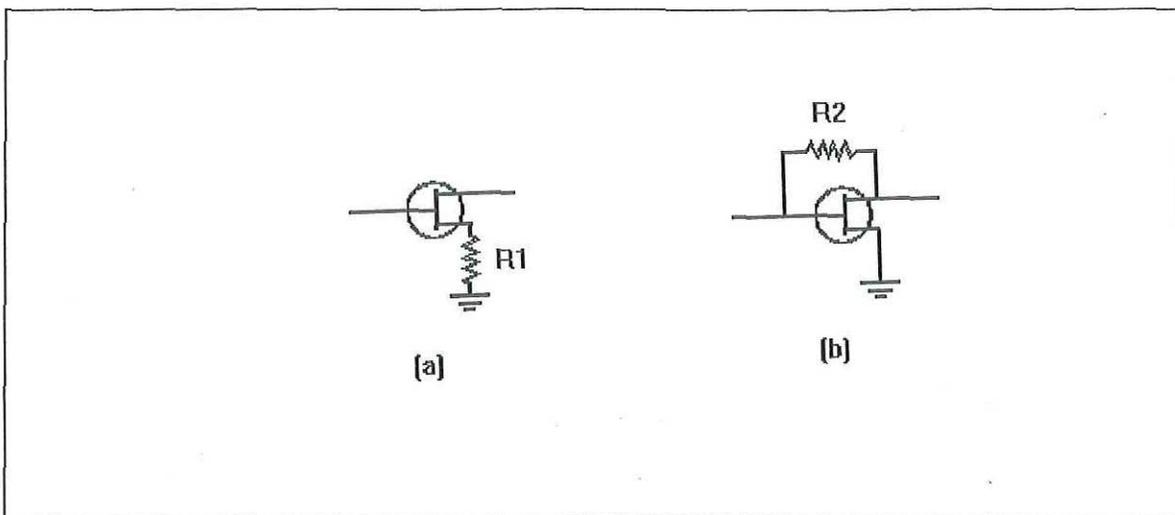


Figura 44. Configuraciones de la retroalimentación resistiva, (a) serie o (b) paralelo.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{D} \left[1 - \frac{gmZ_o^2}{R_2(1+gmR_1)} \right] \quad (117)$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{D} \left[1 - \frac{gmZ_o^2}{R_2(1+gmR_1)} \right] \quad (118)$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left[\frac{2Z_o}{R_2} - \frac{2gmZ_o}{1+gmR_1} \right] \quad (119)$$

$$S_{12} = \frac{2Z_o}{DR_2} \quad (120)$$

donde:

$$D = 1 + \frac{2Z_o}{R_2} + \frac{gmZ_o^2}{R_2(1+gmR_1)}$$

Para un buen acoplamiento de impedancia, S_{11} y S_{22} deben ser cero, con lo cual si se hace esta consideración y resolviendo la ecuación (118) para R_1 ;

$$R_1 = \frac{Z_o^2}{R_2} - \frac{1}{gm} \quad (121)$$

Sustituyendo la ecuación (121) en las ecuaciones (119) y (120):

$$S_{21} = \frac{Z_o - R_2}{Z_o} \quad (122)$$

$$S_{12} = \frac{Z_o}{R_2 + Z_o} \quad (123)$$

La ecuación (121) nos muestra que se puede satisfacer la igualdad $S_{11}=S_{22}=0$ para valores positivos de R_1 si g_m es grande o R_2 es pequeña.

La ecuación (122) muestra que la ganancia del amplificador es independiente de los parámetros S del transistor, mientras que la ecuación (123) muestra que también esto sucede para el parámetro de ganancia inversa S_{12} .

El método de diseño de retroalimentación serie paralelo consiste en usar la ecuación (122) para calcular R_2 a una ganancia especificada, notando que S_{21} es normalmente negativa. Con R_2 , la ecuación (121) se usa haciendo $R_1 = 0$ para calcular el valor mínimo requerido de g_m . Con este valor de g_m se selecciona el transistor adecuado. Para este propósito, la aproximación en baja frecuencia para el S_{21} de un transistor se puede usar por sí misma, la cual es:

$$S_{21} = -2g_m Z_o \quad (124)$$

Con esta relación y $R_1 = 0$ en la ecuación (121), se obtiene:

$$S_{21} = \frac{-2R_2}{Z_o} \quad (125)$$

Se obtiene el valor de S_{21} del transistor mismo, el cual no es el S_{21} de la ecuación (122) el cual describe la ganancia del amplificador compuesta.

VI.- DISEÑO, CONSTRUCCION Y CARACTERIZACION DEL AMPLIFICADOR DE MEDIANA POTENCIA DE ESTADO SOLIDO PARA SEÑALES DE MICROONDAS.

VI.1.- Metodología de diseño.

En la figura 45 se describe la secuencia utilizada en el diseño del amplificador de microondas de mediana potencia empleando dispositivos GaAs MESFET [Medina Monroy et al, 1985], Para obtener un prototipo que proporcione buen acoplamiento de entrada y salida, ganancia plana en el intervalo de frecuencias de la banda C (3.7-4.2 GHz), con el fin de obtener la mayor ganancia posible con un transistor de bajo costo.

El establecimiento de objetivos consiste en definir las características de diseño deseadas para el amplificador de microondas como son; ganancia, factor de ruido, intervalo de frecuencias de operación, potencia de salida, relación de onda estacionaria de voltaje a su entrada y salida, etc..

Una vez que se establecen los objetivos de diseño, se selecciona el transistor adecuado para el amplificador y se caracteriza su respuesta estática y dinámica para proceder a diseñar las redes de acoplamiento de entrada y salida con los coeficientes de reflexión óptimos. Posteriormente se simula y optimiza el amplificador en un paquete de diseño asistido por computadora.

Ya que se tiene el diseño se construye el amplificador con tecnología de microcinta y se sintoniza si es necesario para mejorar la respuesta obtenida.

A continuación se describen detalladamente las etapas de diseño que se emplean tradicionalmente, haciendo las observaciones necesarias en las limitaciones y restricciones que se tienen al momento de realizar el amplificador de mediana potencia.

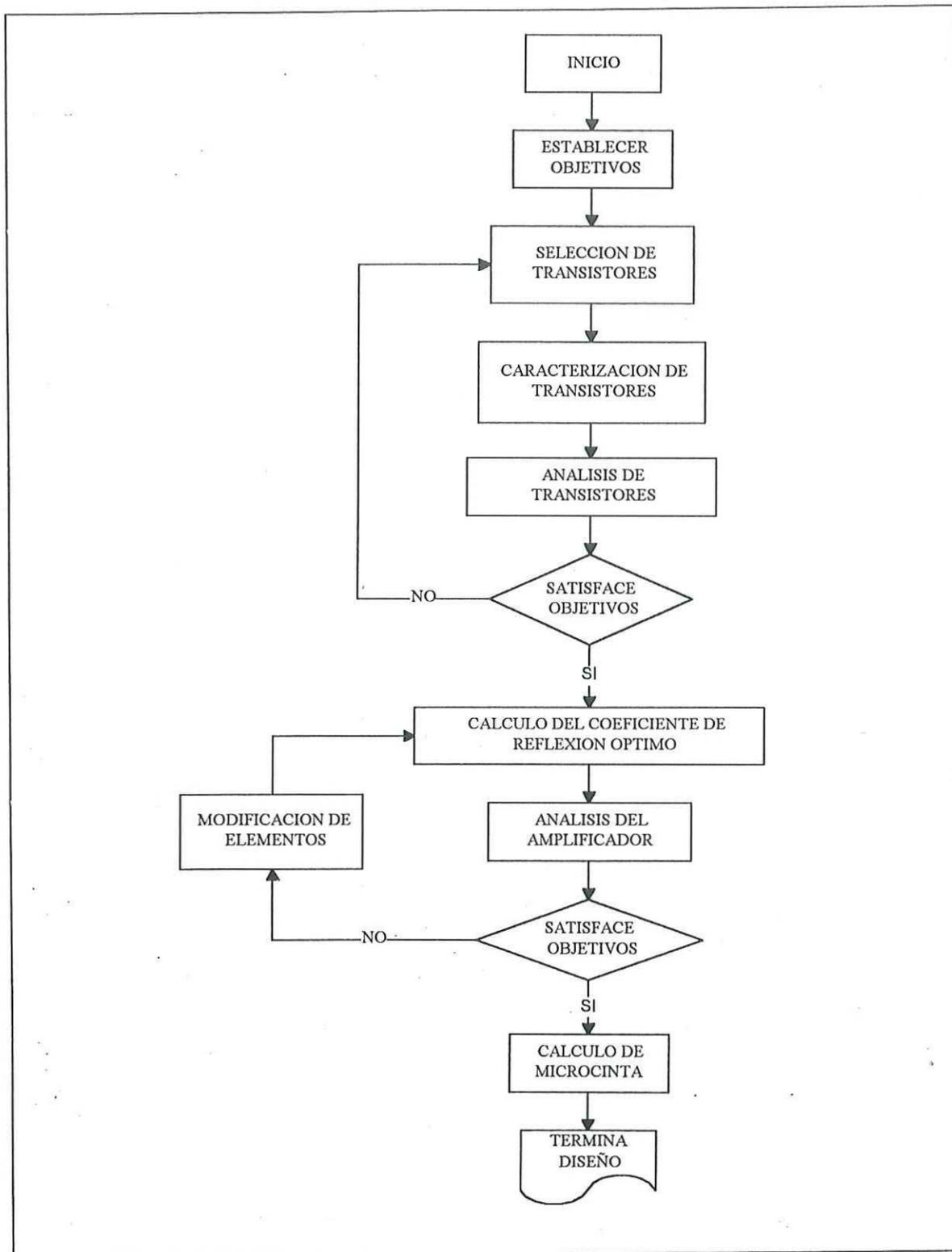


Figura 45.- Diagrama de flujo para el diseño de amplificadores de microondas [Medina Monroy et al, 1985]

VI.2.- Especificaciones de diseño del amplificador.

El sistema propuesto en este trabajo de tesis se enmarca en el intervalo de frecuencias de la banda C. Esta banda es muy popular en los sistemas de telecomunicaciones y por lo tanto existe bastante equipo comercial para esta aplicación.

Se describirá el diseño del amplificador de microondas que debe entregar el máximo de potencia a la fibra óptica a partir de un sistema de recepción de señales de RF para tener grandes distancias de enlace entre transmisor y receptor óptico en las diversas aplicaciones expuestas anteriormente. Se considera que se dispone del equipo comercial para la banda C el cual entrega -45 dBm de potencia de microondas al equipo transmisor y el diodo láser tiene su punto de compresión alrededor de $+13$ dBm. Por lo tanto, es conveniente tener un subsistema de amplificación de señales de microondas de 58 dB con una potencia de salida de $+13$ dBm como se muestra en la figura 46.

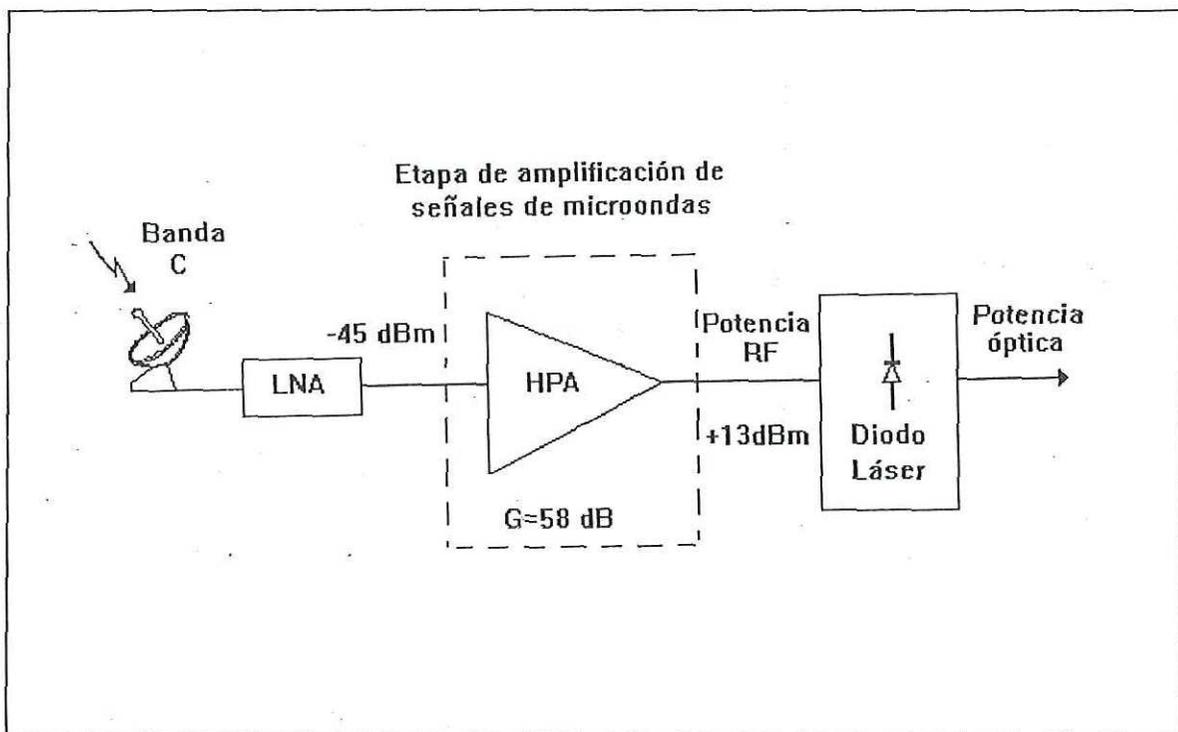


Figura 46. Amplificación de señales de microondas en el transmisor de señales de microondas por fibra óptica.

La realización completa de esta parte de amplificación de microondas requiere de varias etapas de amplificación resultando ser muy ambicioso y se sale de las posibilidades de este tema de tesis, por lo que se decidió realizar una sola etapa de amplificación de mediana potencia que cumpla con las siguientes características:

- Adecuados acoplamientos de entrada y salida ($S_{11} < -10$ dB, $S_{22} < -10$ dB).
- Uso de un transistor de bajo costo.
- Alta ganancia conforme al transistor empleado.
- Ganancia plana en el intervalo de frecuencias de 3.7 a 4.2 GHz.
- Potencia de salida adecuada al amplificador, considerándose una sola etapa de la sección de amplificación de señales de microondas en el sistema mostrado en la figura 46.

VI.3.- Selección y caracterización del transistor.

Para el diseño del amplificador de microondas de estado sólido de mediana potencia de una etapa se selecciono el transistor NE72089 debido a las siguientes características:

- Bajo costo.
- Alta ganancia.
- Es muy popular en aplicaciones de mediana potencia.
- Disposición inmediata del transistor en el laboratorio de microondas.

Se hicieron sólo mediciones de la característica estática del transistor [Reynoso Hernandez, 1992; Fukui, 1979; Cheung et al, 1986; Berroth et al, 1990; Arnold et al, 1990] debido a que aún no se encuentra disponible el banco de pruebas para la medición de característica dinámica del transistor (medición de los parámetros S). La característica dinámica se realiza con el analizador de redes HP 8510-C y una base de prueba especial que considera el De-embedding (desplazamiento de los planos de referencia).

En las figuras 47, 48, 49, y 50 se muestran las características estáticas del transistor utilizado, las cuales son necesarias para elegir el punto de polarización del transistor conveniente, para obtener la transconductancia, y la conductancia de salida [Reynoso Hernandez, 1992].

El punto de polarización se determina de la gráfica de I_{ds} - V_{ds} que se muestra en la figura 47, El diseño de amplificadores de mediana potencia se realiza tratando de tener máxima ganancia en señal pequeña. Esta condición se obtiene a un voltaje de compuerta V_g relativamente cercano a cero ($I_{DS} \approx I_{DSS}$), y a un voltaje de drenaje a fuente entre 3 y 4 Volts para evitar problemas térmicos [Liechti, 1976], [Soares, 1983]. Se estableció por lo tanto una polarización de $V_{ds} = 3$ Volts e $I_{ds} = 30$ mA. El voltaje de compuerta a fuente que corresponde a la corriente de polarización indicada se obtiene de la curva de la gráfica 48, teniéndose que $V_{gs} = -1.28$ Volts. De esta forma, podemos obtener gráficamente los valores de la transconductancia $G_{ms} = 53$ mS, y la conductancia de salida $G_{ds} = 1.75$ mS, de las figuras 49 y 50 respectivamente.

Debido a la imposibilidad de la obtención de parámetros S, se tomaron los parámetros S del transistor NEC720 que se encuentran en las librerías del programa ACADEMY.

VI.4.- Diseño de las redes de acoplamiento.

VI.4.1.- Determinación de los coeficientes de reflexión.

