

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y
DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE AMPLIFICADORES
CON GAAP FET³ DE BAJO RUIDO PARA
COMUNICACIONES VIA SATELITE

TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS

ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

RESUMEN de la TESIS de ARTURO VELAZQUEZ VENTURA
presentada como requisito parcial para la obtención
del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA
con opción en INSTRUMENTACION ELECTRONICA Y
TELECOMUNICACIONES.

Ensenada, Baja California, México. Diciembre de 1980.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE AMPLIFICADORES CON
GaAs FETs DE BAJO RUIDO PARA COMUNICACIONES
VIA SATELITE.

Resumen aprobado:


ARTURO SERRANO SANTOYO
Director de Tesis

En el presente trabajo se presenta una alternativa para el diseño y construcción de amplificadores de bajo ruido para microondas.

Estos amplificadores utilizan transistores de efecto de campo fabricados con Arseniuro de Galio (GaAs FETs), los cuales han demostrado su eficiencia y superioridad sobre otros dispositivos en esta aplicación.

Los aspectos tratados incluyen el factor de ruido y la ganancia, ya que para la aplicación inmediata de estos amplificadores, se requiere que el nivel de ruido sea el mínimo posible asociado a una ganancia moderada.

La circuitería se realiza sobre microcinta abierta, para aprovechar las ventajas de esta tecnología en altas frecuencias y la facilidad de reproducción de circuitos.

Dentro del método de diseño que se utiliza en el desarrollo del trabajo, se incluyen secciones de análisis y optimización de redes con ayuda de

la computadora.

El procedimiento general se prueba con la construcción de un amplificador de una etapa, el cual presenta características cercanas a las especificaciones típicas de amplificadores de su tipo.

Los resultados experimentales muestran que el amplificador construido tiene una ganancia de 10.5 ± 1.5 dB y un factor de ruido de 3.8 ± 0.5 dB a lo largo de la banda de 3.7 a 4.2 GHz.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DEPARTAMENTO DE FISICA APLICADA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE AMPLIFICADORES CON GaAs FETs
DE BAJO RUIDO PARA COMUNICACIONES VIA SATELITE

TESIS

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

ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

Ensenada, B.C.N. , Diciembre de 1980.

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Director del Comité

Dr. Jorge Valerdi Caram, Miembro del Comité

Dr. José Pomalaza Díaz, Miembro del Comité



Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Miembro del Comité

M.C. Martín Celaya Barragán, Director del Departamento de
Física Aplicada



Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Coordinador Académico

Tesis presentada en Diciembre 17, 1980.

DEDICATORIA

A mi querida madre YOLANDA por sus constantes desvelos y el infinito amor que me ha brindado siempre.

A mi querido padre ERNESTO por su completo apoyo durante toda mi vida.

A mi amada esposa CUQUI por su paciencia y comprensión y por la dicha enorme que me ha dado con nuestra adorada hija ALEJANDRA IXCHEL... y por el nuevo rayo de alegría llamado ILEANA IVONNE.

A mis hermanos PAQUITO, VICTOR, JORGE, PEDRO, CHACHITA, GERARDO, RAUL, ERNESTO y LICHA por todo.

AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi profundo aprecio a mi asesor y director de tesis, el Dr. ARTURO SERRANO SANTOYO , por su sincero interés y su constante apoyo así como por los conocimientos que compartió conmigo, factores que contribuyeron enormemente en la realización de este trabajo.

De la misma manera quiero agradecer a los miembros de mi comité de tesis, Dr. JORGE VALERDI , Dr. JOSE POMALAZA y Dr. ENRIQUE CARRILLO, por la revisión del material presentado y las críticas al mismo.

Un agradecimiento especial a todo el personal académico y técnico del departamento de FISICA APLICADA del CICESE, por la ayuda ofrecida durante mis estudios de postgrado.

Mi reconocimiento al personal del Centro de Cálculo Electrónico del CICESE, por sus numerosas sugerencias y por las facilidades brindadas durante este tiempo.

Agradezco también, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su financiamiento económico.

CONTENIDO

		<u>Página</u>
I	INTRODUCCION GENERAL	
I.1	Antecedentes	1
I.2	Descripción de la solución propuesta	7
I.3	Organización de la tesis	7
II	ELEMENTOS BASICOS DE DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS	
II.1	Justificación del uso de GaAs FETs	9
II.2	Principios básicos de operación de un GaAs FET	13
II.3	Confiabilidad del dispositivo	17
II.4	Parámetros de dispersión	18
II.5	Estabilidad	21
II.6	Ganancia	23
II.7	Factor de ruido	29
II.7.1	Factor de ruido de etapas en cascada (Anón., 1980a)	33
II.7.2	Efectos de atenuadores o pérdidas sobre el factor de ruido de etapas en cascada	35
III	PRINCIPIOS DE CIRCUITOS EN MICROCINTA	
III.1	Aspectos generales	37
III.2	Ecuaciones básicas	39
III.2.1	Impedancia característica y constante dieléctrica efectiva	41
III.2.2	Dispersión en líneas de microcinta	43
III.2.3	Pérdidas en microcinta	45
III.3	Discontinuidades en circuitos de microcinta	49

		<u>Página</u>
III.3.1	Efectos de extremos abiertos	49
III.3.2	Efectos de cambio abrupto de impedancia	51
III.3.3	Otros efectos de discontinuidades	52
IV	DISEÑO DE AMPLIFICADORES PARA MICROONDAS	
IV.1	Alternativas de diseño	53
IV.1.1	Método gráfico	53
IV.1.2	Método de síntesis de redes	54
IV.1.3	Método de optimización	56
IV.2	Ejemplo de diseño	66
V	TRABAJO EXPERIMENTAL	
V.1	Aspectos generales	73
V.2	Obtención de las mascarillas	74
V.3	Grabado de los patrones	75
V.4	Mediciones de ganancia y factor de ruido	77
V.4.1	Polarización del transistor	77
V.4.2	Mediciones de ganancia y análisis de resultados	77
V.4.3	Mediciones de ruido y análisis de resultados	82
VI	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
VI.1	Observaciones generales	87
VI.2	Conclusiones	88
VI.3	Recomendaciones para futuros trabajos	89
	LITERATURA CITADA	91
	APENDICE I	97
	APENDICE II	98
	APENDICE III	105

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Diagrama a bloques de una estación terrena.	3
2	Diagrama a bloques de un amplificador de bajo ruido de una sola etapa.	5
3	Comparación entre transistores bipolares y GaAs FETs (Liechti, 1978).	12
4	Esquema de un transistor de efecto de campo con barrera de Shottky en la compuerta y canal tipo N.	14
5	Modelo de dos secciones utilizado para el análisis de FETs. (a) Muestra la región I de movilidad constante y la región II de velocidad constante. (b) Características de velocidad-campo.	15
6	Red de dos puertos de un amplificador con transistor de microondas.	19
7	Círculos de estabilidad.	24
8	Círculos de ganancia constante.	28
9	Círculos de factor de ruido constante.	31
10	Diagrama a bloques de un amplificador con tres etapas.	34
11	Algunos tipos de línea de transmisión.	38
12	Línea de transmisión en forma de microcinta.	40
13	Distribución de los campos eléctrico y magnético en una microcinta.	40
14	Impedancia y constante dieléctrica efectiva en función de w/h .	44
15	Factor de atenuación teórico para la tira conductora en microcinta.	48
16	Algunas discontinuidades encontradas en circuitos de microcinta.	50

LISTA DE FIGURAS (cont.)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
17	Representación del método de análisis utilizando matrices de parámetros ABCD	59
18	Diagrama a bloques para ilustrar el cálculo de factor de ruido para etapas en cascada	61
19	Estructura general del programa de análisis y optimización	67
20	Fotografía del amplificador	78
21	Resultados obtenidos en las mediciones de ganancia	79
22	Variaciones en ganancia y factor de ruido, por cambios en parámetros del transistor	81
23	Diagrama simplificado para la medición del factor de ruido	83
24	Resultados obtenidos en las mediciones de factor de ruido	84
25	Variaciones en ganancia y factor de ruido, debidas a cambios en las dimensiones de elementos de la red	85

LISTA DE TABLAS

<u>TABLA</u>		<u>Página</u>
I	Resultados del análisis del circuito obtenido empleando método gráfico de diseño, sin optimizar .	69
II	Resultados del análisis del circuito que emplea líneas de transmisión de diferente impedancia, conectadas en serie, sin optimizar .	70
III	Resultados del análisis del circuito descrito en la TABLA II, empleando los valores de elementos proporcionados por la subrutina de optimización.	71
IV	Resultados del programa de análisis de transistores.	101
V	Características de línea de microcinta.	106

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE AMPLIFICADORES CON GaAs FET DE BAJO RUIDO PARA COMUNICACIONES VIA SATELITE.