Para el diseño de las redes de acoplamiento se realizó un programa escrito a lenguaje C para una computadora personal llamado "TODO", el cual sigue la secuencia que se muestra en el diagrama de flujo de la figura 51 y es empleado para obtener los coeficientes de reflexión de la carga y generador más convenientes para una ganancia dada,

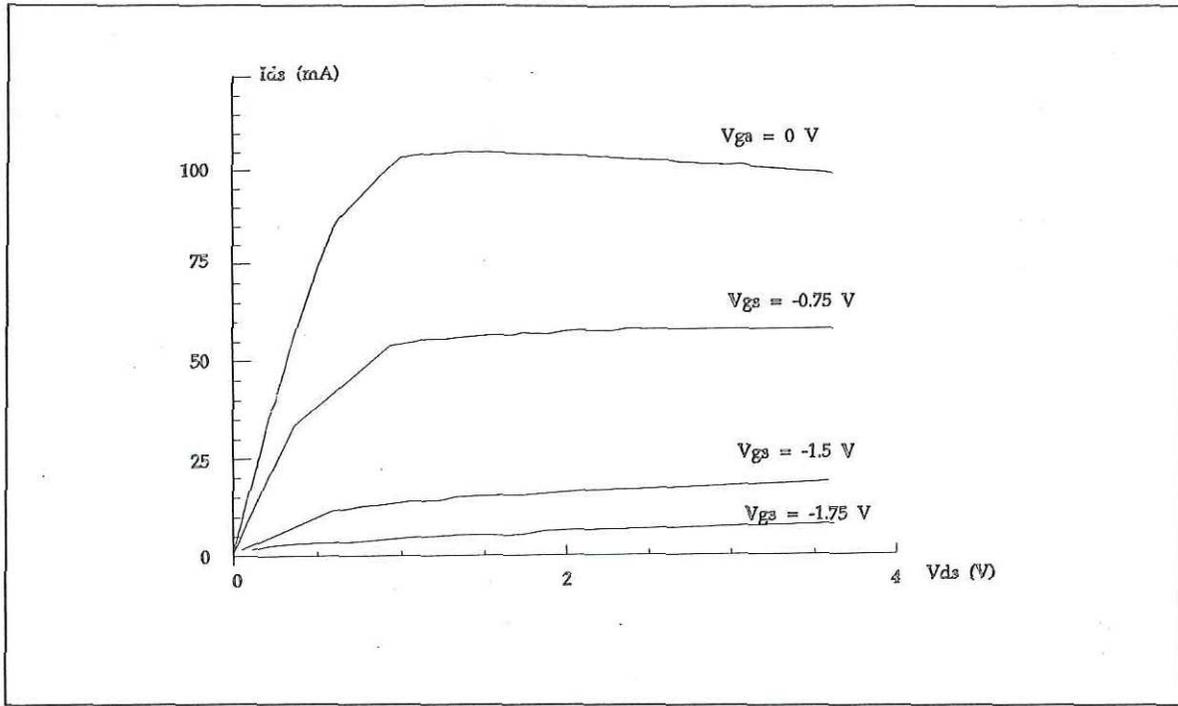


Figura 47. Característica I_{DS} - V_{DS} del transistor NE720.

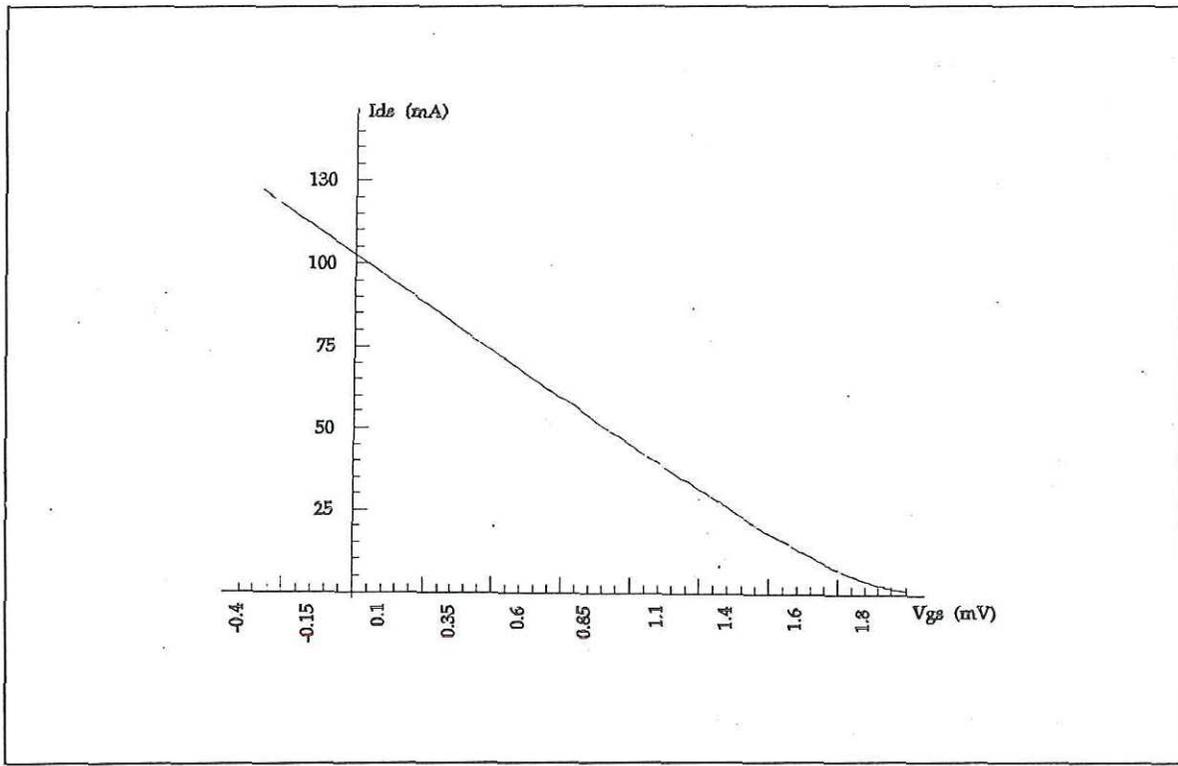


Figura 48. Característica I_{DS} - V_{GS} del transistor NE720.

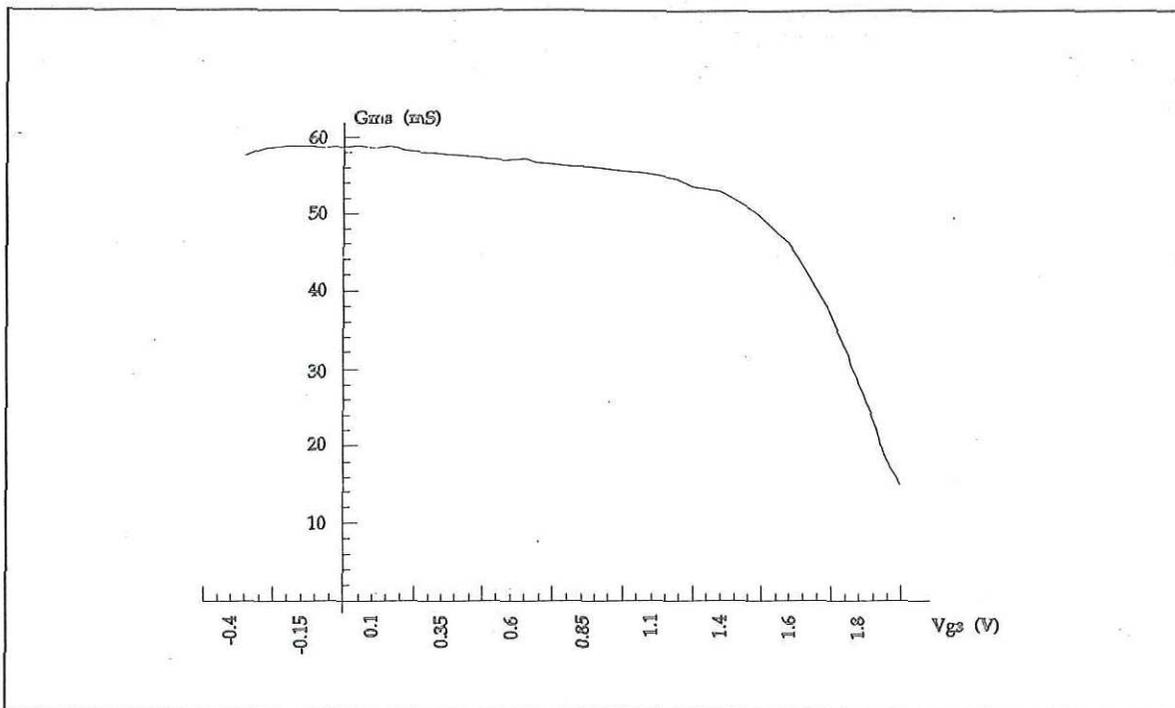


Figura 49. Característica G_{ms} - V_{gs} del transistor NE720.

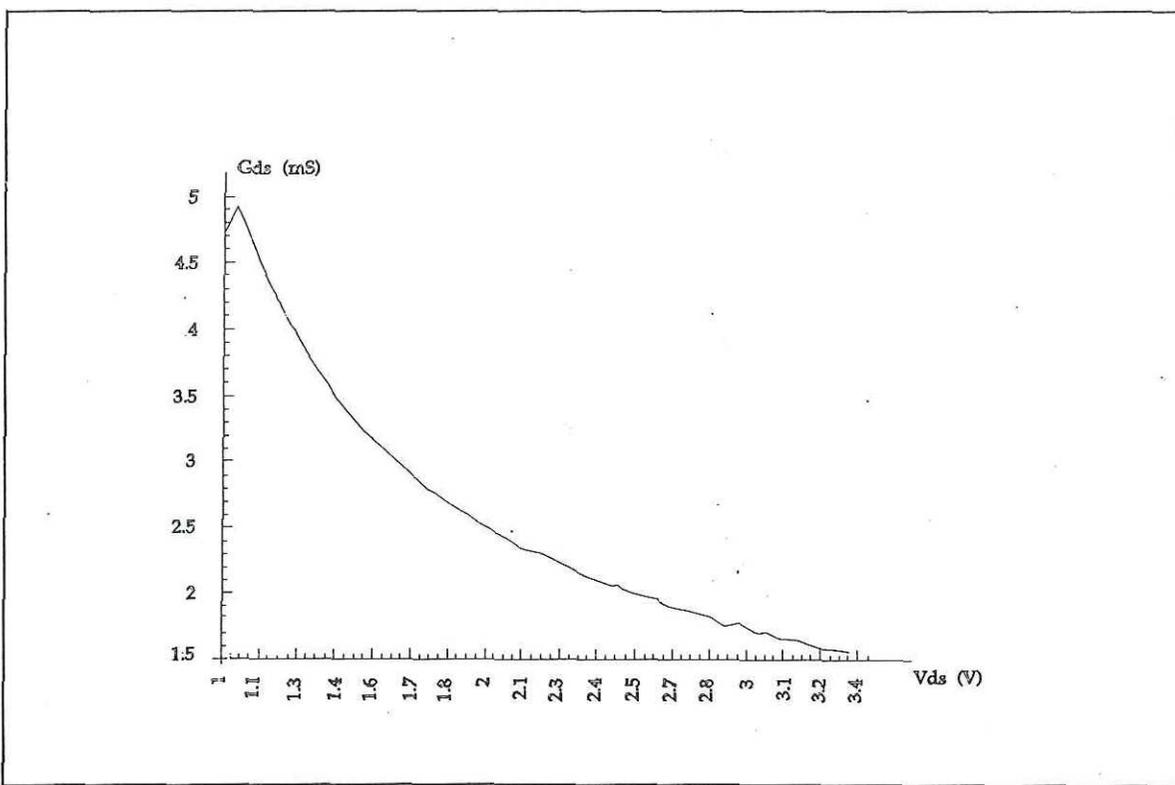


Figura 50. Característica G_{ds} - V_{ds} del transistor NE720.

es decir, se determinan los coeficientes de reflexión de los círculos de ganancia constante del generador o de la carga, tomando el punto que corresponde al coeficiente de reflexión más cercano al centro de la carta de Smith y analizando que se encuentre lo más separado posible de los círculos de estabilidad.

Este programa recibe como datos de entrada los parámetros S del transistor y las frecuencias de análisis, realiza cálculos de estabilidad, solicita la aplicación, que en este caso es de ganancia en potencia, realiza cálculos de las ganancias que son independientes de los coeficientes de reflexión, solicita la ganancia deseada para obtener los círculos de ganancia y los coeficientes de reflexión, hace cálculos de las ganancias dependientes de los coeficientes de reflexión (G_T , G_D , G_P , y G_{TU}) e imprime los coeficientes de reflexión. Si se obtienen resultados satisfactorios en este punto se imprimen los resultados en un archivo de datos, si no es así, se tiene la opción de modificar el coeficiente de reflexión de carga y se vuelven a calcular las ganancias e imprime los nuevos coeficientes de reflexión hasta satisfacer los requerimientos del usuario en forma iterativa.

Se hicieron los cálculos para una ganancia de 13 dB con ayuda del programa TODO obteniéndose mejores coeficientes de reflexión con acoplamiento de impedancias a la carga. Los resultados del programa TODO se muestran en la tabla VIII.

Tabla VIII.- Obtención de los coeficientes de reflexión con el programa TODO.

Frecuencia [GHz]	Coefficiente de reflexión del generador Γ_G	Coefficiente de reflexión de la carga Γ_L	Fáctor de estabilidad K	Ganancia de transductor G_T [dB]
3.7	0.22 \angle 98.63	0.61 \angle 54.71	0.20502	13
3.95	0.25 \angle 101.86	0.61 \angle 57.99	0.21961	13
4.2	0.29 \angle 104.85	0.62 \angle 61.14	0.23159	13

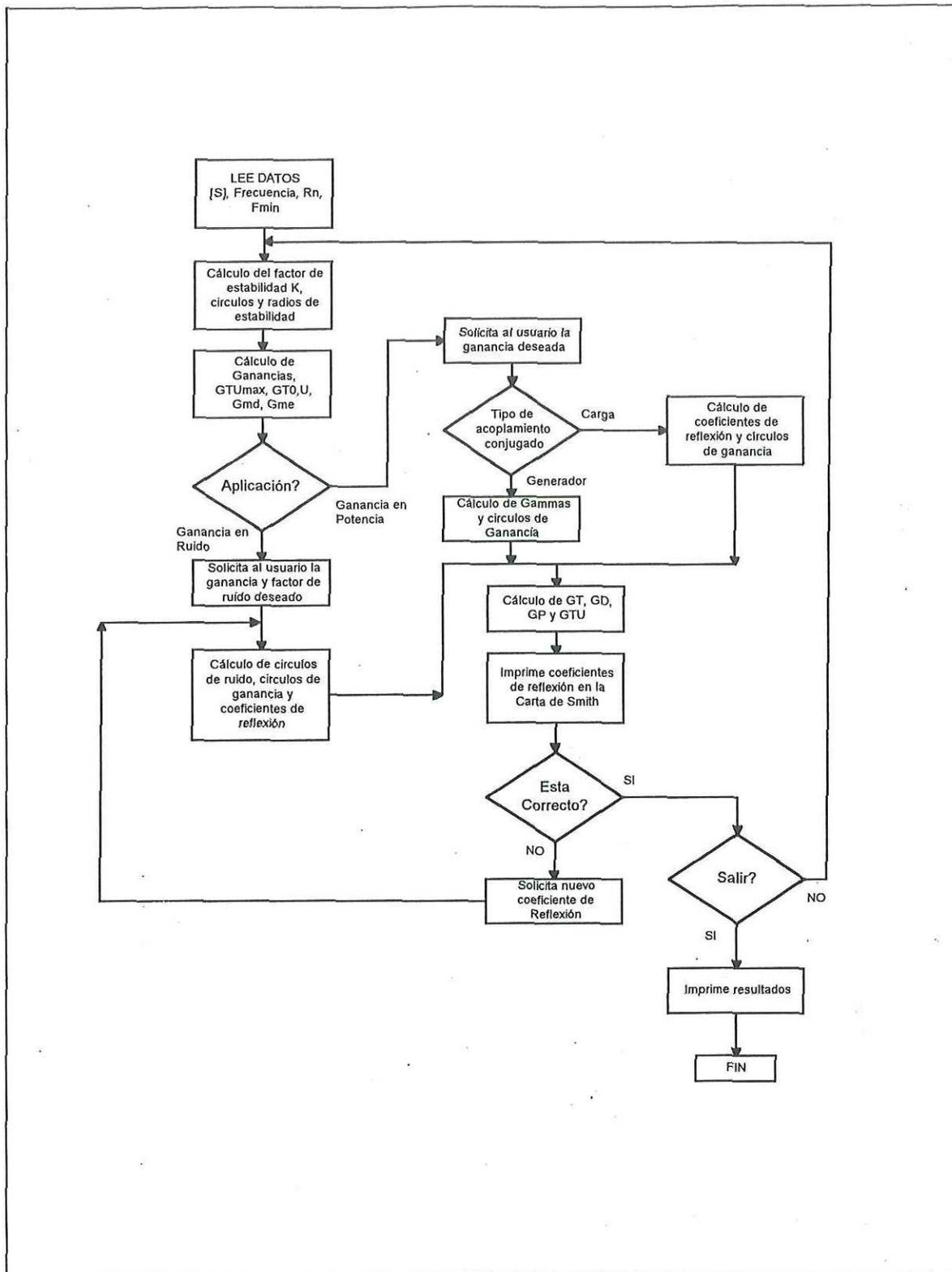


Figura 51.- Diagrama de flujo del programa TODO.

VI.4.2.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas.

Una vez que se han obtenido los coeficientes de reflexión se calculan las impedancias y longitudes eléctricas con otro programa realizado también en lenguaje C (MATCH2), dicho programa ofrece las alternativas de diseñar con 1 ó 2 líneas de transmisión, líneas de transmisión y stub abierto o cerrado. El programa mencionado realiza cálculos para obtener las impedancias y longitudes eléctricas óptimos, esto es que tengan un error mínimo con respecto a valores de referencia, generalmente se considera tener valores de impedancia alrededor de 50Ω , y longitud eléctrica cercana a 60° , dándose la facilidad en el programa de poder modificar estos valores y los valores límite, así como los incrementos de cálculo. En la tabla IX se muestran los resultados obtenidos.

Tabla IX.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas a partir de los coeficientes de reflexión de generador y de carga por medio del programa MATCH2, acoplado a 50Ω .

Frecuencia [GHz]	Z_1 Generador	θ_1 Generador	Z_2 Generador	θ_2 Generador	Z_1 Carga	θ_1 Carga	Z_2 Carga	θ_2 Carga
3.7	38	60	48.09	59.18	62	65	27.21	64.51
3.95	37	60	49.08	55.17	59	65	26.14	64.67
4.2	35	60	48.19	54.70	57	65	24.79	63.37

VI.4.3.- Cálculo de las dimensiones de la microcinta.

Teniendo los valores de impedancias y longitudes eléctricas de las líneas de transmisión se calculan las dimensiones de la microcinta con un programa desarrollado en el grupo de microondas del CICESE (MICRO) en el material a utilizar, en este caso, se utiliza duroid 6010. los resultados se dan en la tabla X donde; para la primera letra, W, denota ancho de la microcinta, L, largo de la microcinta, el valor numerico indica el orden de la microcinta ya que se emplean 2 líneas de transmisión, y la última letra indica si se encuentra en el generador (G), o en la carga (L). Cabe mencionar que se calcularon estas dimensiones

sólo a la frecuencia central del intervalo de frecuencias de interés, es decir a 3.95 GHz. El programa MICRO proporciona adicionalmente un análisis de dispersión, observándose que la impedancia tiene variaciones prácticamente despreciables en todos los casos para un intervalo de frecuencias de 3 a 6 GHz.

Tabla X.- Dimensiones de las microcintas en Duroid 6010 a partir de las impedancias y longitudes eléctricas de la tabla II, calculadas con el programa MICRO.

W_{1G} [cm]	L_{1G} [cm]	W_{2G} [cm]	L_{2G} [cm]	W_{1L} [cm]	L_{1L} [cm]	W_{2L} [cm]	L_{2L} [cm]
0.102	0.461	0.059	0.436	0.039	0.521	0.177	0.482

VI.4.4.- Simulación y optimización.

Finalmente, se procedió a analizar el amplificador con estas redes de acoplamiento en el programa ACADEMY. Se efectuó también la optimización auxiliándose de los métodos aleatorio y gradiente en ese orden de aplicación. Una vez realizada esta última fase se observó que con este transistor (NE720) a pesar de lograr una ganancia de alrededor de 12 dB plana en el intervalo de frecuencias de 3.7 a 4.2 GHz no se lograban las especificaciones de diseño, debido a que indistintamente alguno de los valores de pérdidas por regreso (en la entrada o salida) es mayor a -10 dB mientras el otro satisface el umbral establecido, o tratándose de hacer un compromiso entre ambos acoplamientos se logró tener en el mejor de los casos $S_{11}=S_{22} \approx -8$ dB.

Debido a que no se satisfacían los requerimientos de diseño especificados, concretamente en los acoplamientos de entrada y salida, además de tener un amplificador condicionalmente estable (valores de $K < 1$), como se observa en la tabla VIII. Se decidió realizar el diseño y construcción de un amplificador retroalimentado de una sola etapa a pesar de la complejidad que involucra esta tarea y a que no se contaba con la experiencia en la construcción de un amplificador de este tipo en el grupo de microondas del CICESE.

VI.5.- Diseño del amplificador retroalimentado.

El procedimiento de diseño del amplificador retroalimentado es similar al realizado anteriormente con la diferencia de que se emplean los parámetros S del transistor en conjunto con la retroalimentación resistiva sustituyendo a los parámetros S del transistor. Por lo que primero se calcula la resistencia de retroalimentación, se obtienen los nuevos parámetros S de transistor y resistencia, y se repite la secuencia de diseño dada anteriormente.

VI.5.1.- Cálculo de la resistencia de retroalimentación.

De la característica estática del transistor se obtuvieron los valores de la transconductancia y conductancia de salida de $G_{ms} = 53$ [mS] y $G_{ds} = 1.75$ [mS].

Con las ecuaciones (91) a (100) dadas en el V.6.1, la transconductancia, la conductancia de salida obtenidas de la característica estática y considerando que la impedancia característica Z_0 es de 50Ω se obtienen los valores de la resistencia de retroalimentación R_{FB} y sus correspondientes parámetros S, así como la ganancia que se obtiene con esta resistencia. Estos resultados se muestran en la tabla XI.

Tabla XI.- Obtención de la resistencia de retroalimentación.

	R_{FB} [Ω]	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Ganancia
VSWR entrada = VSWR salida	136.9	0.031	0.2592	-1.62	-0.031	4.19 dB
acoplamiento ideal	132.5	0	0.274	-1.65	0	4.35 dB

Considerando los valores obtenidos en la tabla XI, se determinó seleccionar una resistencia de retroalimentación comercialmente disponible de 140Ω , la cual es muy

cercana a las obtenidos para acoplamiento entrada y salida iguales y para el acoplamiento ideal.

VI.5.2.- Obtención de los parámetros S para el amplificador retroalimentado.

Como se comento en V.6.1 se realizo un programa llamado RETRO para obtener los parámetros S del transistor retroalimentado con una resistencia de compuerta a drenaje partiendo de los parámetros S del transistor.

De esta manera, se rediseña el nuevo amplificador con nuevos parámetros que proporcionaran mejores condiciones de estabilidad, acoplamiento de entrada y salida, ancho de banda y algunas otras características mencionadas anteriormente. Los resultados de RETRO se muestran en la tabla XII.

Tabla XII.- Parámetros S del transistor NE720 y parámetros S' que consideran al transistor con retroalimentación resistiva de 140Ω .

Frecuencia [GHz]	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
3.7	0.891 \angle -83.785	0.128 \angle 40.591	2.961 \angle 120.174	0.536 \angle -47.369
3.95	0.883 \angle -87.446	0.132 \angle 38.491	2.863 \angle 117.382	0.527 \angle -49.421
4.2	0.877 \angle -90.886	0.136 \angle 36.516	2.768 \angle 114.717	0.518 \angle -51.361
Frecuencia [GHz]	S_{11}' (NE720 + R=140 Ω)	S_{12}' (NE720 + R=140 Ω)	S_{21}' (NE720 + R=140 Ω)	S_{22}' (NE720 + R=140 Ω)
3.7	0.326 \angle -100.265	0.237 \angle 350.169	1.399 \angle 141.063	0.031 \angle 211.704
3.95	0.343 \angle -102.453	0.236 \angle 349.649	1.386 \angle 138.637	0.030 \angle 220.499
4.2	0.360 \angle -104.397	0.234 \angle 349.177	1.372 \angle 136.251	0.030 \angle 229.622

VI.5.3.- Determinación de los coeficientes de reflexión.

Como era de esperarse a costa de los beneficios que se enunciarón anteriormente la ganancia disminuye, para este caso con el programa TODO la máxima ganancia obtenida fue de 3 dB, obteniendose los coeficientes de reflexión del generador y de la carga y el factor de estabilidad a tres frecuencias dados en la tabla XIII.

Comparando estos resultados con los de la tabla VIII que corresponden al amplificador sin retroalimentación se observa que se tiene un mejor acoplamiento con el amplificador retroalimentado debido a que si se ubican los coeficientes de reflexión en la carta de Smith estos se localizan más cerca del centro de la carta (acoplamiento de 50Ω), lo cual se determina fácilmente porque las magnitudes de los nuevos coeficientes de reflexión son mucho menores que las anteriores. También se observa que el amplificador paso a ser de condicionalmente estable a estable debido a que el factor de estabilidad de la tabla XIII es mayor a la unidad, no siendo así en el factor de estabilidad de la tabla VIII.

Tabla XIII.- Obtención de los coeficientes de reflexión con el programa TODO para el amplificador retroalimentado.

Frecuencia [GHz]	Coefficiente de reflexión del generador Γ_G	Coefficiente de reflexión de la carga Γ_L	Factor de estabilidad K	Ganancia de transductor G_T [dB]
3.7	0.03 \angle 99.67	0.04 \angle 143.86	1.50272	3
3.95	0.06 \angle 102.17	0.05 \angle 135.69	1.50097	3
4.2	0.08 \angle 104.39	0.06 \angle 130.28	1.50406	3

VI.5.4.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas.

Utilizando nuevamente el programa MATCH2 y los coeficientes de reflexión obtenidos anteriormente, se obtuvieron las impedancias y longitudes eléctricas dadas en la tabla XIV, debido a que se tiene un mejor acoplamiento se puede observar que las impedancias tienden a acercarse más a la impedancia de referencia que es de 50Ω y a la longitud eléctrica de referencia de 60° comparando con la tabla IX.

Tabla XIV.- Obtención de impedancias y longitudes eléctricas a partir de los coeficientes de reflexión de generador y de carga por medio del programa MATCH2, acoplado a 50Ω para el amplificador retroalimentado.

Frecuencia [GHz]	Z_1 Generador	θ_1 Generador	Z_2 Generador	θ_2 Generador	Z_1 Carga	θ_1 Carga	Z_2 Carga	θ_2 Carga
3.7	48	60	49.32	65.03	48	60	47.61	57.65
3.95	46	60	48.41	65.61	48	55	46.97	61.18
4.2	45	60	48.42	61.54	48	55	46.33	60.04

VI.5.5.- Cálculo de las dimensiones de la microcinta.

Siguiendo el procedimiento ya dado se recurrió nuevamente al empleo del programa MICRO y a los datos obtenidos en la tabla XIV para obtener las dimensiones de las líneas de microcinta dadas en la tabla XV.

Tabla XV.- Dimensiones de las microcintas en Duroid 6010 a partir de las impedancias y longitudes eléctricas de la tabla XIII, calculadas con el programa MICRO para el amplificador retroalimentado.

W_{1G} [cm]	L_{1G} [cm]	W_{2G} [cm]	L_{2G} [cm]	W_{1L} [cm]	L_{1L} [cm]	W_{2L} [cm]	L_{2L} [cm]
0.067	0.471	0.061	0.517	0.062	0.433	0.057	0.484

VI.5.6.- Simulación y optimización.

La simulación y optimización tuvieron fundamental importancia en el diseño final del amplificador de microondas debido a que se pudieron mejorar las características de manera apreciable con respecto al diseño obtenido con el procedimiento tradicional.

Se utilizó un programa de simulación llamado ACADEMY, el cual tiene un ambiente adecuado de diseño gráfico para la creación, simulación, obtención de mascarilla, y documentación de circuitos de alta frecuencia. Este programa es una herramienta de diseño muy útil para el análisis y optimización de circuitos de microondas previamente diseñado.

Se utilizan técnicas de optimización para encontrar los valores más adecuados de los componentes del circuito. Se usa generalmente el método gradiente de optimización para circuitos simples o cuando existe una suposición inicial buena para los valores de los elementos de las redes de acoplamiento. Se usa el método de optimización aleatorio para circuitos muy complicados o para circuitos sin buena suposición inicial. En este caso se utilizo un método de optimización híbrido, el cual combina optimización gradiente y aleatoria pensando en obtener una mejor solución que si se emplearan por si solos.

En la figura 52 se muestra el listado del archivo para la simulación y optimización del amplificador retroalimentado con el programa ACADEMY, El diagrama esquemático se muestra en la figura 53 y el comportamiento del amplificador optimizado en las figuras 54, 55, 56, 57, 58, 59, y 60.

En las figuras 54, 55, 56, y 57 se observa el comportamiento de los acoplamientos de entrada y salida S_{11} y S_{22} , representados en dB con respecto a la frecuencia y en la carta de Smith, se puede ver que se cumplen los acoplamientos en la banda de 3.7 a 4.2 GHz adecuadamente.

En la figura 58 se muestra la ganancia del amplificador, se realizo el trabajo suficiente en la simulación y optimización para lograr el mejor compromiso de ganancia máxima y plana pero con los acoplamientos especificados. Afortunadamente, se logró obtener una ganancia de alrededor de 6 dB contra los 3 dB que se habían obtenido con el diseño tradicional.

ACADEMY (TM) Ver. 3.500.104.1 Cfg. (210 22244 5 5720E001 8747 0 0 D07)
amp6010.ckt Fri Aug 6 06:27:44 1993

!AMPLIFICADOR RETROALIMENTADO
!HORACIO MARTINEZ

DIM
FREQ GHZ
RES OH
COND /OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
ANG DEG
VOL V
CUR MA
PWR DBM
VAR

RF = 442
LFB # 1 1.014112 6
W1L # 0.5 1.253626 1.5
L1L # 1.5 1.500438 2.5
W5G # 0.45 0.470507 0.65
L5G # 5 5.913602 7
CF =130
C1 =130
C2 =130
W1G =0.8702100000
L1G =3.0000000000
W3G #0.54000000000 0.739997 0.74000000000
L3G #2.80000000000 2.800047 5.00000000000
W2L #0.67000000000 0.855728 0.87000000000
L2L #3.60000000000 3.842491 5.60000000000
W3L #0.57000000000 0.769998 0.77000000000
L3L #3.85000000000 3.850003 5.85000000000
W2G #0.57000000000 0.570088 0.77000000000
L2G #3.00000000000 3.000096 5.00000000000
W1F # 0.35 0.388521 0.60
L1F =4.00000000000
W2F # 0.35 0.533743 0.60
L2F =2.20000000000
W3F # 0.35 0.648714 0.65
L3F =2.20000000000
W4F # 0.35 0.350004 0.60
L4F =3.76000000000
W4L =0.57021000000
L4L =3.00000000000
EQN

CKT

MSUB P3 ER=10.5000000000 H=0.63200000000 T=0.03600000000 RHO=1.00000000000 &
RGH=0.00000000000
MLIN T1 1 2 W=0.57021000000 L=2.00000000000
CAP C1 2 3 C^C1 SPAC L=1.00000000000
MLIN T2 3 4 W^W1G L^L1G
MTEE T3 4 5 6 W1^W1G W2^W2G W3=0.10000000000
MLIN T4 7 6 W=0.10000000000 L=7.50000000000
RES R1 6 7 R=50.0000000000 SPAC L=1.00000000000
MRSTUB T5 8 W1=0.10000000000 L=6.29000000000 ANG=90.0000000000
MLIN T6 5 9 W^W2G L^L2G
MSTEP T7 9 10 W1^W2G W2^W3G
MLIN T8 10 11 W^W3G L^L3G
MTEE T9 15 11 13 W1^W5G W2^W3G W3^W1F
MLIN T12 15 16 W^W5G L^L5G
MLIN T13 13 17 W^W1F L^L1F
RES R2 17 18 R^RF SPAC L=1.00000000000

Figura 52. Listado del amplificador de microondas retroalimentado en ACADEMY
(continua).

```

MLIN T14 18 19 W^W2F L^L2F
MBEND3 T15 29 19 W^W2F
EEFET1 A1 16 22 0 VDS=3.000000000000 IDS=30.000000000000 ne720b.f35 SPAC &
L=2.000000000000
MLIN T16 22 23 W^W1L L^L1L
MTEE TW2L 21 23 24 W1^W2L W2^W1L W3^W4F
MLIN T17 24 25 W^W4F L^L4F
CAP C2 25 26 C^CF SPAC L=1.000000000000
MLIN T18 26 27 W^W3F L^L3F
MBEND3 T19 27 28 W^W3F
IND L1 29 28 L^LPB SPAC L=8.930000000000
MLIN T22 21 20 W^W2L L^L2L
MSTEF T23 20 30 W1^W2L W2^W3L
MLIN T24 30 32 W^W3L L^L3L
MTEE T25 32 31 33 W1^W3L W2^W4L W3=0.100000000000
MLIN T26 34 33 W^W4L L^L4L L=7.000000000000
MRS^TUB T27 34 WI=0.100000000000 L=6.290000000000 ANG=90.0000000000
MLIN T28 31 35 W^W4L L^L4L
CAP C3 35 37 C^C2 SPAC L=1.000000000000
MLIN T29 37 38 W=0.57021000000 L=2.000000000000
DEF2F 1 38 AMP
TERM

PROC

MODEL

SOURCE

DCTR

FREQ

SWEEP 1 10 .1
POWER

FILEOUT

OUTVAR

OUTEQN

OUT

AMP DB[S21] GR1
AMP DB[S11] GR2
AMP NF GR2
AMP DB[S12] GR2
AMP DB[S22] GR2
AMP DB[S12] GR3
AMP DB[S11] GR3
AMP DB[S22] GR3
AMP K GR4
GRID
FREQ 3.5 4.5 .1
GR1 2 8 1
GR2 -14 -6 0.5
GR3 -16 -4 1
GR4 0 5 1
HBCNTL

OPT
FREQ 3.7 4.2 0.025
AMP DB[S11] < -11
AMP DB[S22] < -11
AMP DB[S21] > 6.0
YIELD

TOL

```

Figura 52. Listado del amplificador de microondas retroalimentado en ACADEMY.