I INTRODUCCION GENERAL

El aspecto global de los amplificadores de bajo ruido para sistemas de comunicación via satélite, se introduce a continuación con objeto de presentar el contenido de esta tesis y los procedimientos que se siguen para su desarrollo.

I.1 Antecedentes.

A partir de un estudio que se realizó recientemente con objeto de determinar los requerimientos de la industria nacional para la fabricación de estaciones terrenas de pequeña capacidad, para recepción de TV solamente (Serrano Santoyo, 1978), se encontró recomendable una investigación tendiente a la elaboración de prototipos de amplificadores de bajo ruido.

Estos prototipos podrían servir como base para que alguna empresa nacional pudiera construir dichos amplificadores en las cantidades requeridas por las estaciones terrenas.

Simultáneamente, la investigación en esta área sería de utilidad para la red nacional de microondas, la cual requiere de amplificadores de bajo ruido para sus repetidoras en todo el país y actualmente no se cuenta con una industria nacional que fabrique estos dispositivos.

En un sistema de comunicación por satélite, la estación terrena es el equipo que proporciona la conexión de la interfase satélite-tierra con el usuario final.

Uno de los elementos que constituyen una estación terrena es un preamplificador de bajo ruido, el cual tiene como función primordial la de amplificar

una señal y entregarla al resto del sistema lo menos distorsionada posible y sin añadirle niveles apreciables de ruido.

Entre las diferentes bandas de frecuencia empleadas por los sistemas de comunicación via satélite, la correspondiente al intervalo de 3.7 a 4.2 GHz es la banda que más se emplea para el enlace satélite-tierra, de la actual generación de satélites comerciales de comunicación nacional de los Estados Unidos y Canada y por los satélites INTELSAT. Esta banda es también una de las bandas básicas que se utilizan para enlaces terrestres de microondas.

Actualmente existen en el mercado internacional compañías que trabajan intensamente en el diseño y construcción de amplificadores y preamplificadores de bajo ruido. Varias de ellas han alcanzado niveles tecnológicos muy avanzados, de tal manera que es posible conseguir estos dispositivos con características que satisfagan plenamente las necesidades de los consumidores.

En vista de la importancia que año tras año va adquiriendo el uso de los satélites en los sistemas de comunicación, es recomendable que en México se cuente con una infraestructura tecnológica que permita en un futuro cercano, la fabricación de estaciones terrenas.

La presente tesis está orientada específicamente al diseño y construcción de los preamplificadores de bajo ruido, que son una parte muy importante de la estación terrena y así lograr una contribución a la infraestructura tecnológica nacional en la rama de las telecomunicaciones.

En la figura 1 se observa un diagrama esquemático de una estación terrena y el lugar que en ésta ocupa el preamplificador de bajo ruido.

Con objeto de definir claramente el problema que se desea resolver y que será la contribución del presente

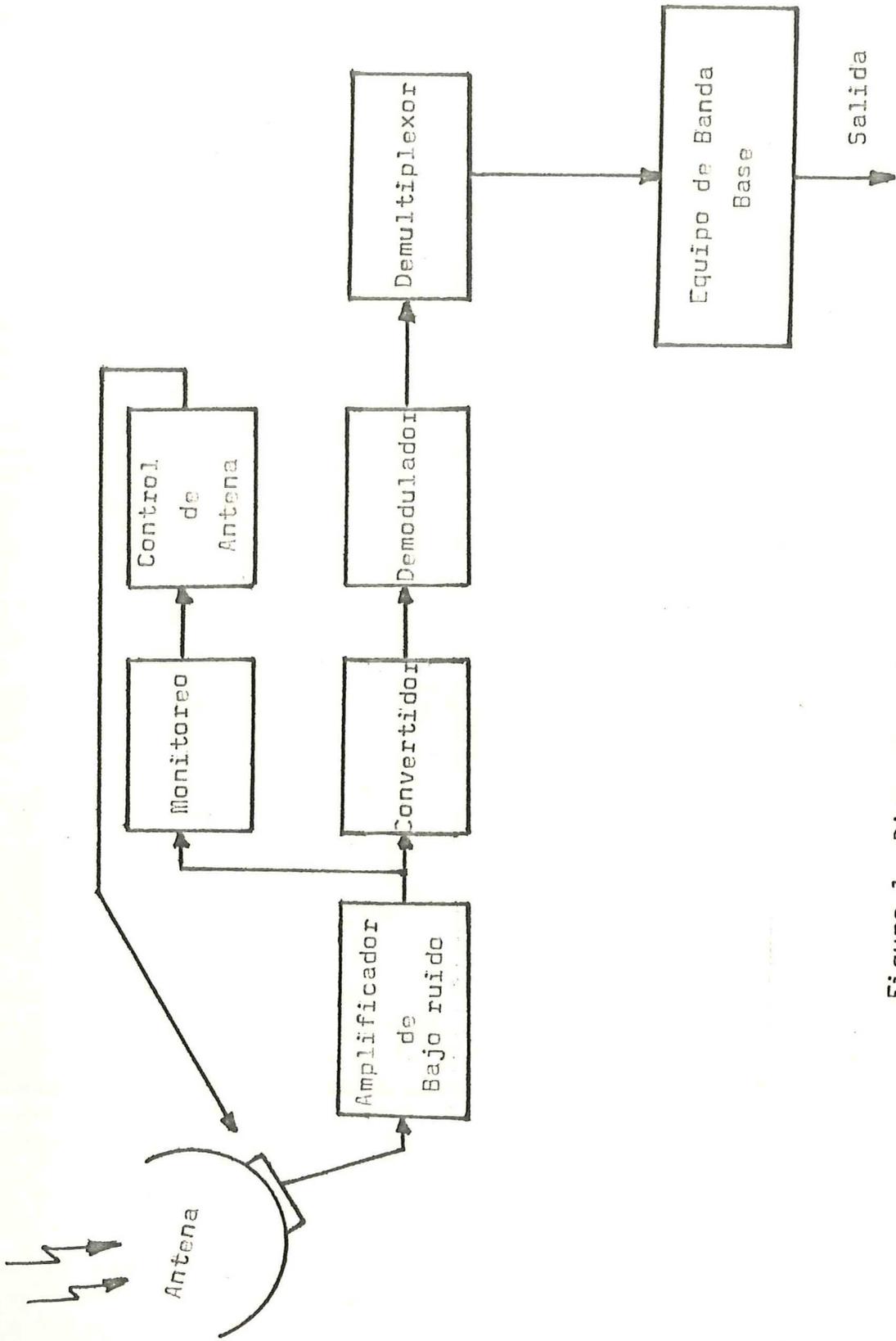


Figura 1 Diagrama a bloques de una estación terrena.

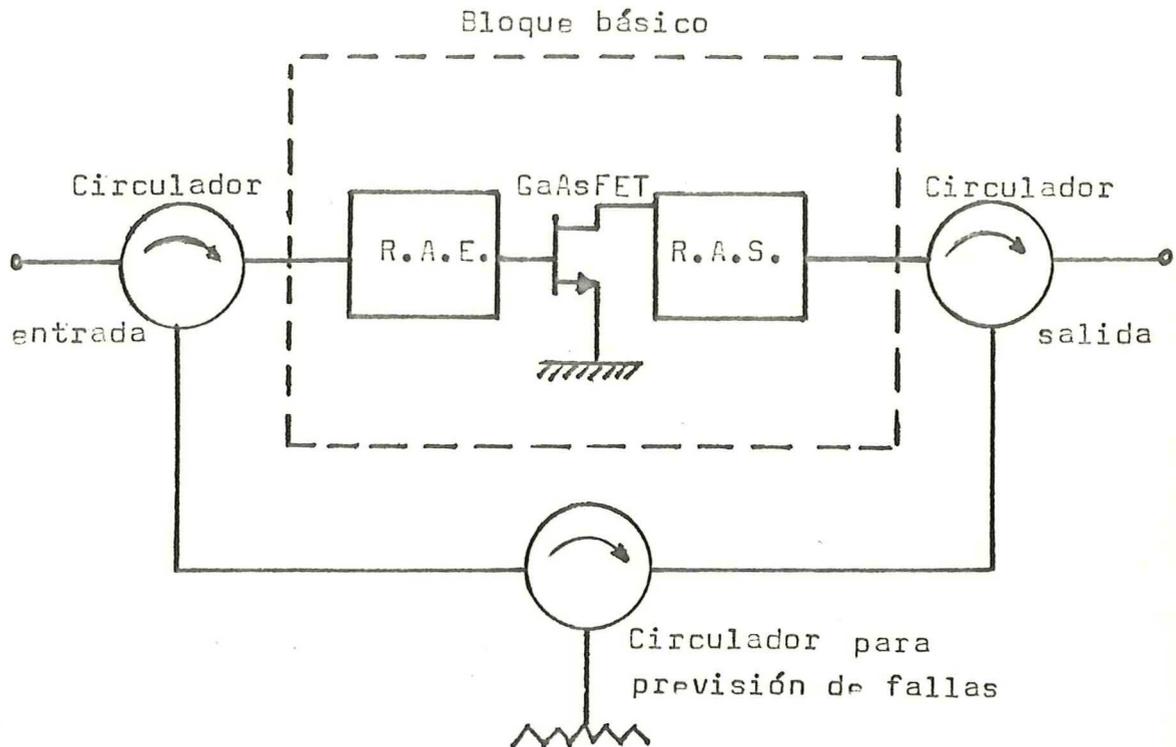
trabajo, se expondrán los puntos sobresalientes del diseño y construcción de los amplificadores de bajo ruido. Por razones que serán enunciadas posteriormente, los amplificadores utilizarán como elemento activo de amplificación, transistores de efecto de campo construídos con Arseniuro de Galio (GaAs FETs)*

La figura 2 es un diagrama simplificado a bloques de un amplificador de bajo ruido. En la figura se muestran las diferentes etapas del amplificador, cuyo número puede variar dependiendo de las especificaciones que se deban cumplir.