En la figura 59 se muestra la ganancia inversa (aislamiento) que es bastante adecuada (alrededor de -15 dB).

En la figura 60 se gráfica el factor de estabilidad K , el cual esta cerca de 1.5 en toda la banda como se habia calculado anteriormente, lo cual representa un diseño de amplificador estable en la banda de diseño.

En la figura 61 se muestra la mascarilla que debe utilizarse para la fabricación del amplificador, con las dimensiones obtenidas con el programa ACADEMY.

VI.6.- Red de polarización y bloqueadores de DC.

La mascarilla obtenida en la figura 61 contiene las líneas de microcinta, 2 en el generador, 2 en la carga, líneas de interconexión para hacer posible la retroalimentación con una resistencia, un inductor de sintonización y un capacitor de desacoplo así como las redes de polarización y líneas de 50Ω para conectores a la entrada y salida del amplificador, todo esto fue considerado en el análisis y optimización del circuito. las dimensiones de estas líneas estan dadas en el listado conforme a la distribución de líneas dada en el diagrama esquemático de la figura 53.

Para aplicar los voltajes de drenaje (V_{ds}) y compuerta (V_{gs}) requeridos por los dispositivos GaAs FET se requiere una estructura cuyo circuito equivalente sea un filtro pasabajas de tal manera que la radiofrecuencia manejada por el amplificador sea bloqueada y no sea inducida hacia la fuente de alimentación haciendo independientes al amplificador de su fuente [Medina, 1985]. La estructura de filtro utilizada es un elemento de alta impedancia que se comporta como un inductor en serie y un elemento de baja impedancia que se comporta como un capacitor en paralelo como se muestra en la figura 62.

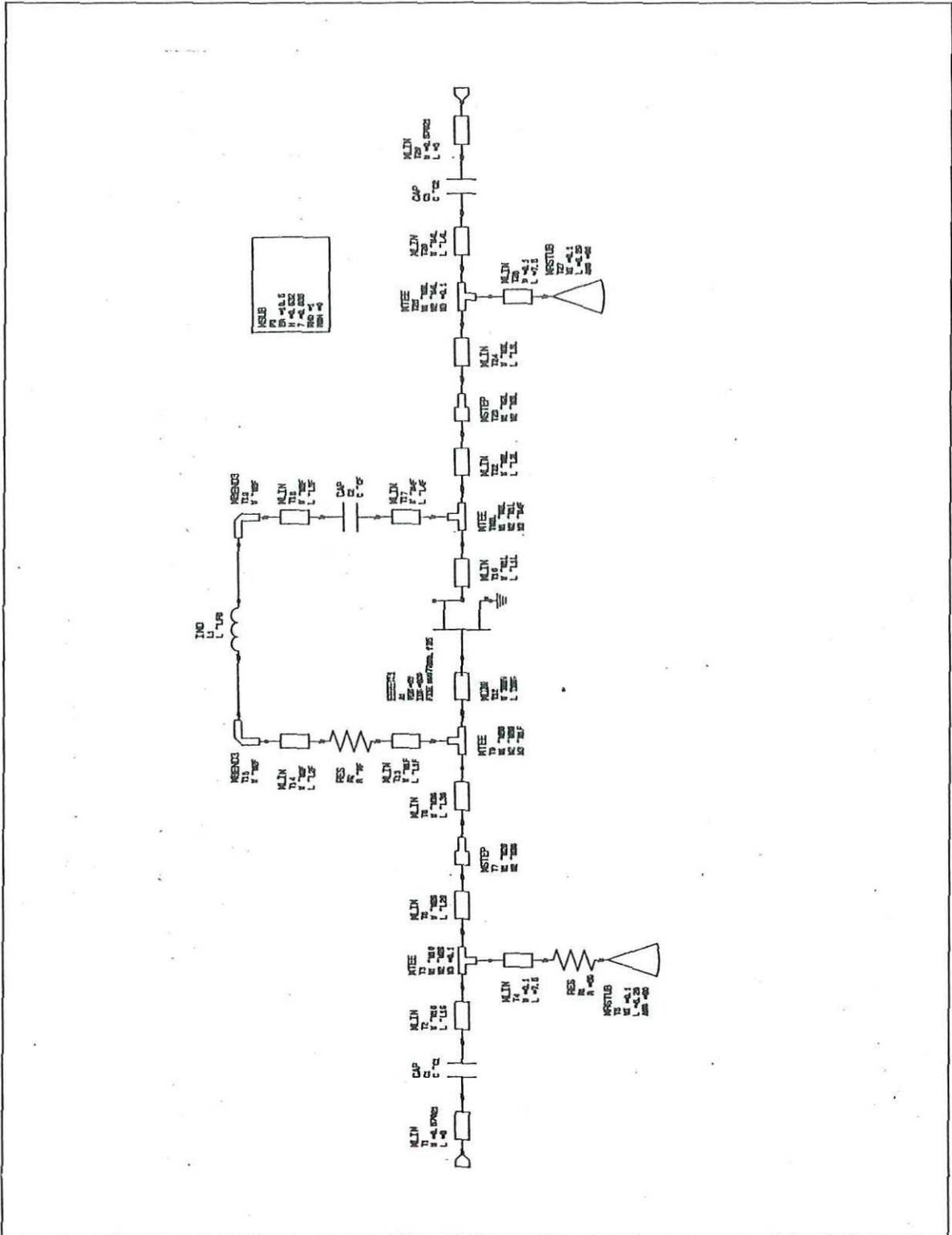


Figura 53. Diagrama esquemático del amplificador retroalimentado de microondas obtenido en ACADEMY.

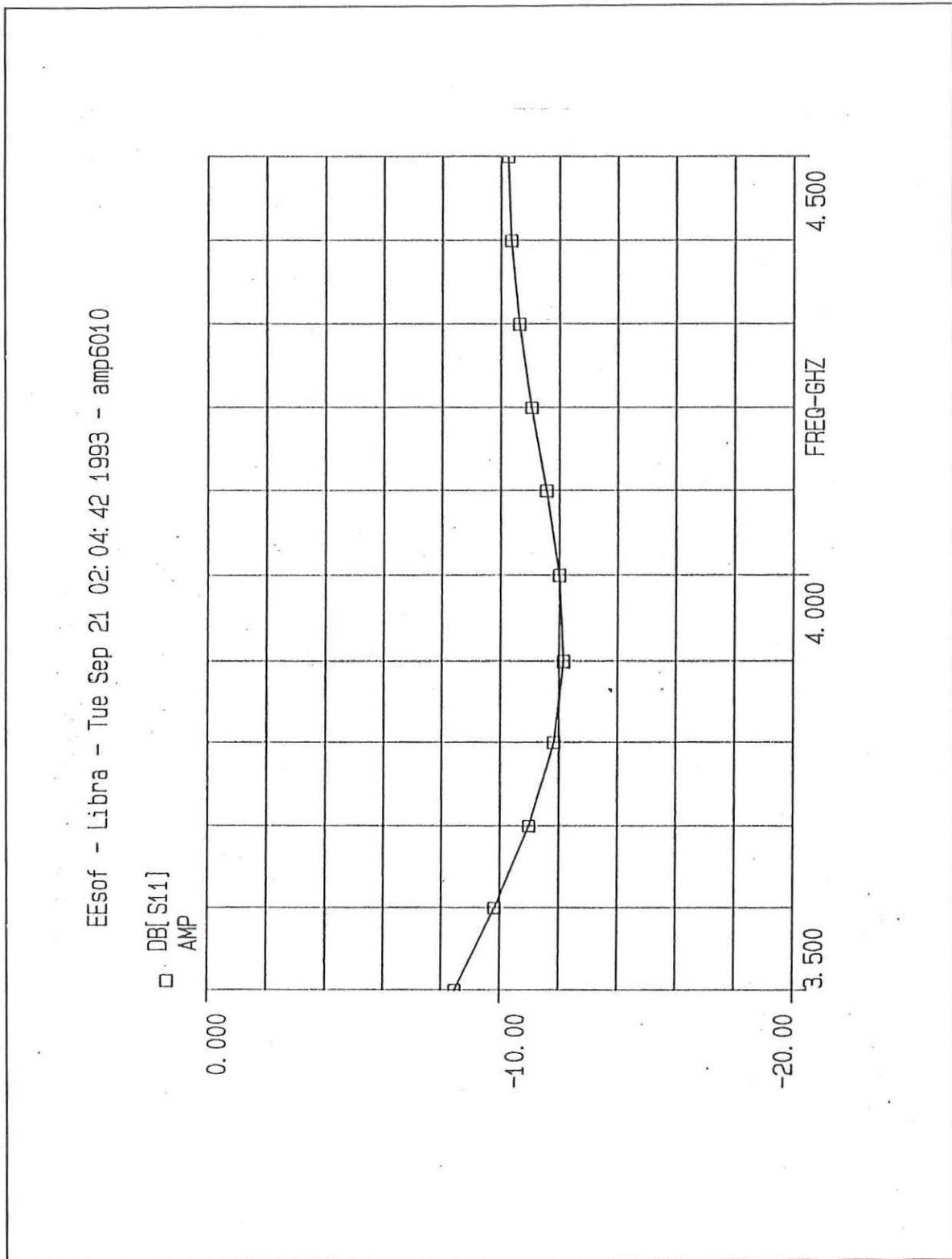


Figura 54. Simulación en ACADEMY del acoplamiento de entrada del amplificador retroalimentado de microondas (ARM).

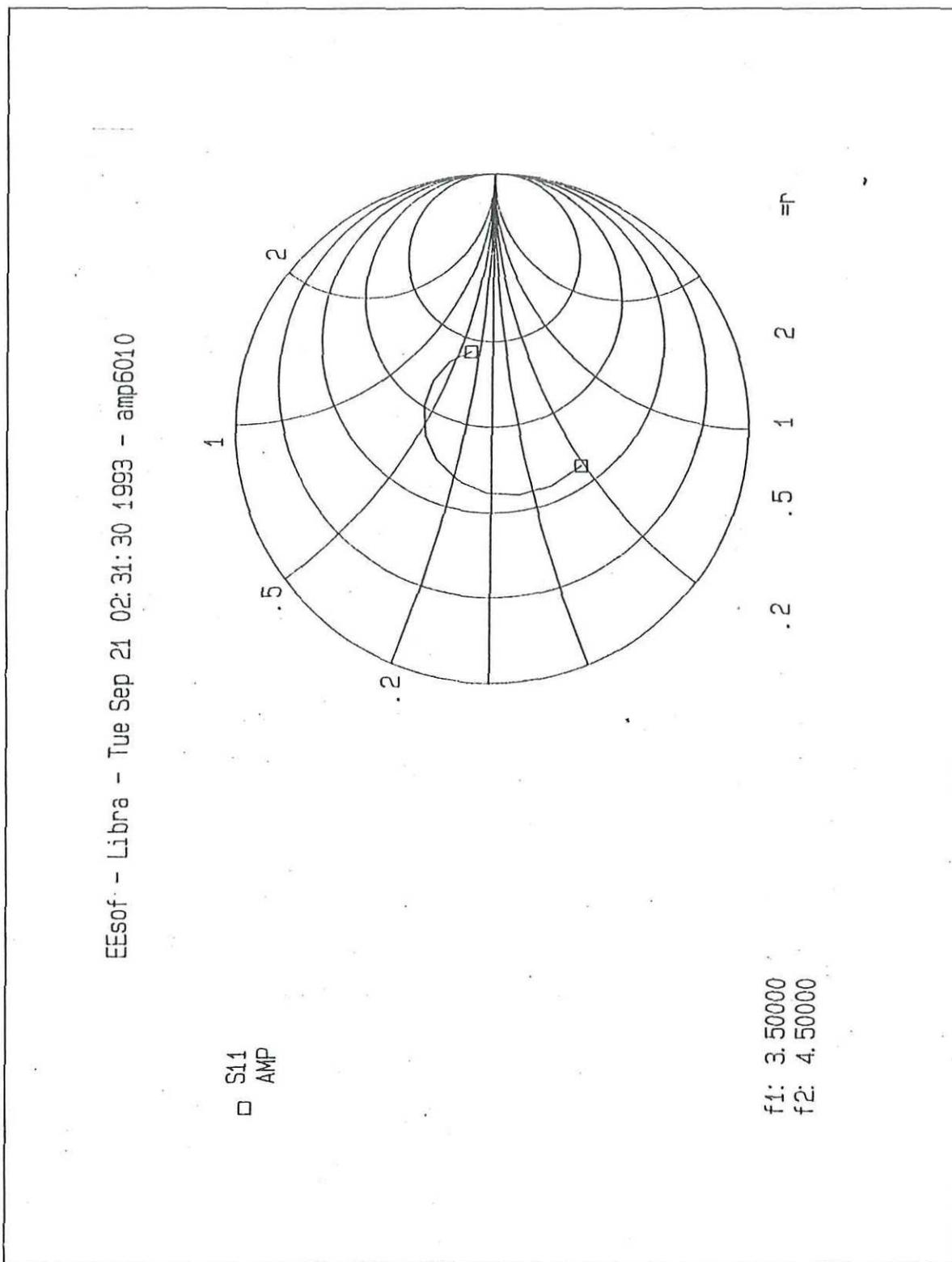


Figura 55. Simulación en ACADEMY del acoplamiento de entrada en la carta de Smith.

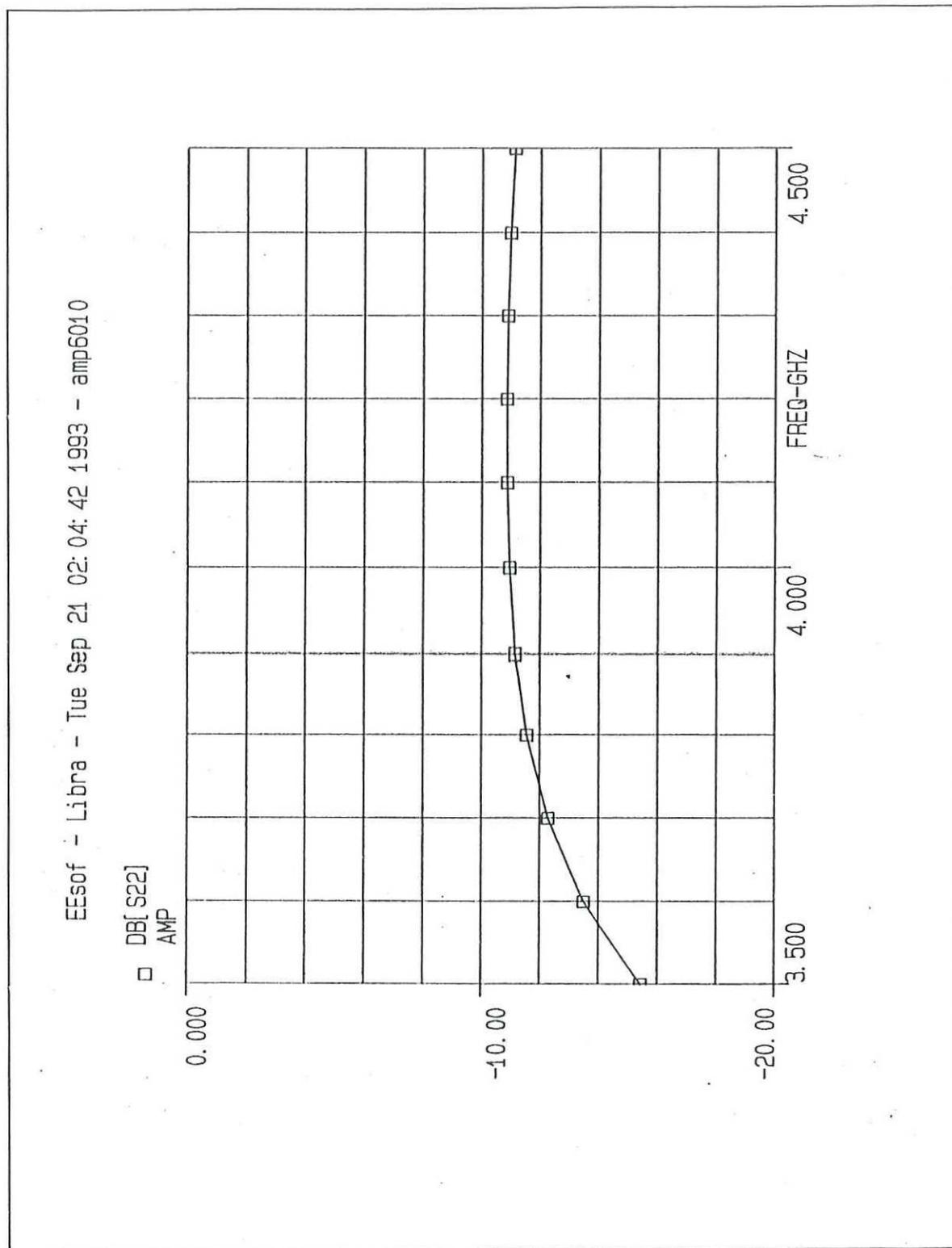


Figura 56. Simulación en ACADEMY del acoplamiento de salida del ARM.

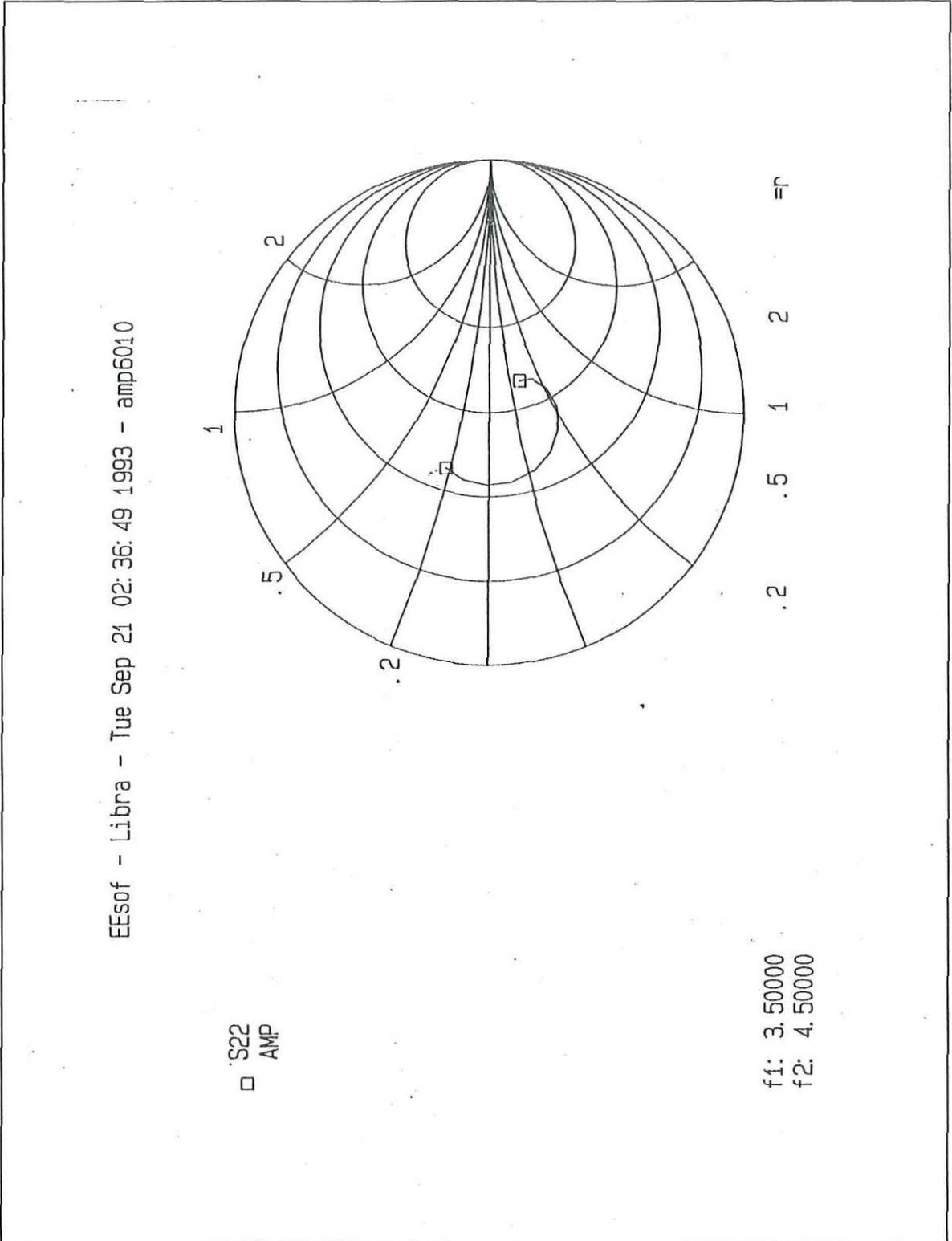


Figura 57. Simulación en ACADEMY del acoplamiento de salida en la carta de Smith del ARM.

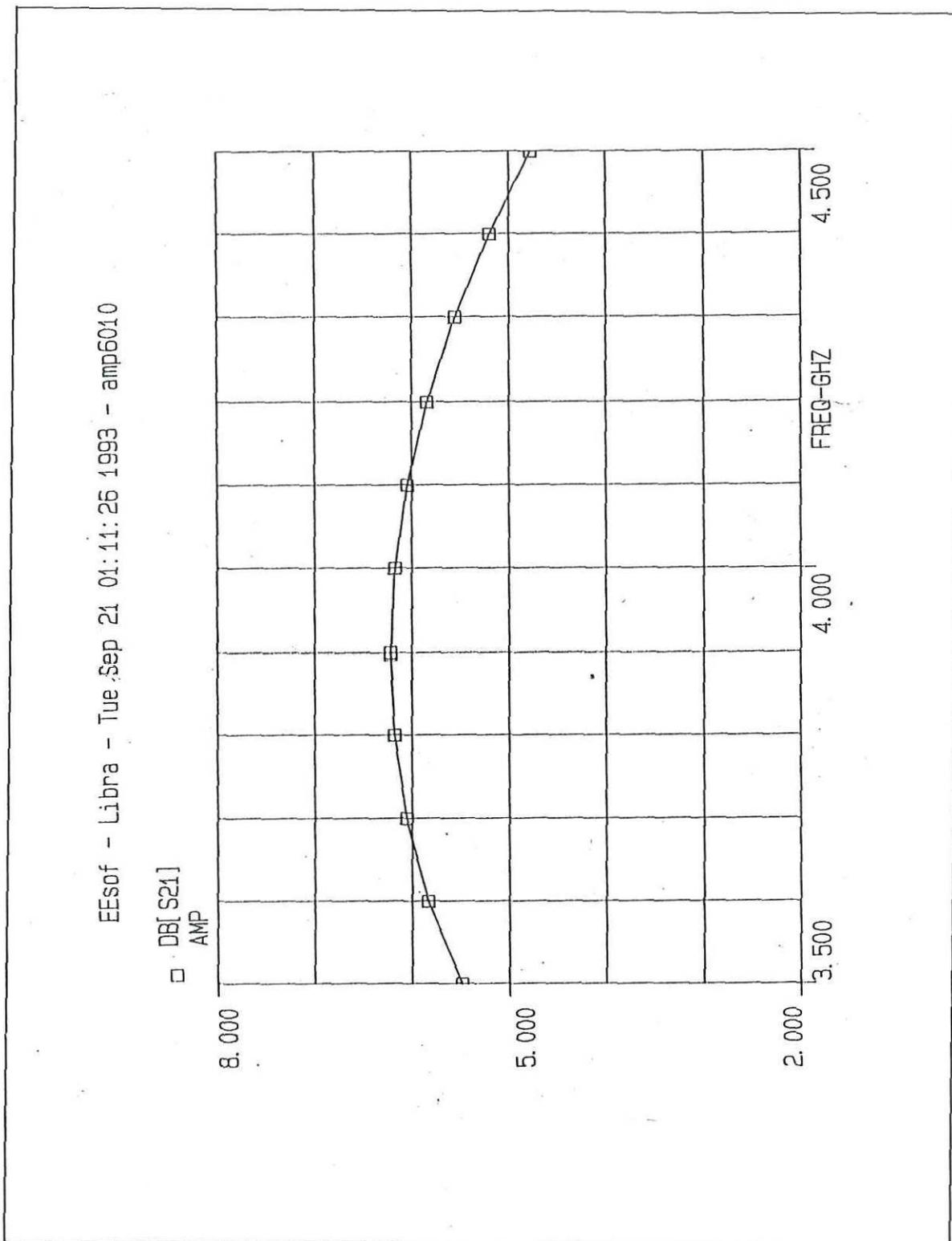


Figura 58. Simulación en ACADEMY de la ganancia del ARM.

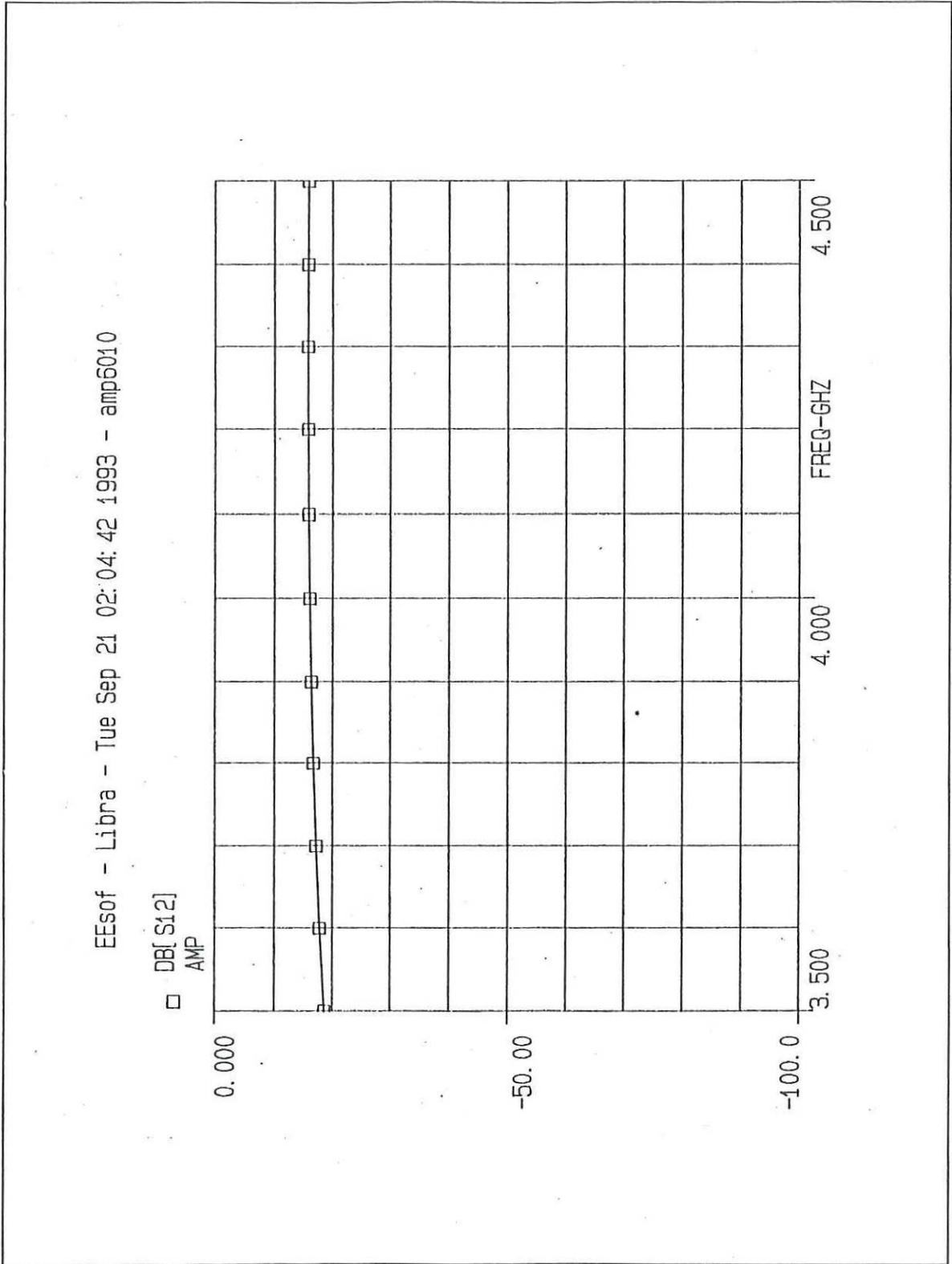


Figura 59. Simulación en ACADEMY de la ganancia inversa del ARM.

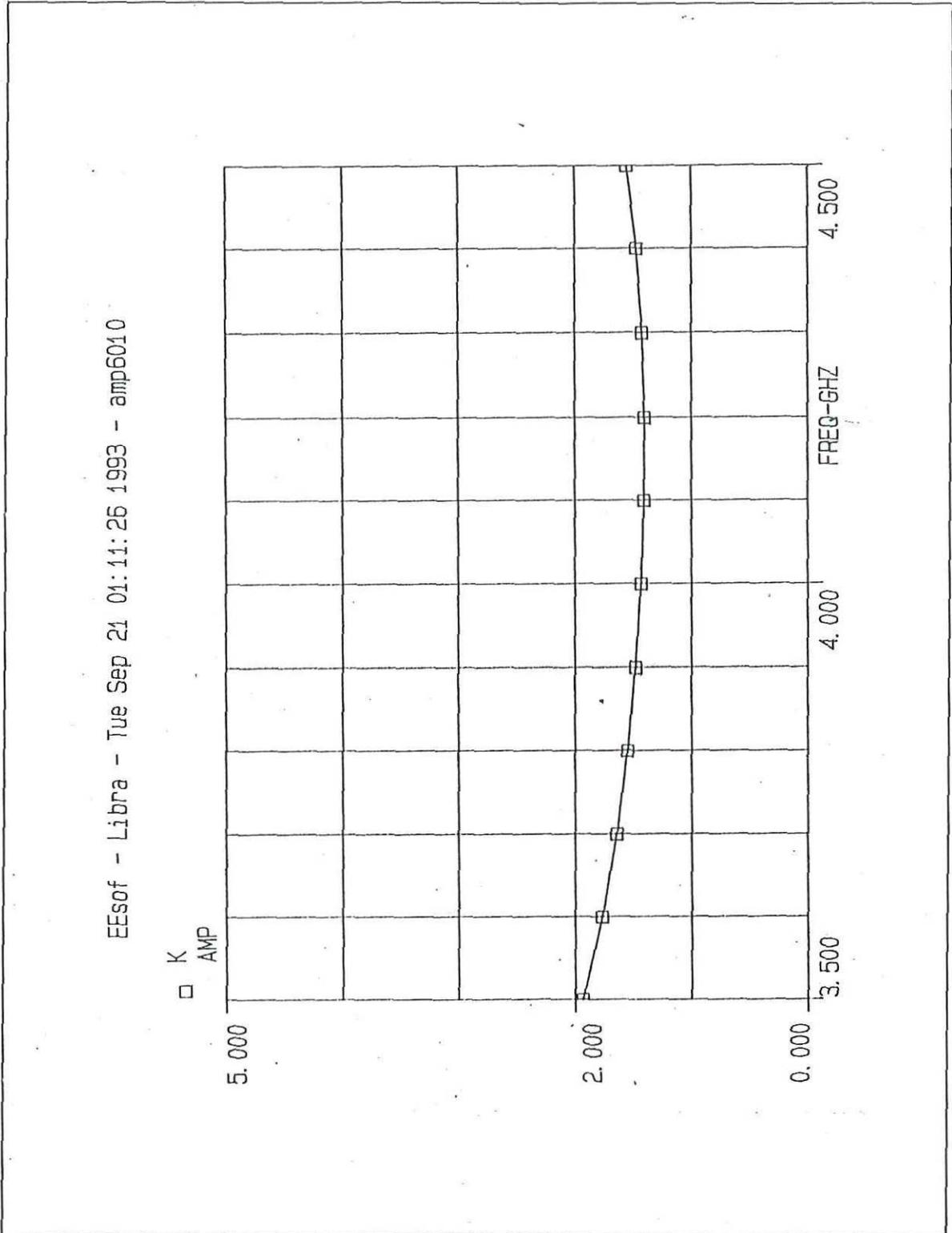


Figura 60. Simulación en ACADEMY del factor de estabilidad del ARM.