El elemento crítico del amplificador de bajo ruido es, sin lugar a dudas, el dispositivo activo empleado para la amplificación y es por esta razón que una selección adecuada del mismo se hace imprescindible. Esta selección debe contemplar que se cumplan las especificaciones básicas deseadas, a partir de un análisis realizado a varios tipos de transistores y con base en este análisis poder estar en condiciones de asegurar que la selección del dispositivo ha sido óptima.

La realización práctica de los amplificadores de bajo ruido, requiere la determinación de los parámetros de dispersión y de ruido de los transistores que intervienen en el diseño. Esta determinación permite caracterizar adecuadamente al dispositivo y se puede efectuar directamente con un analizador de redes y equipo complementario del laboratorio de microondas.

* En la mayor parte de este trabajo se emplea la notación GaAs FET para hacer referencia al transistor de efecto de campo fabricado con Arseniuro de Galio.



R.A.E. = Red de acoplamiento de entrada.

R.A.S. = Red de acoplamiento de salida.

Figura 2 Diagrama a bloques de un amplificador de bajo ruido de una sola etapa.

La teoría de ruido tratada extensamente en la literatura (por ejemplo, Fukui 1966 y Mumford y Scheibe 1968) dice esencialmente, que el factor de ruido en un amplificador no depende solamente de la estructura interna del elemento activo, sino que depende también de la impedancia que se presente en su puerto de entrada. También se sabe (Carson, 1975) que la ganancia de potencia depende de las impedancias de los puertos de entrada y salida.

De lo anterior se deduce que, uno de los puntos clave en el diseño de amplificadores de bajo ruido consiste en la determinación de las redes de acoplamiento para el GaAs FET, que permitan satisfacer los requisitos de diseño.

Debido a la longitud de onda de las señales de alta frecuencia, no se pueden emplear los elementos concentrados como capacitores e inductores en su forma convencional, para la realización de los circuitos de acoplamiento para los transistores. Esto hace necesario que los acoplamientos se efectúen por medio de circuitos con elementos distribuidos, como son las líneas de transmisión o la utilización de la moderna tecnología de elementos concentrados en miniatura.

El problema general para el diseño y construcción de amplificadores para aplicaciones de bajo ruido en microondas, consiste pues, en el establecimiento de una estrategia que permita su realización en forma eficaz, tomando en consideración los aspectos descritos en los párrafos anteriores.

Para establecer dicha estrategia, se seguirá el siguiente proceso:

- 1.- Diseño y construcción de un prototipo de preamplificador de bajo ruido con GaAs FET,
- 2.- Caracterización del prototipo principalmente en términos de factor de ruido, ganancia y relación de onda estacionaria de voltaje,
- 3.- Análisis e interpretación de los resultados obtenidos.

I.2 Descripción de la solución propuesta.

Una vez que se ha identificado el problema, se hace una descripción de la metodología propuesta para la solución del mismo. Los pasos fundamentales son los siguientes:

- 1) Establecimiento de las especificaciones que deberá cumplir el amplificador,
- 2) Selección de los GaAs FETs que más se ajustan a los requisitos impuestos,
- 3) Diseño de las redes de acoplamiento para los GaAs FETs, empleando alguna de las técnicas conocidas para tal efecto,
- 4) Construcción de las redes de acoplamiento, en microcinta abierta y ensamble final del amplificador,
- 5) Caracterización del amplificador y análisis.

Una lista de los materiales y equipo que se requieren para la realización de los pasos anteriores, se encuentra en el apéndice I.

I.3 Organización de la tesis.

Los puntos que constituyen la metodología propuesta, son analizados y tratados en el contenido de esta tesis bajo la siguiente organización:

El capítulo II tiene como objeto definir los términos

directamente relacionados con el diseño de amplificadores de bajo ruido. Se revisan las características de los GaAs FETs y se definen los parámetros de dispersión y de ruido.

El estudio de las propiedades de los circuitos de microcinta se cubre en el capítulo III. En él se describen métodos de cálculo para impedancia característica, constante dieléctrica efectiva y atenuación de la línea. Se presentan algunos de los resultados numéricos obtenidos y se discuten algunas discontinuidades que se presentan en circuitos de microcinta.

En el capítulo IV se describe el método que se utiliza en este trabajo para diseñar un amplificador de bajo ruido de una sola etapa y se mencionan algunos métodos alternativos.

El capítulo V hace una descripción del trabajo experimental realizado, desde la construcción del amplificador hasta su caracterización en ganancia y factor de ruido VS frecuencia, analizando los resultados.

En el capítulo VI se presentan las conclusiones obtenidas y se enuncian algunas recomendaciones para trabajos futuros.

Los apéndices I, II y III presentan material adicional que permite complementar lo que se presenta en algunos capítulos.

II ELEMENTOS BASICOS DE DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

En este capítulo se definen los conceptos y elementos que intervienen en el diseño de amplificadores de bajo ruido para microondas y que expresan su comportamiento. Estos, así como la terminología introducida en el capítulo, serán utilizados en capítulos siguientes.

II.1 Justificación del uso de GaAs FETs.

En los últimos seis años se ha notado un considerable aumento de la utilización de la tecnología GaAs FET para el diseño de amplificadores de bajo ruido. Técnicas cada vez más sofisticadas y depuradas para la fabricación de transistores de efecto de campo y el mejor entendimiento de las propiedades intrínsecas del material Arseniuro de Galio, han permitido la obtención de dispositivos capaces de proporcionar un comportamiento altamente satisfactorio para aplicaciones de alta frecuencia.

El costo de los amplificadores construidos con GaAs FETs es mucho menor que los de sus predecesores tales como amplificadores de tubo de onda progresiva para bajo ruido (LNTWTAs), amplificadores con diodo túnel (LNTDAs) y amplificadores paramétricos (PARAMPs). Por esta razón se ha dado mayor impulso al desarrollo de esta tecnología GaAs FET, aunado a que su eficiencia está gradualmente aumentando y presentando ya un fuerte competidor en las bandas altas de frecuencia para aplicaciones de bajo ruido.

En receptores de radar y enlaces de comunicaciones por microondas, un preamplificador con GaAs FET proporciona un aumento en la sensibilidad haciendo posible una reducción en los requisitos de potencia de salida del transmisor lo cual resulta en una disminución considerable del costo del equipo.

Aún para la banda de frecuencias comprendida entre 11.7 y

12.2 GHz que se utilizará por la nueva generación de satélites, el amplificador de bajo ruido con GaAs FETs está ganando terreno, aunque todavía no puede obtener un nivel de ruido menor que el de amplificadores paramétricos.

En el estado actual de la tecnología, el límite para el nivel de ruido de amplificadores con GaAs FETs está en 1.3 dB. Para aplicaciones que requieran menor nivel de ruido, es necesario emplear amplificadores paramétricos.

Existen algunos aspectos que podrían inclinar la balanza en favor de los amplificadores con GaAs FETs, por ejemplo, los paramétricos son más complejos y requieren ajustes y mantenimiento periódicos. En el caso de paramétricos enfriados, se requiere un buen sistema de enfriamiento.

Entre las ventajas que presentan los amplificadores con GaAs FETs sobre los de tubo de onda progresiva para bajo ruido y sobre los paramétricos no enfriados, se pueden citar las siguientes:

- El costo es notablemente más bajo,
- El factor de ruido permanece constante durante su vida útil de operación,
- El consumo de potencia es mucho menor y
- El tamaño físico es menor y su peso más liviano.

Las ventajas que ofrecen los amplificadores con GaAs FET se deben en parte, a las propiedades intrínsecas del material GaAs. Las limitaciones en alta frecuencia de los FETs se ocasionan principalmente por efectos de tiempo de tránsito de los portadores en la región activa del canal y parcialmente se deben a efectos de capacitancias parásitas asociadas con la estructura física del dispositivo.