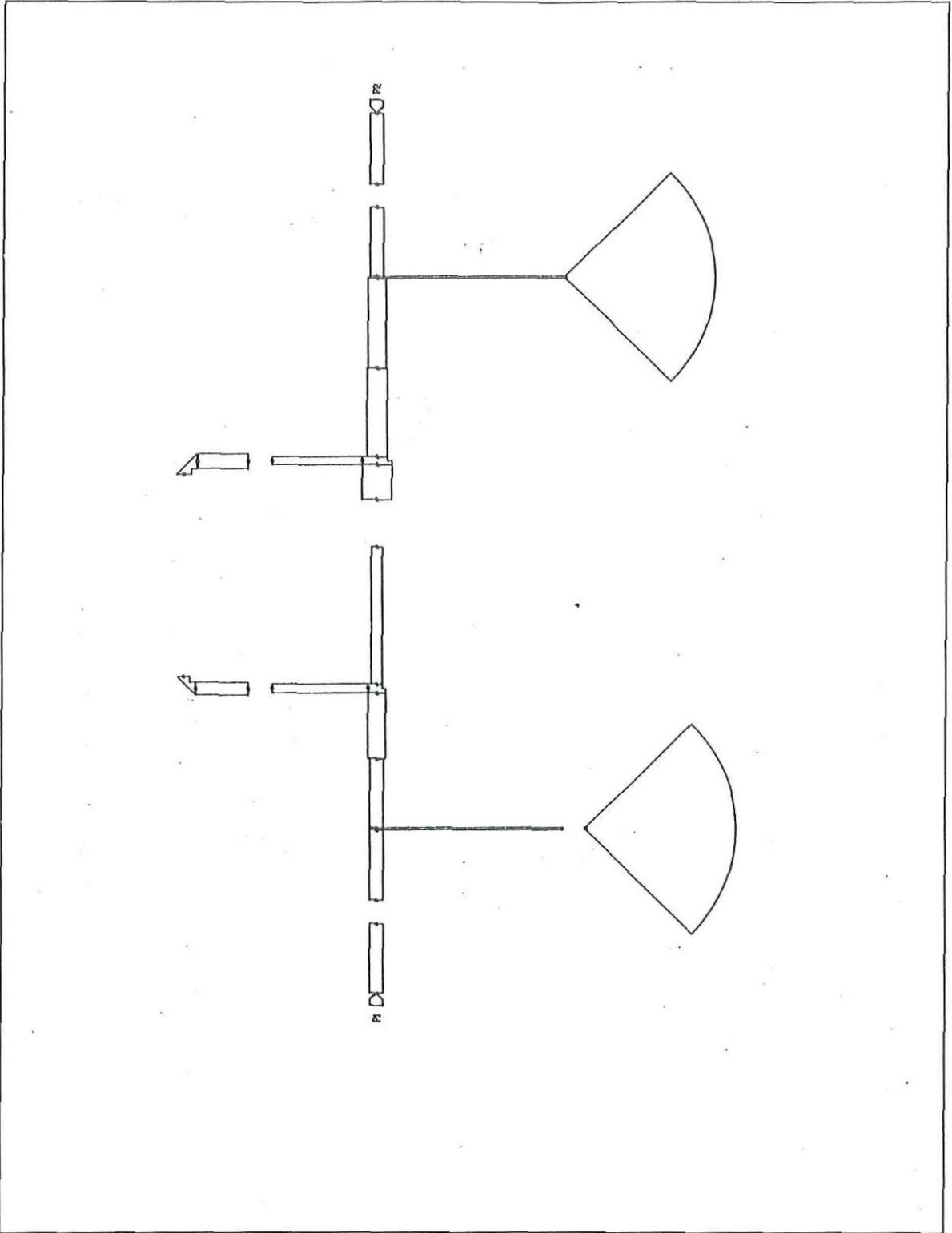


Figura 61. Mascarilla del ARM obtenida en el programa ACADEMY.

Se utilizan elementos concentrados (capacitores de 130 pF) como bloqueadores de DC para tener aislamiento de la polarización de compuerta y drenaje. Se utiliza uno para cada terminal y otro para la retroalimentación.

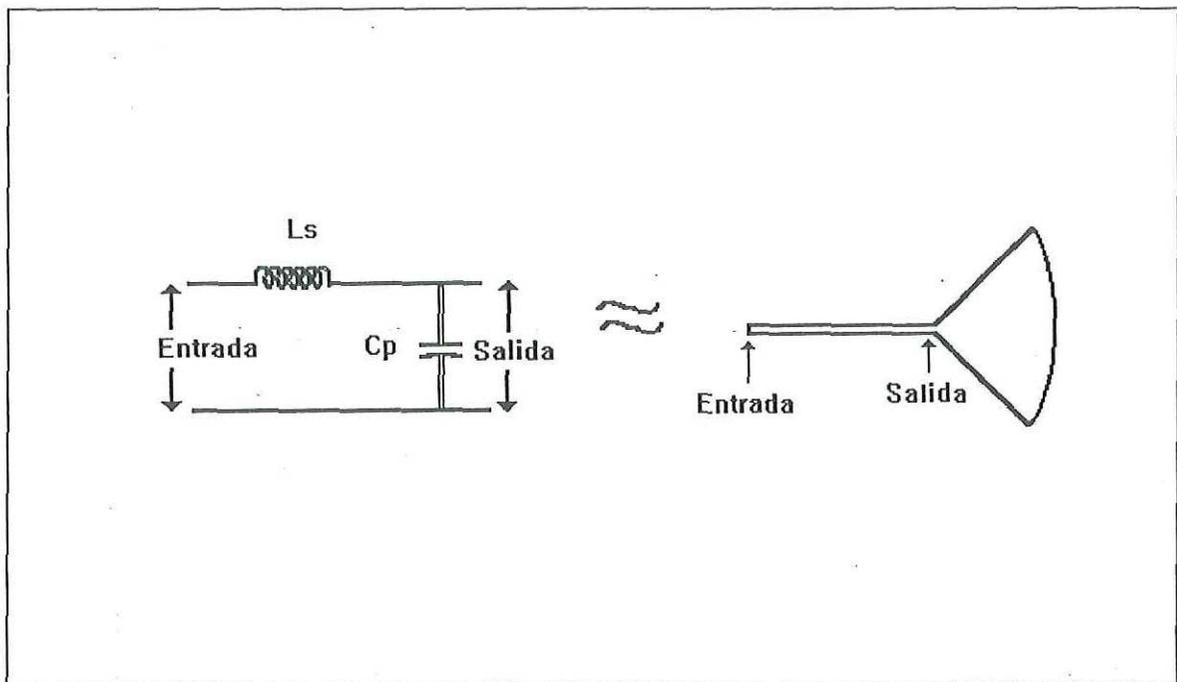


Figura 62. Estructura de filtro pasabajos y circuito equivalente.

VI.7.- Construcción del amplificador retroalimentado.

VI.7.1.- Obtención de las mascarillas.

Con el programa ACADEMY se obtuvieron las dimensiones de las mascarillas, las cuales se construyeron con el proceso de fotograbado [Laverghetta, 1984]. en material Droid 6010 que tiene una constante dieléctrica de 10.5. El procedimiento de elaboración de mascarillas consistió en la obtención de una película fotografica (mascarilla) para utilizarla en el proceso de grabado de la microcinta en el material Duroid 6010.

VI.7.1.1.- Elaboración de la película fotográfica.

Se traza primero un dibujo a escala de las microcintas con una relación de 20:1 en un material utilizado en artes gráficas (Rbylith), Este material consiste de una hoja de mylar cubierta con una capa desprendible de un material color rojo, de esta forma se pega el rbylith en una pantalla traslúcida iluminada por la parte posterior y se toma una fotografía del dibujo, obteniéndose por lo tanto después del proceso de revelado una foto que corresponde al positivo del dibujo de las microcintas con las dimensiones reales debido a que la foto fue tomada a la distancia adecuada al dibujo escalado.

VI.7.1.2.- Grabado de las microcintas.

Para tener un buen grabado de las microcintas es necesario primero limpiar adecuadamente el material Duroid 6010 perfectamente con alcohol, acetona y agua destilada para después introducirse en el horno. Posteriormente se le aplicó un material fotosensible (fotoresina) uniformemente, con un girador centrífugo y se introdujo al horno por un tiempo de tres minutos. Después el sustrato se expone a luz ultravioleta con la mascarilla colocada sobre la resina, para hacer un revelado de la resina. De esta forma, todas las áreas expuestas a la luz ultravioleta se eliminan con el decapado metálico que se hace con cloruro férrico. La película fotográfica y la microcinta se analizan en microscopio para confirmar que las dimensiones sean las definidas inicialmente.

VI.7.2.- Recinto metálico.

El recinto de un circuito de microondas hace la diferencia con otros recintos dado que debe tener un buen plano de tierra, toda la cara inferior de la microcinta debe estar en contacto con el recinto. El recinto se construyó con Aluminio por ser ligero, de bajo peso, fácil de trabajar y costo adecuado.. Las dimensiones del recinto se hicieron con una buena

precisión para que coincidieran perfectamente los conectores con la microcinta en altura y centrado debido a que la unión es por contacto, y que coincidan también las microcintas con el transistor, las dimensiones del recinto se hicieron también con precisión a las dimensiones de las mascarillas sin que afecte considerablemente la temperatura, porque los coeficientes de expansión del aluminio y el Duroid 6010 son casi iguales. Se dispuso en el recinto de una pieza de aluminio que presione a las terminales de fuente del transistor para tener un buen contacto a tierra sin necesidad de soldar estas terminales. Se le agregó al recinto dos conectores SMA para entrada y salida de señales de microondas. También se le colocaron filtros pasa bajas en forma de conector para alimentación de drenaje, compuerta, así como otro conector a tierra.

VI.7.3.- Integración total del amplificador.

Las microcintas se adhirieron al recinto metálico con epoxy conductivo de plata, este material es ampliamente utilizado en circuitos de microondas como un pegamento debido a que es un excelente conductor. Se le pegaron los elementos concentrados (resistencias y capacitores) y el transistor con pintura de plata, y se soldaron los conectores de polarización con la red de polarización a través de un hilo metálico y el inductor con las líneas de microcinta. Los conectores SMA se colocaron en el recinto con tornillos y se unieron a la microcinta por contacto. El desarrollo de esta tarea requiere de mucha paciencia para tener la mayor precisión posible y evitar por lo tanto cavidades que se pudieran generar, las cuales pueden producir frecuencias de resonancia espurias.

VI.8.- Caracterización y sintonización del amplificador retroalimentado.

Se midió el amplificador retroalimentado con el analizador de redes HP 8510 C, en la figura 63 se muestra el montaje utilizado el cual sólo requiere además del analizador de

redes la polarización del transistor. De esta forma se obtuvieron los parámetros S, que muestran el desempeño del circuito.

El amplificador construido no lograba cumplir las especificaciones de diseño, por lo que fue necesario realizar una sintonización. Esta sintonización estaba contemplada con el inductor de retroalimentación, se modificó la inductancia hasta lograr la más adecuada, sin embargo, fue necesario agregar segmentos de líneas conductoras y un segmento de ferrita sobre las líneas de microcinta.

La necesidad de una técnica de sintonización también conocida como sintonización post-fabricación se debe a que durante el proceso de manufactura los valores finales de las dimensiones de los elementos del circuito pueden sufrir desviaciones de los valores nominales y debido también a la tolerancia de las características del material de la microcinta (K_r , h , t , etc.), además de que los parámetros de dispersión se tomaron de las hojas de datos del fabricante introducidas en el programa ACADEMY sin ser efectivamente los parámetros reales del transistor.

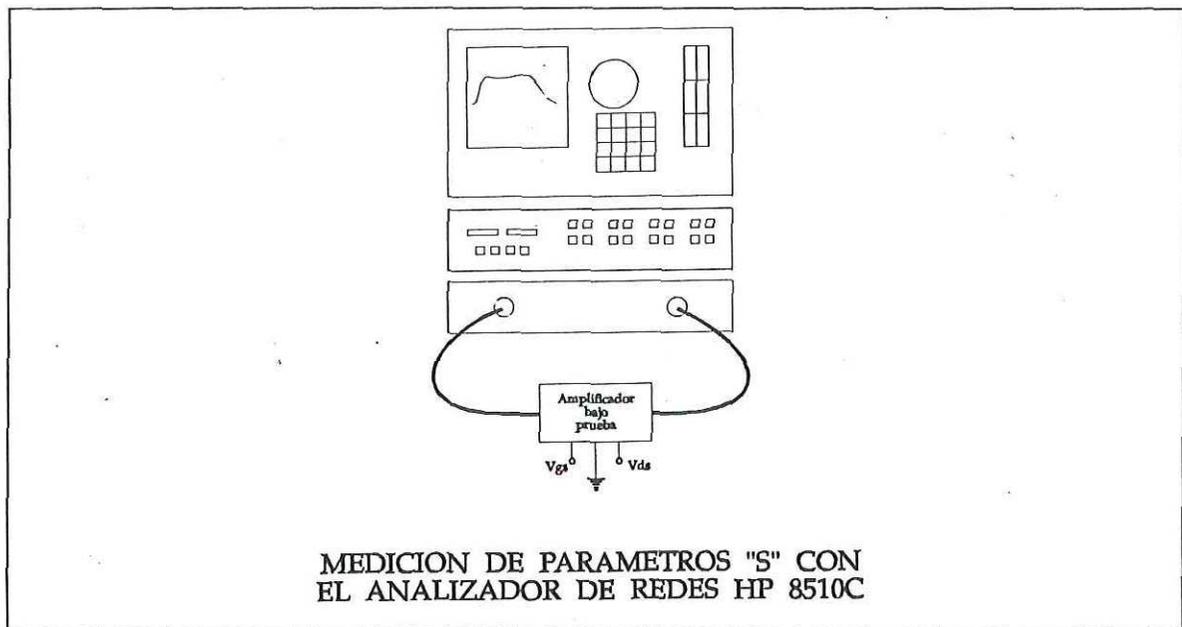


Figura 63. Montaje para medición de los parámetros S con el analizador de redes.

Las mediciones finales del amplificador retroalimentado con sintonización se muestran en las figuras 64, 65, 66, y 67. En las figuras 64 y 65 se muestran los acoplamientos de entrada y salida respectivamente como se puede observar ambos acoplamientos se lograron obtener de acuerdo a las especificaciones de diseño, comparando con los resultados obtenidos en la simulación (figuras 54 y 56), se puede observar una gran similitud con una ligera mejoría en los datos medidos en la parte alta del intervalo de frecuencias. En la figura 66 se muestra la característica de S_{21} , la cual también muestra una gran similitud (ganancia ≈ 6 dB) con la gráfica de la figura 58 que muestra la simulación del amplificador. existe una ligera diferencia entre la gráfica medida y simulada alrededor de 4.2 GHz teniendose una pequeña degradación en los datos medidos. La ganancia inversa S_{12} se muestra en la figura 67, la cual es de alrededor de -24 dB, observandose una mejor respuesta de ganancia inversa en la gráfica de valores medidos con respecto a los valores calculados (figura 59) en la cual se tiene que S_{12} es de alrededor de -15 dB.

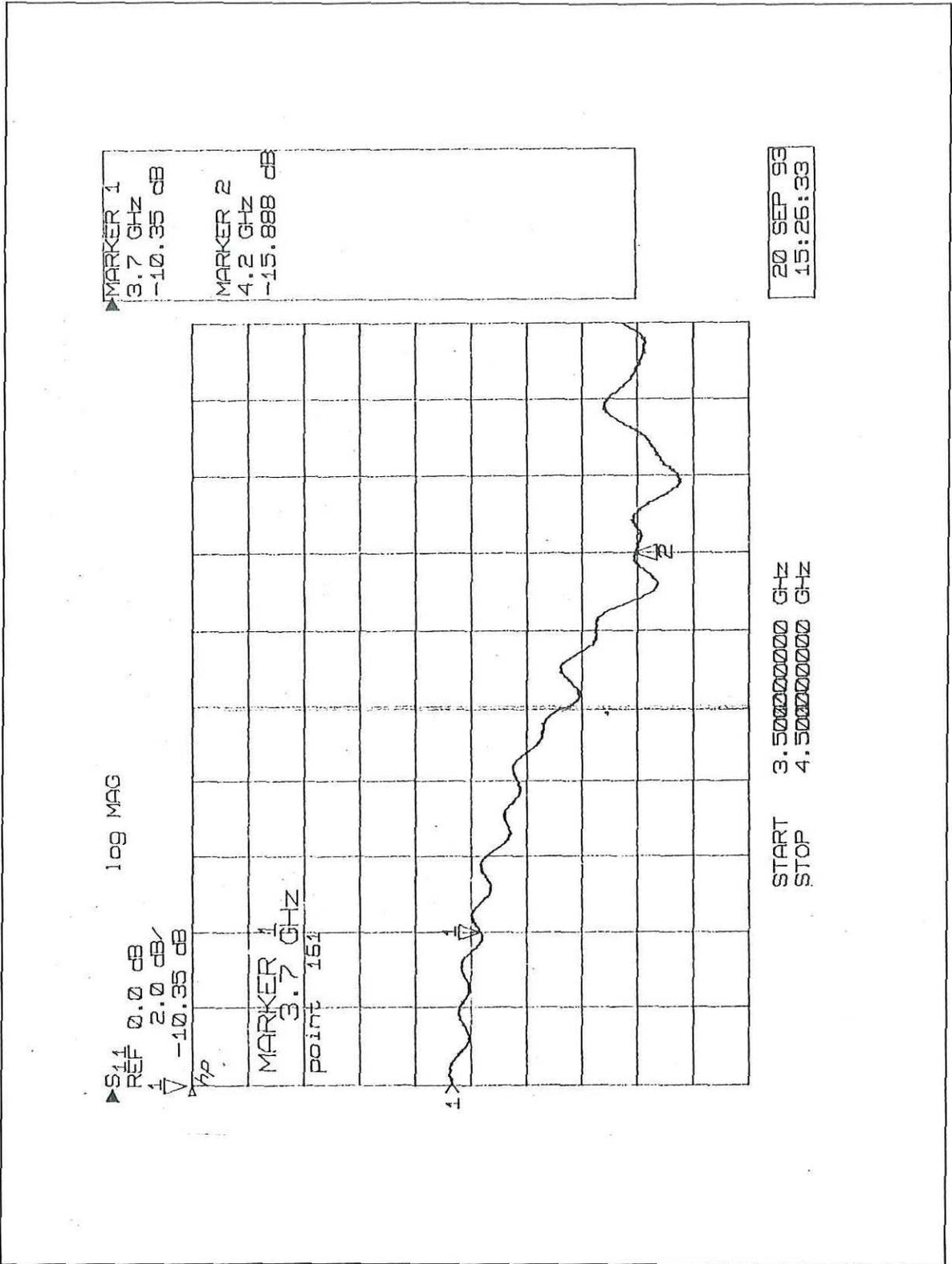


Figura 64. Acoplamiento de entrada medido del ARM.

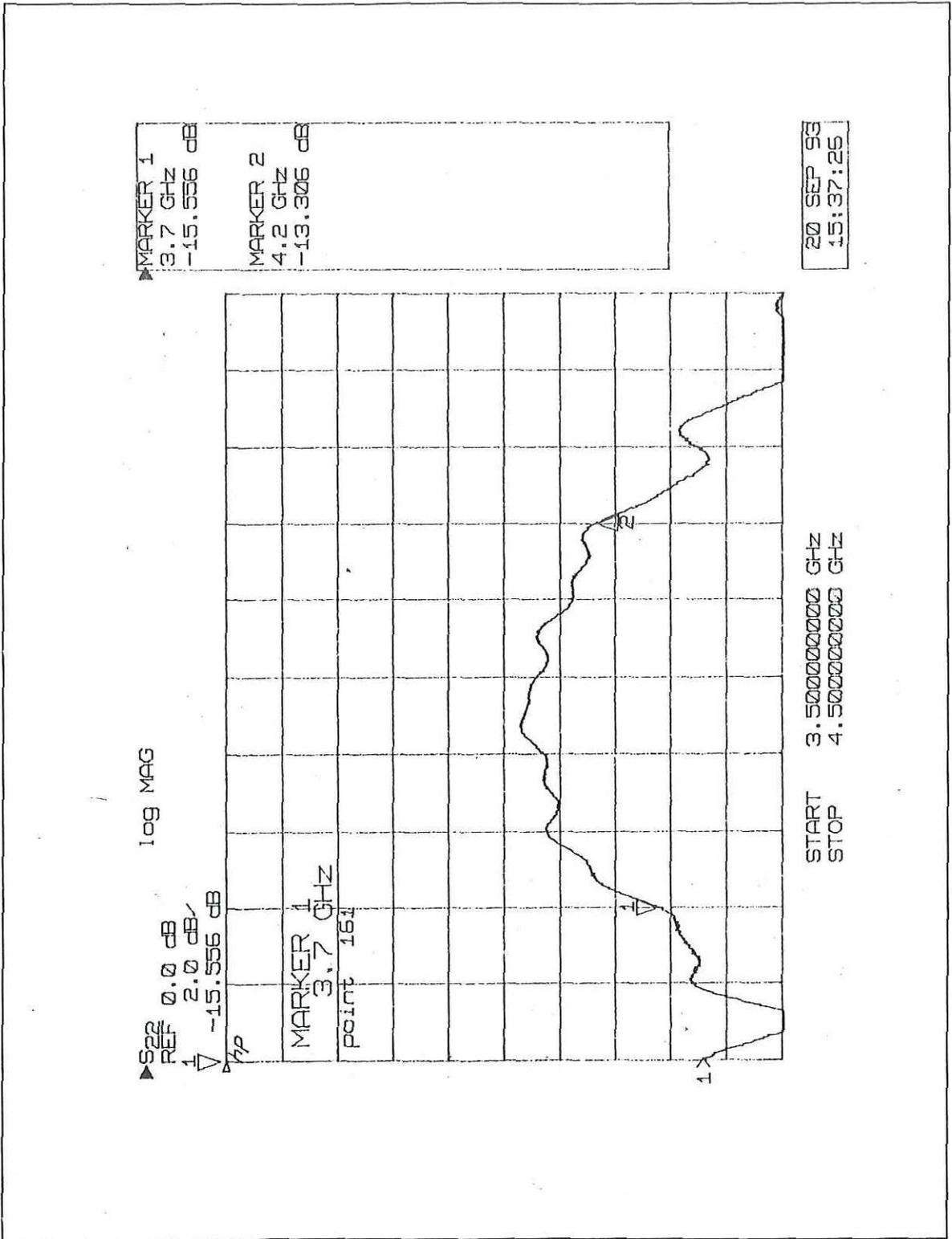


Figura 65. Acoplamiento de salida medido del ARM.

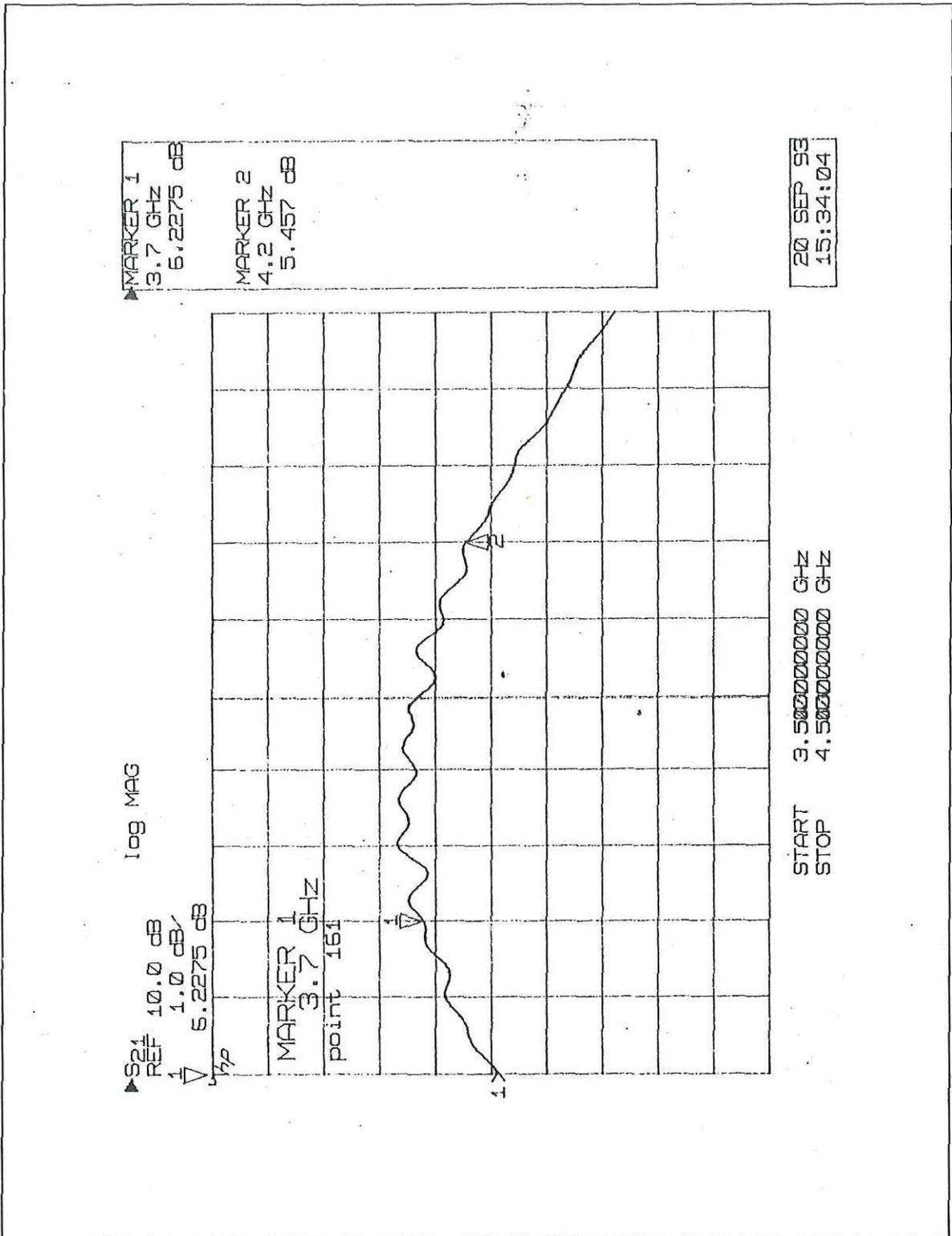


Figura 66. Ganancia medida del ARM.

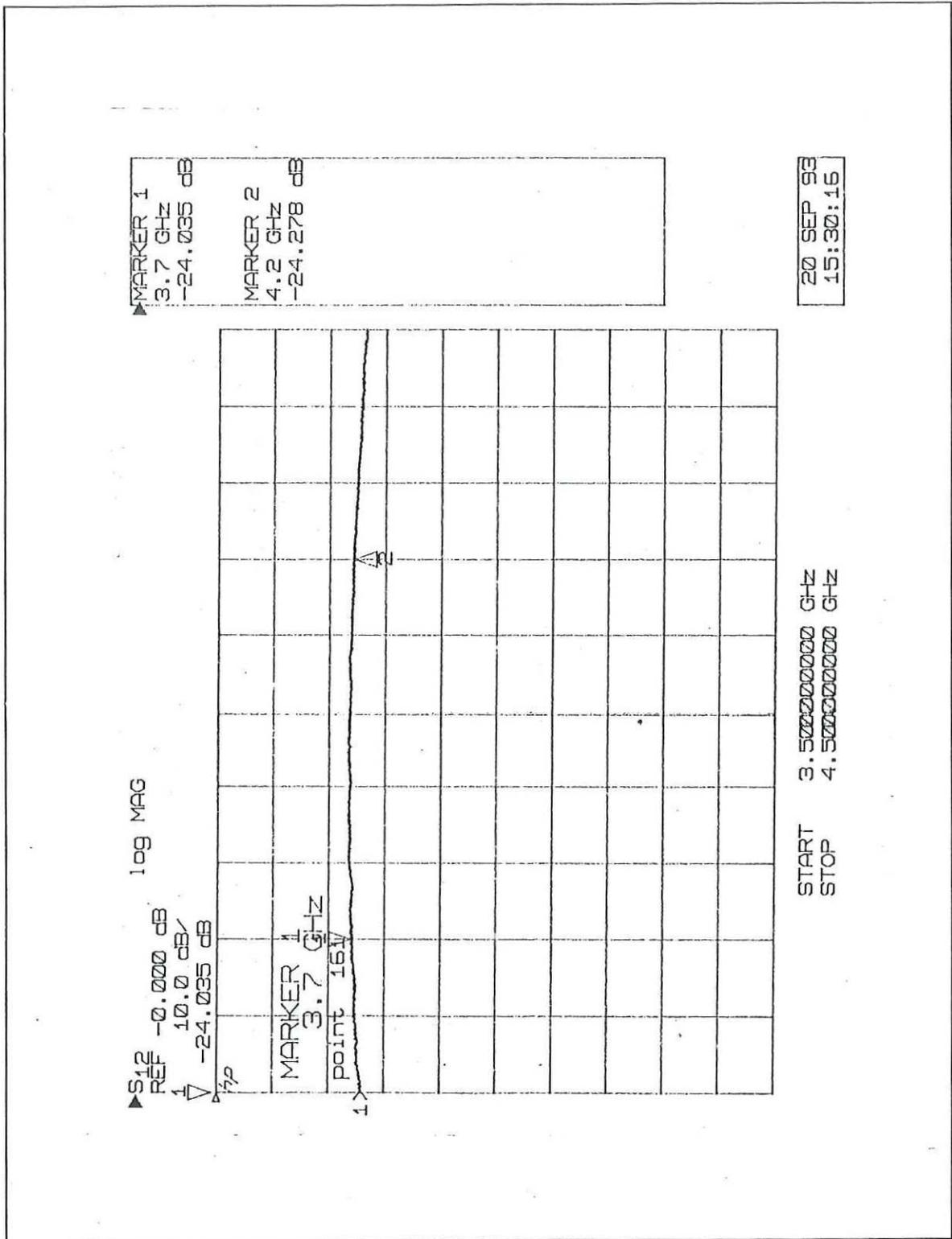


Figura 67. Ganancia inversa medida del ARM.

VII.- CONCLUSIONES.

VII.1.- Análisis de resultados y discusión.

Se diseñó y construyó un circuito opto-transmisor de banda ancha que opera en el intervalo de frecuencias de la banda C de microondas (3.7 a 4.2 GHz). El opto-transmisor consiste básicamente de dos etapas, la etapa de transmisión óptica y la etapa de acondicionamiento de la señal. En la etapa de transmisión óptica se utilizó un diodo láser comercial de gran ancho de banda, para el cual se diseñó y construyó circuitería de control de temperatura, control de potencia, sistemas de protección, sistemas de alarma, y sistemas de monitoreo. Se hicieron mediciones de las características estáticas y dinámicas que proporcionan información para el diseño de la etapa de acondicionamiento de señal. En la etapa de acondicionamiento de la señal, se desarrollaron programas de uso específico para el cálculo y la síntesis de las redes de adaptación, así como para la obtención de los parámetros S del transistor retroalimentado. Se obtuvo un diseño óptimo de este amplificador con la ayuda del simulador de circuitos lineales ACADEMY. Para validar el diseño se construyó el amplificador utilizando un transistor comercial tipo MESFET (NEC 720).

VII.2.- Aportaciones del trabajo realizado.

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

- a) Se incursionó en los sistemas de comunicaciones ópticas que operan con subportadoras en el intervalo de microondas, 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. La etapa de recepción se realizó en otro trabajo de tesis [Martínez, 1993].

- b) Se utilizó el programa comercial ACADEMY para el diseño de circuitos de microondas. Con este programa se simuló y optimizó el comportamiento del amplificador de mediana potencia de microondas.
- c) Se diseñó por vez primera en el CICESE un amplificador retroalimentado de microondas de mediana potencia, proponiendo una metodología de diseño. Esta es una aportación relevante debido a que la retroalimentación, a pesar de ser poco usual por su complejidad de análisis, diseño, y construcción, presenta ventajas que no se lograrían de otra manera. La técnica de retroalimentación es conveniente para transistores que no satisfacen las especificaciones de diseño o para amplificadores que tienen una respuesta adecuada pero a frecuencias mayores de diseño, como los transistores HEMT, los cuales se están empleando en los nuevos sistemas de microondas sustituyendo a los transistores MESFET.
- d) Se desarrolló un sistema de control de temperatura, un sistema de control de potencia óptica, y sistemas de protección del diodo láser, así como sistemas de monitoreo y alarmas en un espacio reducido y a un costo mínimo.

VII.3.- Recomendaciones.

- a) Se deben mejorar los procedimientos de construcción y montaje del amplificador de microondas. Debido a que en la construcción de las mascarillas y microcinta se tienen procesos de apreciación que pueden producir errores en las dimensiones.
- b) Para el montaje del amplificador de microondas se debe tener un cuidado especial en las dimensiones del recinto metálico debido a que los conectores se unen con las microcintas por contacto, y la construcción del amplificador se debe hacer con mucho cuidado para evitar cavidades resonantes que pueden hacerlo oscilar.

- c) 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.
- d) Se recomienda caracterizar completamente al transistor para la obtención de los parámetros S reales, los cuales son fundamentales en el diseño del amplificador.
- e) A pesar de que se incrementa el costo, se recomienda utilizar un sistema de control de temperatura para el diodo láser, que se encuentra disponible en el mercado debido a que las dimensiones se reducirían considerablemente.

VII.4.- Conclusiones finales.

Se diseñó y construyó el opto-transmisor, integrando las etapas de amplificación de microondas y transmisión óptica. Se dejó trabajando el sistema optoelectrónico para el buen funcionamiento del diodo láser y se construyó un amplificador retroalimentado, el cual mostró una respuesta medida que se asemeja bastante a los resultados calculados en el programa ACADEMY. Se logró una conclusión satisfactoria en una primera experiencia de diseño de amplificadores de este tipo en el CICESE, aunque haya sido necesaria una etapa de sintonización.

Por otro lado, se dejó establecida la metodología para el diseño de los amplificadores retroalimentados de mediana potencia con ayuda del paquete ACADEMY.

La continuación de este trabajo de tesis es la realización de un sistema opto-transmisor integrado en un sólo sustrato, en el cual se emplearán redes de acoplamiento reactivas de banda ancha, las cuales permitirían un máximo aprovechamiento de la potencia de RF que modula al diodo láser, debido a que el láser tiene una impedancia de alrededor de

5 Ω y al acoplarse con 50 Ω se tiene una pérdida de potencia apreciable en la resistencia en serie de 45 Ω .