Con el empleo de GaAs en la fabricación de FETs, en lugar de Si o Ge, se aprovecha la alta movilidad y

velocidad de desplazamiento de los portadores, disminuyendo así el tiempo de tránsito. El GaAs tiene la capacidad de soportar temperaturas más elevadas que el Si, debido a que tiene una mayor zona de energía prohibida, con lo cual se reducen las corrientes de fuga.

Por otra parte, con respecto a la conveniencia de emplear transistores bipolares o de efecto de campo (FETs), cabe mencionar que la tecnología FET proporciona dispositivos con un factor de ruido muy bajo que se mantiene a altas frecuencias. Los bipolares presentan un nivel mayor de ruido y su aplicación se limita a las frecuencias de la parte baja de la banda C de comunicaciones, en algunos casos (no en una primera etapa de preamplificación).

Para la banda de comunicaciones de 3.7 a 4.2 GHz, la diferencia en factor de ruido entre bipolares y FETs se hace muy notoria, de tal manera que la elección es a favor de los GaAs FETs a expensas de un costo más elevado. Este costo es relativamente bajo y permite que estos amplificadores compitan ventajosamente con los paramétricos.

En base a los anteriores argumentos y observando la figura 3, en la que se comparan algunas de las características de transistores bipolares y GaAsFETs, se justifica la utilización de estos últimos por su menor factor de ruido y su mayor ganancia asociada.

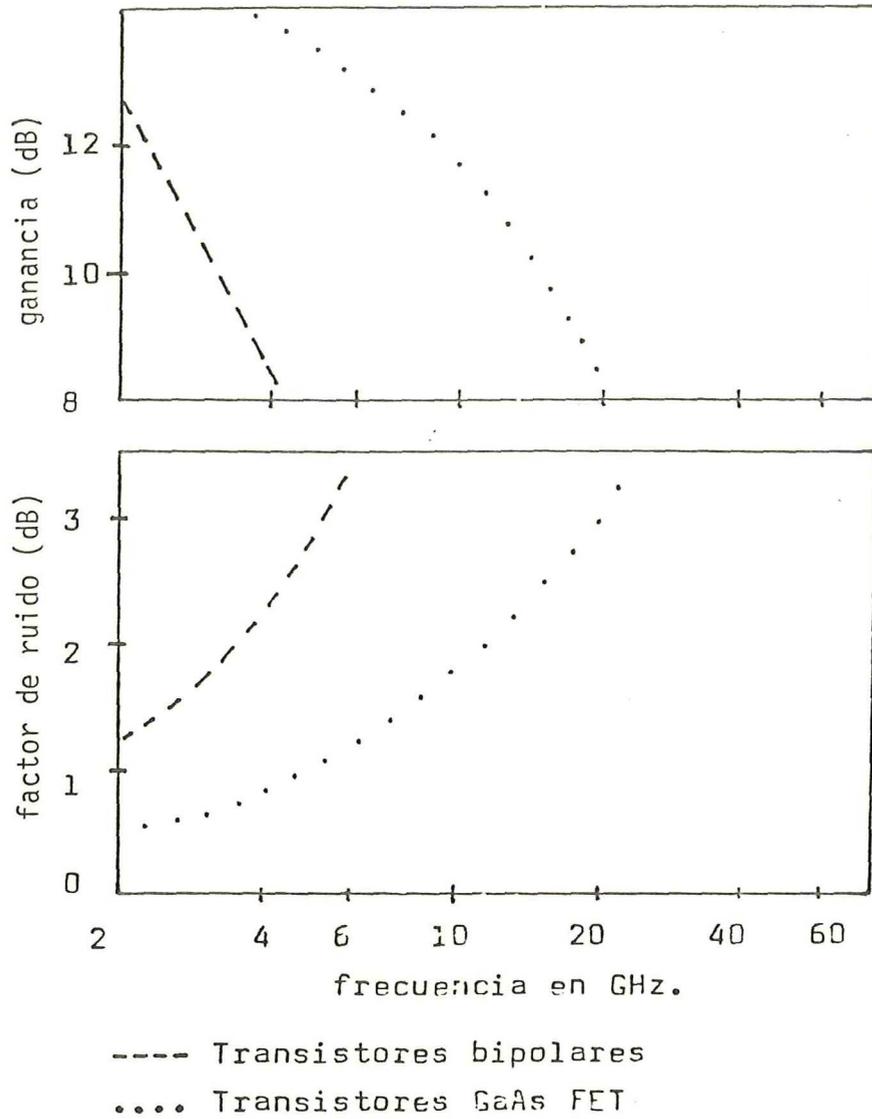


Figura 3 Comparación entre transistores bipolares y GaAs FETs. (Liechti, 1978)

II.2 Principios básicos de operación de un GaAs FET.

En esta sección se exponen algunos de los resultados obtenidos por otros investigadores, que permitirán visualizar con claridad la manera en que se relacionan los factores físicos con las características eléctricas de los transistores.

Para lograr lo anterior, se empleará el esquema de un FET con barrera Schottky y se definirán sus parámetros. En la figura 4 se muestra un FET de canal tipo N, cuyos electrodos de fuente y drenaje se forman por contactos óhmicos y la compuerta se constituye con una unión metal-semiconductor.

Para FETs de microondas, el espacio que separa a la compuerta de los electrodos de fuente y drenaje es una de las causas de que se introduzcan capacitancias parásitas entre los extremos de los electrodos. Las limitaciones fotolitográficas dictan el espaciamiento mínimo entre los electrodos, el cual típicamente es de una micra.

La longitud de la compuerta, L , también es una dimensión crucial en el comportamiento de ruido del transistor.

Siguiendo un procedimiento sugerido con anterioridad (Greebne y Ghandi, 1969), el cual trata al transistor como si estuviera formado por dos regiones separadas a lo largo de la dirección del flujo de corriente, Statz et al (1974), obtuvieron los siguientes resultados para FETs con la longitud del canal corta:

Con respecto a la figura 5, en la parte (a) se muestra un corte seccional del FET a lo largo de su eje de simetría. En (b) se encuentran las dos regiones en