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.
- 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.
- Boylestad Robert and Louis Nashelsky. 1983, "Electrónica teoria de circuitos". Prentice-Hall, Inc.
- 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.
- El-Rabaie S. 1990. "A CAD Package for Microwave Integrated Circuit Design". Microwave Journal. 275-282.
- Fukui, H. 1979. "Determination of the Basic Device Parameters of a GaAs MESFET". The Bell System Technical Journal. 58 (3) : 771-797.
- 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.
- Grimes, Gary. 1989. "Remoting Antennas With High Speed Analog Fiber Optics". MSN. : 41-47.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Kay, Judith A. 1990. "Fiber-Optic Links Quell Leaks in Recon Receivers". *Microwaves \propto RF*. 87-96.
- Keiser, Gerd. 1983. "Optical Fiber Communications". Mc Graw-Hill, Inc.
- La Chapelle, de Michael. 1989. "Computer-Aided Analysis and Design of Microwave Fiber-Optic Links". *Microwave Journal* (september). 179-186.
- Lasertron, 1993. "Microwave Fiber-Optic Link Design and Performance Considerations". Application Note. Lasertron , Inc.. Burlington, MA.
- Laverghetta Thomas. 1984. "Microwave Materials and Fabrication Techniques". Artech House Inc.
- Liechti Charles A. 1976. "Microwave Field-Effect Transistors 1976". *IEEE-MTT*. vol, MTT-24, No. 6. 279-300.
- Martínez, Rosas Miguel Enrique. 1993. "Sistema de Recepción de Señales de Banda Ancha por Fibras Opticas". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.
- 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.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- 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 Vía Satélite". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría
- National, 1989. "General Purpose Linear Devices Databook". National Semiconductors Co., Santa Clara, Ca.
- Niclas, Karl B. 1980. "GaAsMESFET Feedback Amplifiers Design Considerations and Characteristics". Microwave Journal.
- Niclas, Karl B., Walter T. Wilser, Richard B. Gold, and William R. Hitchens. "The Matched Feedback Amplifier: Ultra Wide-Band Microwave Amplification with GaAs MESFETs". IEEE-MTT.: 285-294
- Pavio Anthony M. Jr. 1982. "A Network Modeling and Design Method for a 2-18 GHz Feedback Amplifier". IEEE-MTT.
- Pengelly, R.S. 1981. "Application of Feedback Techniques to the Realisation of Hybrid and Monolithic Broadband Low Noise and Power GaAFET Amplifiers". Electronics Letters. vol. 17 No. 21.
- Petersen, Wendall C., Aditya Gupta, and D. R. Decker. 1983. "A Monolithic GaAs DC to 2 GHz Feedback Amplifier". IEEE-MTT: vol. 31, No. 1.
- Pieter, L.D. Abrie. 1985. "The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers". Artech House, Inc.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Pozar, David M. 1990. "Microwave Engineering". Addison-Wesley Publishing Company.
- Priolo Martin, Curtis Barratt, and Gary St. Onge. 1989. "2 to 8 GHz Gain Monolithic Feedback Amplifier". Microwave Journal.
- 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.
- Soares Robert, Jaques Graffeuil, and Juan Obregon. 1983. "Applications of GaAs MESFETs". Artech House Inc.
- Somer Jerry. 1991. "Resistive Feedback Aids Broadband Amplifier Design". Microwaves \propto RF.
- Tobey, Gene E. and G. Graeme. 1985. "Amplificadores Operacionales Diseño y aplicacion". Editorial Diana.
- Vendelin, George D., Pavo Anthony M., and Rohde Ulrich L. 1990. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques". John Wiley & Sons, Inc.
- Way, W. I., R. S. Wolff, M. Krain. 1987. "A 1.3- μ m 35-km Fiber-Optic Microwave Multicarrier Transmission System for Satellite Stations". Journal of Lightwave Technology": 1325-1331.

APENDICE

Obtención de las ecuaciones para el valor de la resistencia de retroalimentación óptima.

Para el siguiente análisis se parte del circuito amplificador retroalimentado básico de la figura 42. El modelo del transistor en señal pequeña se muestra en la figura A1, sin embargo, los valores de los elementos reactivos son pequeños y a frecuencias menores a 1.5 GHz estas se pueden despreciar, por lo que se puede emplear el modelo en baja frecuencia. El uso de este modelo se justifica por el hecho de obtener finalmente ecuaciones simples de diseño.

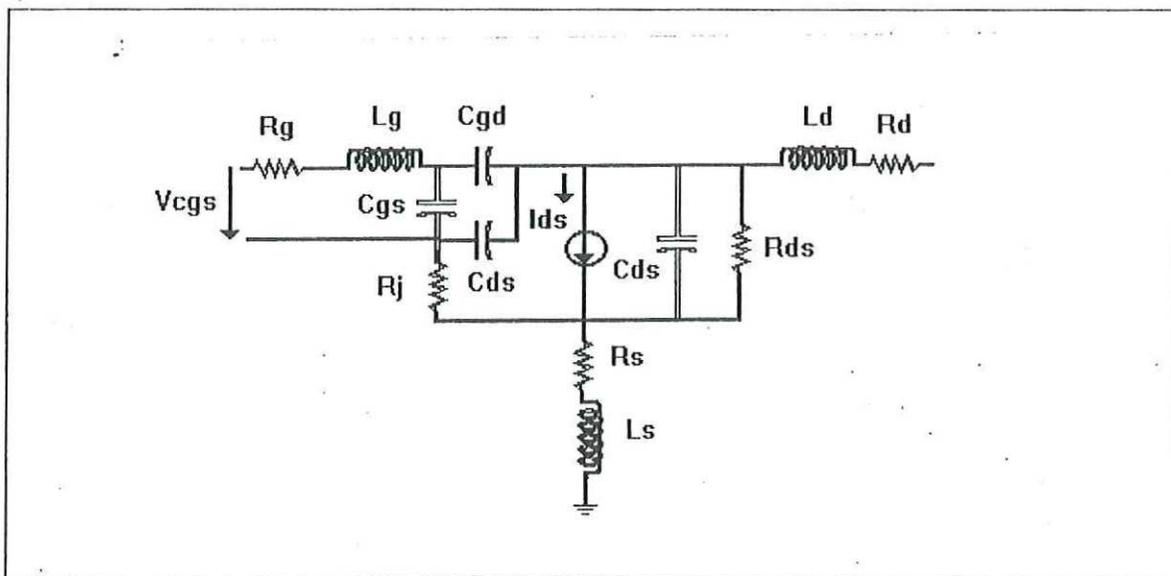


Figura A1. Modelo del transistor GaAs MESFET.

El análisis se hace con el modelo que se muestra en la figura A2, el cual considera la resistencia de retroalimentación R_{FB} .

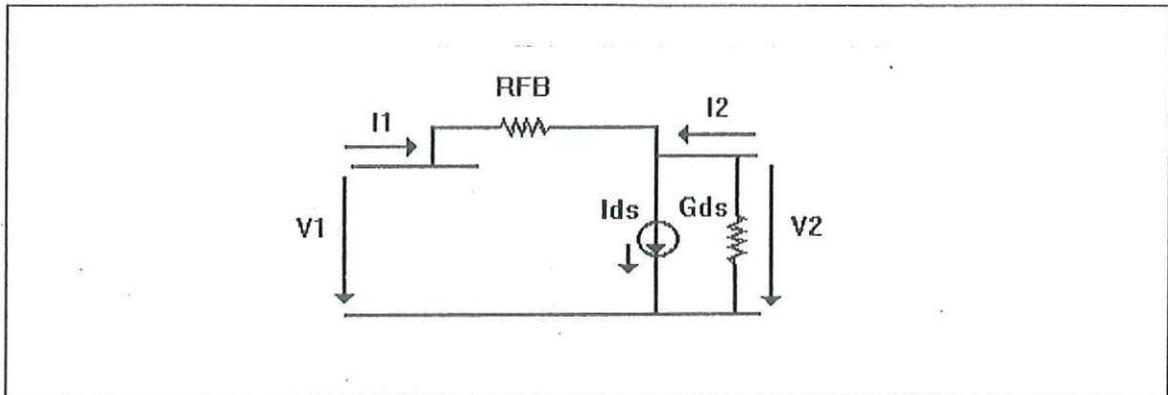


Figura A2. Modelo en baja frecuencia del amplificador retroalimentado básico.

Obtención de la matriz de conductancia del modelo en baja frecuencia.

De la figura A3 se obtiene Y_{11} , donde:

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} \quad (\text{A1})$$

$$Y_{11} = \frac{1}{R_{FB}} = G_{FB} \quad (\text{A2})$$

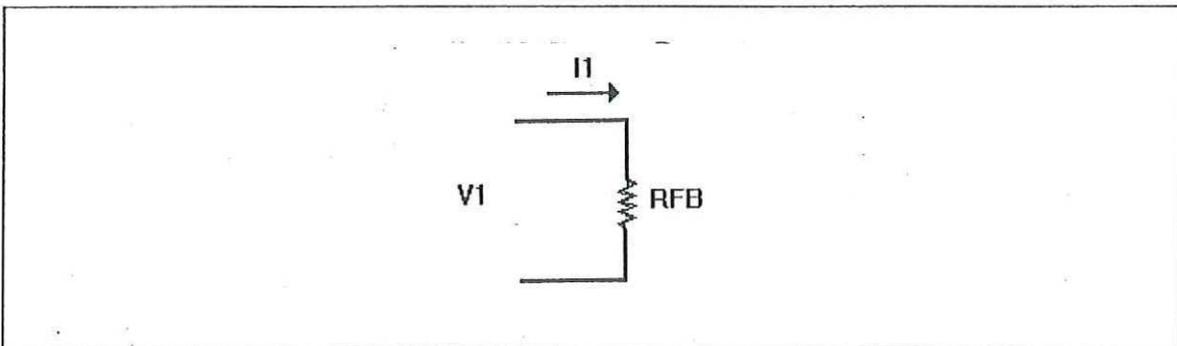


Figura A3. Circuito eléctrico para la obtención de Y_{11} .

De la figura A4 se obtiene Y_{12} , donde:

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (\text{A3})$$

$$Y_{12} = -\frac{1}{R_{FB}} = -G_{FB} \quad (\text{A4})$$

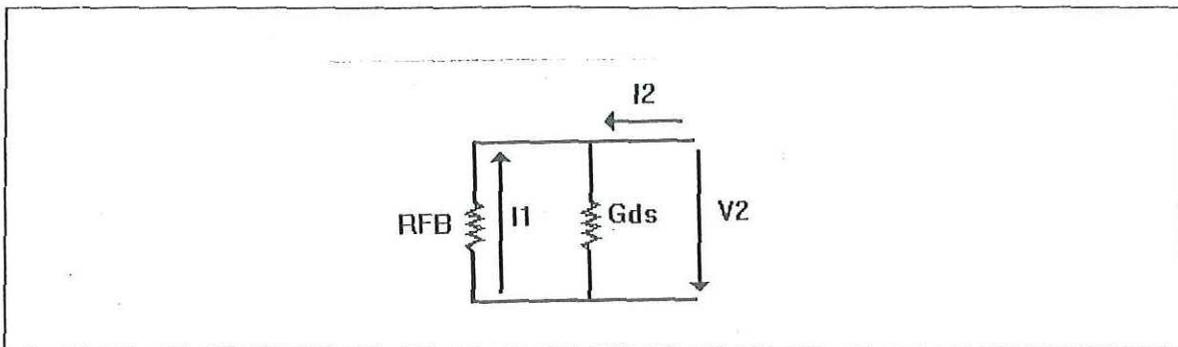


Figura A4. Circuito eléctrico para la obtención de Y_{12} y Y_{22} .

De la figura A5 se obtiene Y_{21} , donde:

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (\text{A5})$$

$$I_{ds} = I_1 + I_2 \quad (\text{A6})$$

$$I_2 = I_{ds} - I_1 \quad (\text{A7})$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_{FB}} \quad (\text{A8})$$

$$I_{ds} = g_m V_1 \quad (\text{A9})$$

$$I_2 = -\frac{V_1}{R_{FB}} + g_m V_1 = (g_m - G_{FB})V_1 \quad (\text{A10})$$

$$Y_{21} = g_m - G_{FB} \quad (\text{A11})$$

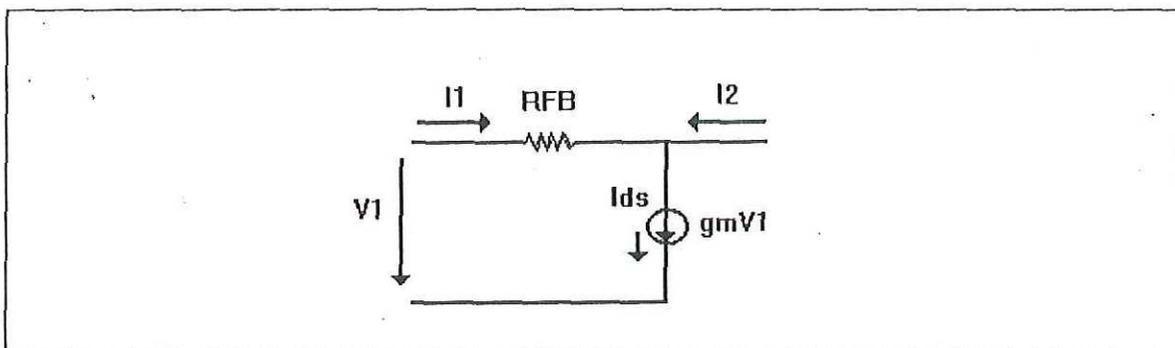


Figura A5. Circuito eléctrico para la obtención de Y_{21} .

De la figura A4 se obtiene también Y_{22} , donde:

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (\text{A12})$$

$$V_2 = I_2 (R_{FB} \parallel \frac{1}{G_{ds}}) \quad (\text{A13})$$

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} = G_{FB} + G_{ds} \quad (\text{A14})$$

Representandolo matricialmente.

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{FB} & -G_{FB} \\ g_m - G_{FB} & G_{FB} + G_{ds} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A15})$$

Por lo tanto:

$$Y_{11} = G_{FB} \quad (\text{A16})$$

$$Y_{12} = -G_{FB} \quad (\text{A17})$$

$$Y_{21} = g_m - G_{FB} \quad (\text{A18})$$

$$Y_{22} = G_{FB} + G_{ds} \quad (\text{A19})$$

Conversión de parámetros Y a parámetros S.

sustituyendo los valores de la matriz Y en las ecuaciones siguientes:

$$S_{11} = \frac{(1 - Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (\text{A20})$$

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (\text{A21})$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (\text{A22})$$

$$S_{22} = \frac{(1 + Y_{11}Z_0)(1 - Y_{22}Z_0) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (\text{A23})$$

con lo que se tienen por lo tanto los valores de la matriz S.

$$S_{11} = \frac{1}{\Sigma} \left[\frac{R_{FB}}{Z_0} (1 + G_{ds} Z_0) - (g_m + G_{ds}) Z_0 \right] \quad (A24)$$

$$S_{12} = \frac{2}{\Sigma} \quad (A25)$$

$$S_{21} = \frac{-2}{\Sigma} [g_m R_{FB} - 1] \quad (A26)$$

$$S_{22} = \frac{1}{\Sigma} \left[\frac{R_{FB}}{Z_0} (1 - G_{ds} Z_0) - (g_m + G_{ds}) Z_0 \right] \quad (A27)$$

$$\Sigma = 2 + (g_m + G_{ds}) Z_0 + \frac{R_{FB}}{Z_0} (1 + G_{ds} Z_0) \quad (A28)$$

Para tener un VSWR de entrada y salida iguales:

$$R_{FB} = (g_m + G_{ds}) Z_0^2 \quad (A29)$$

con lo que los parámetros S son:

$$S_{11} = -S_{22} = \frac{G_{ds} Z_0^2}{\Sigma} (g_m + G_{ds}) \quad (A30)$$

$$S_{12} = \frac{2}{\Sigma} \quad (A31)$$

$$S_{21} = \frac{-2}{\Sigma} [g_m (g_m + G_{ds}) Z_0^2 - 1] \quad (A32)$$

$$\Sigma = 2 + (g_m + G_{ds}) (2 + G_{ds} Z_0) Z_0 \quad (A33)$$

Para tener un acoplamiento ideal, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (A34)$$

que sólo se puede obtener para $G_{ds} = 0$, y

$$R_{FB} = g_m Z_0^2 \quad (A35)$$

Con lo que:

$$S_{12} = \frac{1}{1 + g_m Z_0} \quad (A36)$$

$$S_{21} = 1 - g_m Z_0 \quad (\text{A37})$$

para un acoplamiento de salida ideal.

$$R_{FB} = \frac{g_m + G_{ds}}{1 - G_{ds} Z_0} Z_0^2 \quad (\text{A38})$$

$$S_{11} = \frac{g_m + G_{ds}}{1 - G_{ds} Z_0} Z_0^2 \quad (\text{A39})$$

$$S_{12} = \frac{1 - G_{ds} Z_0}{1 + g_m Z_0} \quad (\text{A40})$$

$$S_{21} = 1 - (g_m + G_{ds}) Z_0 \quad (\text{A41})$$

$$S_{22} = 0 \quad (\text{A42})$$

Para un acoplamiento de entrada ideal

$$R_{FB} = \frac{g_m + G_{ds}}{1 + G_{ds} Z_0} Z_0^2 \quad (\text{A43})$$

$$S_{11} = 0 \quad (\text{A44})$$

si se considera un compromiso entre VSWR y ganancia, se considera $G_{ds} Z_0 \ll 1$;

$G_{ds} \ll g_m$

entonces

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{\Sigma} \left[\frac{R_{FB}}{Z_0} - g_m Z_0 \right] \quad (\text{A45})$$

$$S_{12} = \frac{2}{\Sigma} \quad (\text{A46})$$

$$S_{21} = \frac{-2}{\Sigma} [g_m R_{FB} - 1] \quad (\text{A47})$$

con

$$\Sigma = 2 + g_m Z_0 + \frac{R_{FB}}{Z_0} \quad (\text{A48})$$

La condición para acoplamiento ideal ($S_{11} = S_{22} = 0$), requiere

$$R_{FB} = g_m Z_0^2 \quad (\text{A49})$$

La ganancia asociada es.

$$G = 20 \log(g_m Z_o - 1) \quad (\text{A50})$$