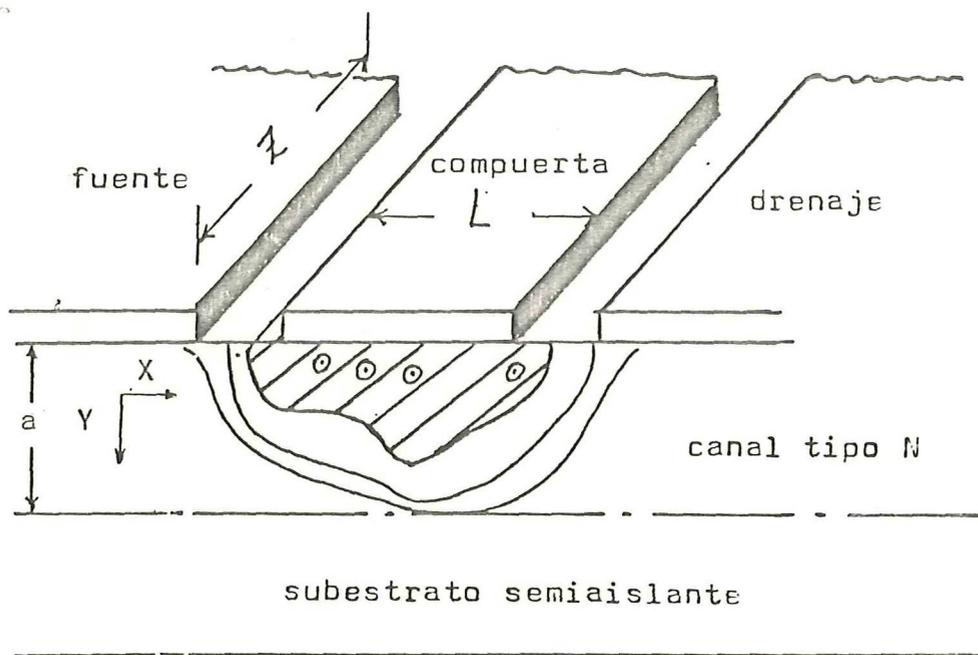
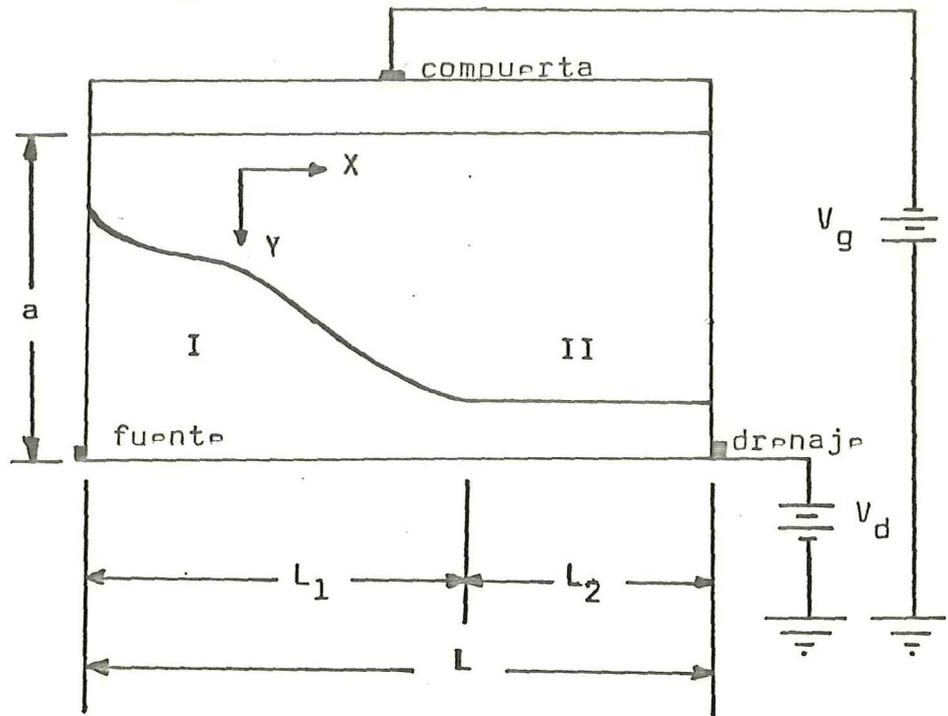
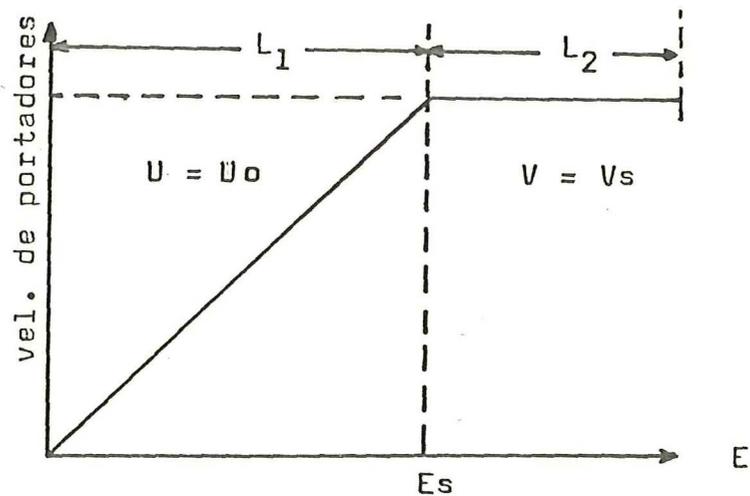


Figura 4 Esquema de un transistor de efecto de campo con barrera de Schottky en la compuerta y canal tipo N.



(a)



(b)

Figura 5 Modelo de dos secciones utilizado para el análisis de FETs.

(a) Muestra la región I de movilidad cte. y la región II de velocidad constante.

(b) Características de velocidad-campo.

que se divide para su estudio. En la región I, donde se supone que la movilidad de los portadores es constante, la corriente de fuente a drenaje está dada por:

$$I_d = \frac{g_o Z W_{oo}}{L_1} \left(p^2 - s^2 - \frac{2}{3} (p^3 - s^3) \right) \quad (1)$$

donde:

$g_o = a * \rho$ (para FET asimétrico)

$a =$ espesor del canal

$\rho =$ conductividad del material del canal

$Z =$ ancho de la compuerta

$L_1 =$ longitud del canal en la región I

$W =$ potencial de compuerta a canal

$$p = \left(\frac{W_p}{W_{oo}} \right)^{1/2}$$

$$s = \left(\frac{W_s}{W_{oo}} \right)^{1/2}$$

$W_{oo} =$ potencial de compuerta requerido para vaciar de portadores el canal.

$W_s =$ diferencia de potencial efectivo entre la compuerta y el canal por el lado de la fuente.

$W_p =$ potencial de compuerta a canal en el punto de oclusión (pinch-off).

Para la región II, donde se supone que la velocidad de portadores es igual a la velocidad que éstos llevan en la condición de saturación:

$$I_d = g_o Z E_s (1 - p) \quad (2)$$

donde $E_s =$ campo eléctrico para la condición de saturación.

Un parámetro muy importante del FET es la transconductancia, ya que es el principal contribuyente a la ganancia. De los resultados mencionados se define:

$$g_m = \frac{I_s}{2 W_{00}} \left(\frac{1}{1 - I_d/I_s} \right) \quad (3)$$

con $I_s = q_0 Z E_s$, corriente de drenaje máxima posible que pudiera existir si estuviera el canal completamente ocupado por electrones.

Los resultados anotados son aplicables especialmente cuando se emplea algún modelo de circuito equivalente para el análisis de los GaAs FETs, tales como los reportados por Dawson (1975) y Pérez Téllez (1979) entre otros.

II.3 Confiabilidad del dispositivo.

Este factor se define como la probabilidad de que cumpla adecuadamente sus funciones durante el periodo fijado, bajo una serie dada de condiciones de operación.

En el GaAs FET, las fallas que se presentan más comúnmente se deben a voltajes transitorios y descargas eléctricas producidas por mal manejo.

Un comportamiento óptimo de ruido se puede obtener si los GaAs FETs se polarizan a niveles bajos de corriente en el drenaje, con lo cual se reducen la densidad de corriente y la temperatura en la unión, redundando esto en un beneficio para la vida útil del dispositivo.

Se ha estimado una vida media de 10^6 horas para una temperatura de canal de 80°C , valor lo suficientemente alto para la mayoría de las aplicaciones que requieren alta confiabilidad.

II.4 Parámetros de dispersión.

La caracterización de transistores de microondas es de gran importancia, porque en ella se basan los procedimientos de diseño de amplificadores.

La manera de caracterizar un transistor, visto como una red de dos puertos, es por medio de parámetros que interrelacionen sus propiedades eléctricas. Grupos de parámetros que se emplean comúnmente, son los parámetros 'h', 'y', 'z' y los parámetros de dispersión conocidos también como parámetros 'S'.

Los parámetros S, son particularmente útiles en altas frecuencias, donde los conceptos de onda viajera predominan sobre las técnicas de elementos concentrados.

El uso de estos parámetros en frecuencias altas se debe principalmente a que es muy difícil alcanzar las condiciones de corto circuito o de circuito abierto necesarias para definir parámetros 'y', 'z', etc.

Esencialmente, los parámetros S son coeficientes de reflexión y transmisión en los puertos de entrada y salida de una red. Para definirlos, se emplean los conceptos de onda incidente y reflejada y son una poderosa herramienta en el análisis de redes en los que la transmisión de potencia y acoplamiento de impedancias son vitales.

Los parámetros S se definen en la forma S_{mn} , que representa la relación de la amplitud b_m de una onda proveniente del puerto m, a la amplitud a_n de una onda incidente en el puerto n. En la figura 6 se ilustran estos conceptos para una red de dos puertos.

Una derivación detallada de los parámetros S, empleando para éllo el diagrama de la figura 6, se puede encontrar en los escritos de Bodway (1962), Kurokawa (1965) o Carson (1975) entre otros, de

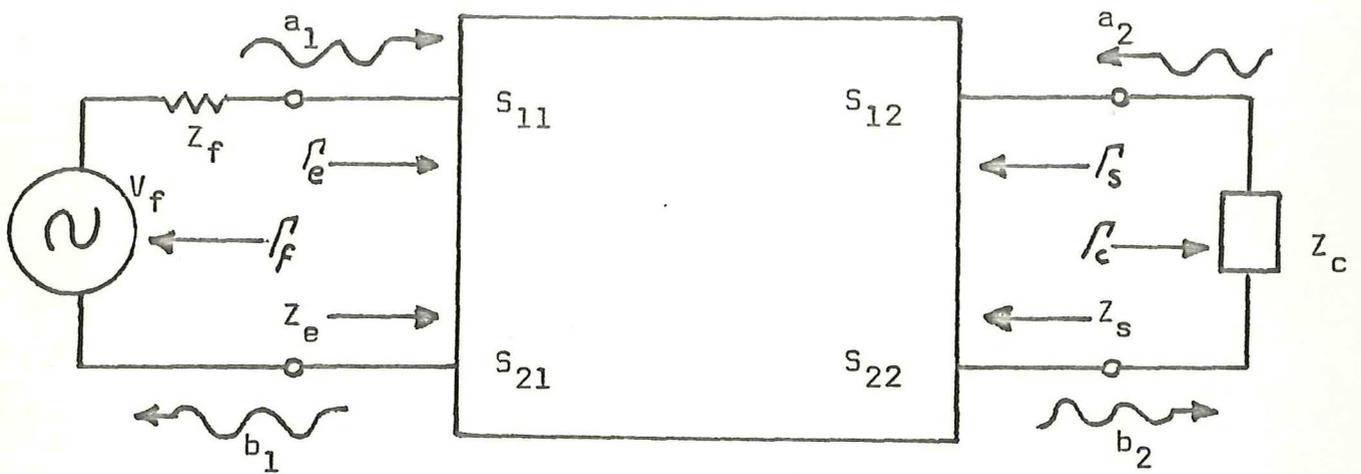


Figura 6 Red de dos puertos de un amplificador con transistor de microondas.

donde se toman las siguientes definiciones:

Ecuaciones que describen la red:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

de estas ecuaciones se cumple, para $a_2 = 0$:

$$S_{11} = b_1 / a_1 = \text{coeficiente de reflexión en el puerto de entrada.}$$

$$S_{21} = b_2 / a_1 = \text{ganancia de transmisión directa.}$$

para $a_1 = 0$, se cumple:

$$S_{22} = b_2 / a_2 = \text{coeficiente de reflexión en el puerto de salida.}$$

$$S_{12} = b_1 / a_2 = \text{ganancia de transmisión inversa.}$$

Asimismo, puede demostrarse que si $Z_c = Z_f$ entonces:

$$\left. \begin{aligned} |S_{11}|^2 &= \frac{\text{Potencia reflejada de la entrada}}{\text{Potencia incidente en la entrada}} \\ |S_{22}|^2 &= \frac{\text{Potencia reflejada de la salida}}{\text{Potencia incidente en la salida}} \\ |S_{12}|^2 &= \text{Ganancia de transductor inversa} \\ |S_{21}|^2 &= \text{Ganancia de transductor directa} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Puesto que los parámetros de dispersión definen adecuadamente a un transistor en altas frecuencias, la determinación de los mismos es un aspecto clave en el diseño de amplificadores.

Para obtener los parámetros S del transistor que se utilizará en el diseño, se pueden emplear los valores proporcionados por las hojas de datos de los fabricantes o usar los valores que se obtengan al realizar mediciones directas sobre los transistores.

Con los datos proporcionados por el fabricante puede trabajarse, pero al hacerlo se involucra una incertidumbre en el sentido de que la información así obtenida, no se refiere precisamente al transistor que el diseñador tiene en sus manos, sino más bien a valores representativos o promedio de una cierta producción. Para etapas iniciales de diseño, como es la selección de transistores, puede utilizarse esta información, pero una vez hecha la elección lo conveniente es que individualmente sean caracterizados los transistores con alguna de las técnicas de medición existentes, tal como la medición directa empleando un analizador de redes.

Para realizar la medición directa de los parámetros de dispersión puede emplearse el sistema analizador de redes HP 8410A en conjunto con el equipo de medición de parámetros S, HP 8746B y el accesorio de prueba para transistores HP 11608A o alguno diseñado para este fin. Para la polarización de los transistores se emplea la fuente de poder HP 8717B o alguna similar (Anón., 1978 a).

Errores de medición que se pueden cometer son debidos principalmente a los elementos que se utilizan para realizar la transición de línea coaxial a línea de microcinta. También se pueden deber los errores a las tolerancias de las líneas de 50 Ohms que constituyen el accesorio de prueba y a otras imperfecciones. El procedimiento para realizar estas mediciones ha sido definido por Covarrubias Rosales (1980).

II.5 Estabilidad.

La estabilidad o resistencia a la oscilación, es un factor muy importante en el diseño de amplificadores y se determina a partir de los parámetros S del circuito total. Las oscilaciones son posibles solamente si el puerto de entrada o el de salida o ambos tienen resistencia negativa, lo cual ocurre si el coeficiente de reflexión de entrada o el de salida son mayores que la unidad.

Existen dos expresiones para la estabilidad. Se dice que una red es incondicionalmente estable, si la parte real de su impedancia de entrada Z_e o la de salida Z_s son mayores que cero, para todos los valores reales positivos de las impedancias Z_f y Z_c para una frecuencia específica.

Por otra parte, se dice que la red es estable condicionalmente, si algunos valores reales positivos de Z_f o Z_c ocasionan que la parte real de Z_e o Z_s sea negativa (figura 6).

Si el transistor que se emplea en el diseño es absolutamente estable, se pueden elegir las impedancias de fuente y de carga en cualquier punto de la Carta de Smith (Smith, 1969), ya que está asegurado que con ninguna de ellas habrá oscilación.

Para que el dispositivo sea absolutamente estable, las magnitudes de los coeficientes de reflexión en los puertos de entrada y salida deben ser menores que la unidad, o sea

$$|S_{11}| < 1 \quad \text{y} \quad |S_{22}| < 1 \quad (6)$$

Existe además un factor que proporciona una medida del grado de estabilidad del transistor y se conoce como el factor de estabilidad 'K' (Rollet, 1962) el cual, expresado en términos de los parámetros de dispersión se da por:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{21}S_{12}|} \quad (7)$$

El criterio de Rollet establece que, valores de K mayores que la unidad, determinan redes absolutamente estables, si se cumplen también las condiciones dadas

por la ecuación 6.

La existencia de cargas pasivas o impedancias de entrada que hagan oscilar al circuito, se puede determinar a partir de los círculos de estabilidad (Frohner, 1967), los cuales se definen con los parámetros de dispersión y las impedancias de fuente y de carga.

En la figura 7 se muestran los círculos de estabilidad para un GaAs FET típico, a la frecuencia de 4.0 GHz. La región común al círculo que representa la Carta de Smith y al círculo identificado como 'puerto de entrada', define una región de inestabilidad para el puerto de entrada. Igualmente, para el puerto de salida existe una región de inestabilidad.

Estas regiones de inestabilidad indican que, si se eligen impedancias de fuente o de carga que caigan dentro de estas zonas, se producirá oscilación.

II.6 Ganancia.

La ganancia de potencia de un amplificador con transistores para microondas, se define como la relación entre la potencia de salida, P_c , entregada a la carga, Z_c y la potencia de entrada, P_{dis} , disponible en la fuente, o sea:

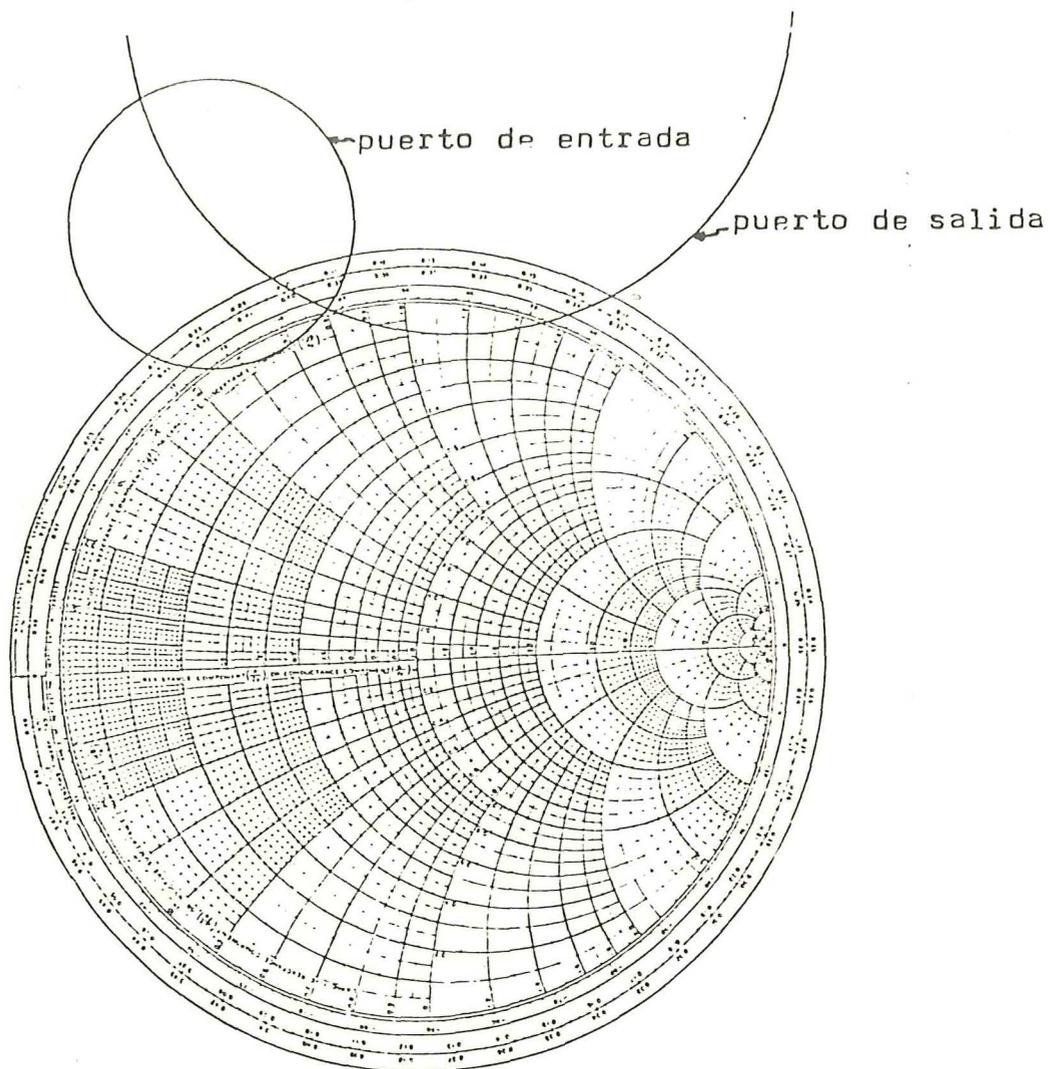
$$G_p = \frac{P_c}{P_{dis}} \quad (8)$$

De aquí, la potencia entregada a la carga, es el resultado de restar la potencia que se refleja de la carga, a la potencia que incide en ella, o sea:

$$P_c = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_c|^2) \quad (9)$$

donde,

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$



Transistor : HFET 1101

Frecuencia : 4.0 GHz

Figura 7 Círculos de estabilidad.

es el coeficiente de reflexión de la carga.

La potencia disponible de la fuente se da por

$$P_{dis} = \frac{|b_f|^2}{(1 - |\Gamma_f|^2)} \quad (10)$$

donde

$$\Gamma_f = \frac{Z_f - Z_0}{Z_f + Z_0}$$

es el coeficiente de reflexión de la fuente.

Substituyendo, la ganancia se puede expresar como:

$$G_p = \frac{|b_2|^2}{|b_f|^2} (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2) \quad (11)$$

La función de transferencia de b_f a b_2 se puede derivar a partir de la teoría de flujo de señales con las reglas de lazos que no se tocan (Distefano III y colaboradores 1972) y se obtiene la expresión siguiente:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_f) (1 - S_{22} \Gamma_c) - S_{21} S_{12} \Gamma_f \Gamma_c|^2} \quad (12)$$

Para maximizar la ganancia de potencia del amplificador es necesario acoplar en forma conjugada los puertos de entrada y salida. Esta condición de acoplamiento significa que el coeficiente de reflexión de la fuente Γ_f es igual al conjugado del coeficiente de reflexión de entrada Γ_e y que el coeficiente de reflexión de la carga Γ_c es igual al conjugado del coeficiente de reflexión de salida Γ_s , o sea

$$\Gamma_f = S_{11}^{'*} \text{ y } \Gamma_c = S_{22}^{'*}$$

Los valores de S'_{11} y S'_{22} son:

$$S'_{22} = \frac{S_{22} - S_{11} \Gamma_f + S_{12} S_{21} \Gamma_f}{1 - S_{11} \Gamma_f} \quad (13)$$

$$S'_{11} = \frac{S_{11} - S_{11} S_{22} \Gamma_c + S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - S_{22} \Gamma_c} \quad (14)$$

La expresión para la máxima ganancia de potencia se da como:

$$G_{\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (15)$$

Y esta ganancia se consigue solamente si se emplean en el amplificador, impedancias de carga y de fuente que presenten coeficientes de reflexión apropiados para acoplar conjugadamente en forma simultánea los puertos de entrada y salida (Bodway, 1962).

Los valores de los coeficientes de reflexión para obtener G_{\max} deben ser:

Para la fuente:

$$\Gamma_{fm} = C_f^* \frac{B_f \mp \sqrt{B_f^2 - 4/C_f}}{2/C_f} \quad (16)$$

Para la carga:

$$\Gamma_{cm} = C_c^* \frac{B_c \mp \sqrt{B_c^2 - 4/C_c}}{2/C_c} \quad (17)$$

donde:

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

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

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

$$B_f = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_c = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

Si los signos resultantes en B_f o B_c son negativos, se utiliza el signo positivo en las ecuaciones 16 y 17. Si B_f o

B_c son positivas, entonces se utiliza signo negativo.

En el caso de transistores potencialmente estables, no se puede definir una máxima ganancia finita y por lo mismo, no se puede acoplar en forma conjugada.

Cuando se presenta este caso, se utiliza con frecuencia la denominación de máxima ganancia unilateral, en la que se supone que el parámetro S_{12} vale cero y el diseño se basa entonces en un transistor unilateral. Esta ganancia se expresa por:

$$G_{tu \text{ máx}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (18)$$

Kotzebue (1978) define el concepto de máxima ganancia efectiva como:

$$G_{me} = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|^2 - 1}{2 \left(K \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} - 1 \right)} \quad (19)$$

Para obtener G_{me} se requiere que los coeficientes de reflexión se relacionen por:

$$\Gamma_c = \left(S_{22} - \frac{S_{21} S_{12}}{1 + S_{11}} \right)^* \quad (20)$$

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

La ganancia se puede representar adecuadamente en la Carta de Smith, utilizando una normalización de la admitancia de carga, en conjunto con las relaciones de transformación de la Carta (Carson, 1975). Esta representación gráfica adquiere la forma de círculos y con ellos se puede conocer la gama de impedancias para las que la ganancia es constante. En la figura 8 se presentan círculos de ganancia para un transistor de microondas.

Transistor : HFET 1101
Frecuencia : 4.0 GHz

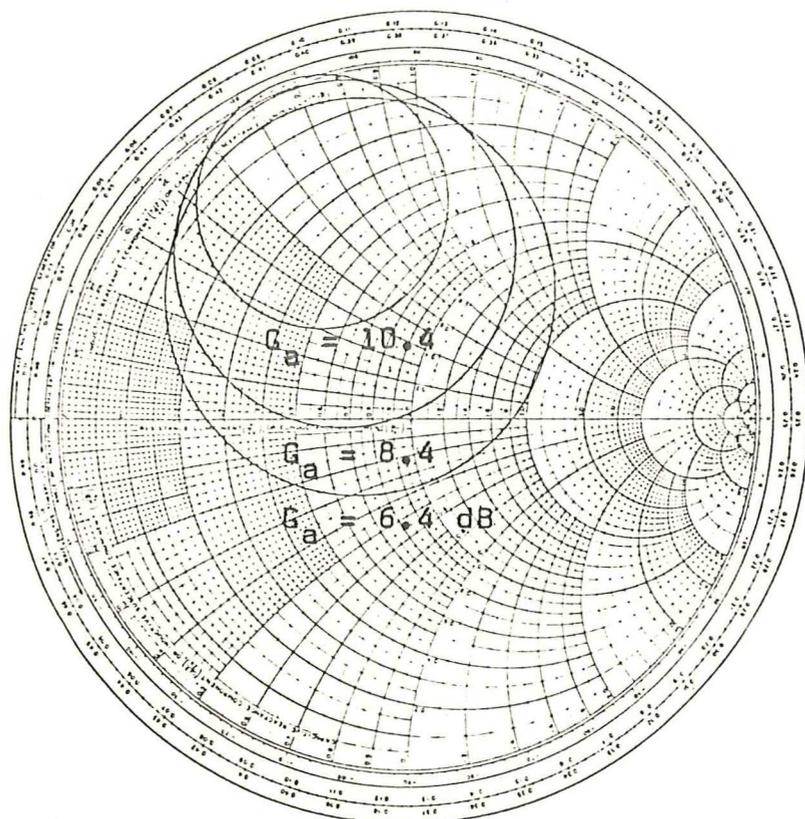


Figura 8 Círculos de ganancia constante.

II.7 Factor de ruido.

El nivel total de ruido de un amplificador con GaAs FET, está directamente asociado con fuentes de ruido intrínsecas al dispositivo así como al coeficiente de reflexión que presente la red de acoplamiento del puerto de entrada del transistor.

Con la moderna tecnología es posible fabricar transistores capaces de generar niveles de ruido sumamente bajos a frecuencias de microondas y por lo tanto se pueden diseñar amplificadores con óptimo comportamiento.

Una medida que se define para conocer el comportamiento con respecto al ruido de un sistema, es el factor de ruido 'F', que se puede definir como la degradación en la relación señal a ruido entre la entrada y salida del sistema, o sea

$$F = \frac{S_e/R_e}{S_s/R_s} \quad (22)$$

y expresado en dB se tiene:

$$F_{dB} = 10 \log(F) \quad (23)$$

El factor de ruido varía en función directa con la admitancia de fuente que se presente a la entrada del GaAs FET. Existe un valor de admitancia de fuente para el cual se consigue un factor de ruido mínimo F_0 del dispositivo.

A esta admitancia se le llama admitancia óptima de fuente, Y_0 :

$$Y_0 = g_0 + j b_0 \quad (24)$$

Otro parámetro que interviene en la caracterización de las propiedades de ruido del GaAsFET es la resistencia

equivalente de ruido, R_n . Este valor es una medida de la degradación en la conducta de ruido al variar la admitancia de fuente del valor óptimo Y_o .

En una red lineal de dos puertos, los parámetros Y_o , F_o y R_n se relacionan con el factor de ruido por (Fukui 1966):

$$F = F_o + \frac{R_n}{g_f} ((g_f - g_o)^2 - (B_f - B_o)^2) \quad (25)$$

donde $Y_f = g_f + j B_f =$ admitancia de la fuente.

Los cuatro parámetros F_o , g_o , B_o y R_n son llamados parámetros de ruido del transductor y son independientes de la admitancia de fuente.

En términos del coeficiente de reflexión se pueden expresar las admitancias Y_f y Y_o por:

$$Y_f = \frac{1 - \Gamma_f}{1 + \Gamma_f} \quad \text{y} \quad Y_o = \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \quad (26)$$

donde Γ_f es el coeficiente de reflexión de la fuente y Γ_o el coeficiente de reflexión para mínimo factor de ruido.

Substituyendo estos valores en (25) se tiene:

$$F = F_o + 4 R_n \frac{|\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_f|^2) / 1 + |\Gamma_o|^2} \quad (27)$$

Esta ecuación tiene forma de círculo. Para un factor de ruido F , la solución para Γ_o estará en un círculo cuya ecuación puede encontrarse si F_o , Y_o y R_n son dados (Fig. 9).

Para determinar una familia de círculos de factor de ruido constante, se define un parámetro N_i como:

$$N_i = \frac{F_i - F_o}{4R_n} / 1 + |\Gamma_o|^2 \quad (28)$$

Transistor : HFET 1101
Frecuencia : 4.0 GHz

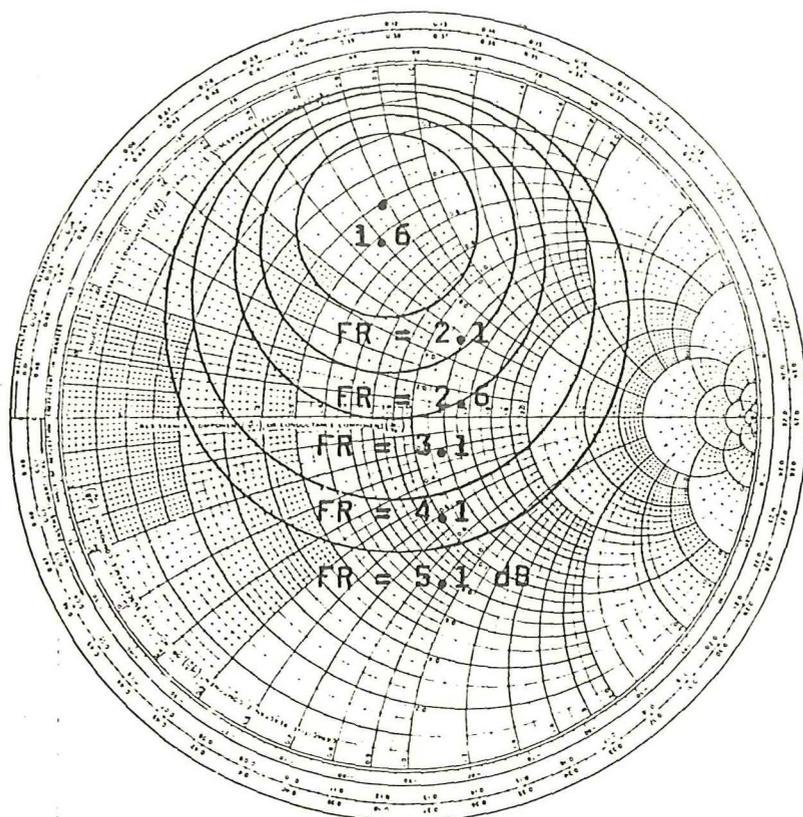


Figura 9 Círculos de factor de ruido constante.

donde el factor de ruido F_i define el círculo deseado de factor de ruido.

Con el valor de N_i , el centro y el radio del círculo de factor de ruido se puede determinar por:

$$\text{Centro} = \frac{\Gamma_0}{1 + N_i} \quad (29)$$

$$\text{Radio} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_0|^2)} \quad (30)$$

De estas ecuaciones se observa que cuando $N_i = 0$, se tiene $F_i = F_0$. Esto indica que el centro del círculo de factor de ruido F_0 con radio cero, se localiza en el punto correspondiente al coeficiente de reflexión para mínimo factor de ruido, Γ_0 .

Los centros de otros círculos de factor de ruido constante, se localizan a lo largo del vector Γ_0 con el centro de la Carta de Smith.

II.7.1 Factor de ruido de etapas en cascada (Anón., 1980.a)

El factor de ruido total de un amplificador de microondas con varias etapas en cascada, se puede calcular con la ecuación :

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (31)$$

donde F_n = Factor de ruido de la n-sima etapa no expresada en dB; G_n = Ganancia de la n-sima etapa expresada en razón de potencias; F_t = Factor total de ruido de las etapas en cascada.

De acuerdo con la ecuación dada, el procedimiento para encontrar el factor de ruido total del amplificador de la figura 10 es el siguiente:

Etapa I : $G = 10$ dB (10.0)
FR = 1.6 dB (1.44)

Etapa II : $G = 14$ dB (25.11)
FR = 4.4 dB (2.75)

Etapa III : $G = 15.5$ dB (35.48)
FR = 6.0 dB (3.98)

entonces,

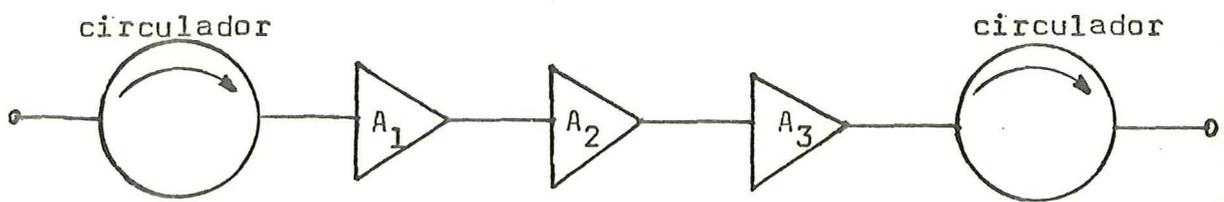
$$F_t = 1.44 + \frac{2.75 - 1}{10.0} + \frac{3.98 - 1}{(10.0)(25.11)} = 1.63$$

en dB se tiene,

$$FR_t = 10 \log(F_t) = 2.11 \text{ dB}$$

y la ganancia total es $G_t = 39.5$ dB

La primera etapa contribuye con la mayor parte del factor de ruido total. Para este caso, la contribución de la primera etapa es de 1.6 dB. La contribución de la segunda etapa es de 0.482 dB y la menor contribución corresponde a la etapa III con 0.032 dB.



$$A_1 : \begin{aligned} FR_1 &= 1.6 \text{ dB} \\ G_1 &= 10 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$A_2 : \begin{aligned} FR_2 &= 4.4 \text{ dB} \\ G_2 &= 14 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$A_3 : \begin{aligned} FR_3 &= 5.5 \text{ dB} \\ G_3 &= 15.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

Figura 10 Diagrama a bloques de un amplificador con tres etapas.

II.7.2 Efectos de atenuadores o pérdidas sobre el factor de ruido de etapas en cascada.

Cuando un atenuador, ya sea fijo o variable o si se insertan pérdidas no intencionales en un amplificador de varias etapas, su efecto sobre el factor de ruido total del sistema variará de acuerdo con la posición que ocupe en el amplificador.

Las pérdidas del atenuador (en dB) se suman directamente al factor de ruido de la etapa siguiente. Por ejemplo, una etapa de amplificación que tiene un factor de ruido de 1.6 dB precedido por un atenuador de 10 dB, presentará un factor de ruido de 11.6 dB.

Este efecto se demuestra con el ejemplo siguiente, empleando el amplificador de la figura 10. Un atenuador de 10 dB se coloca en diferentes posiciones.

Inicialmente se coloca el atenuador antes de la etapa I. El factor de ruido para la etapa I será entonces, $10 \text{ dB} + 1.6 \text{ dB} = 11.6 \text{ dB} (=14.45)$ y el cálculo del factor de ruido total es,

$$F_t = 14.45 + \frac{2.75 - 1}{10.0} + \frac{3.98 - 1}{(10.00)(25.11)} = 14.64$$

y por lo tanto, FR_t es de 11.65 dB con una ganancia de 29.5 dB.

Ahora se coloca el atenuador entre las etapas I y II. El factor de ruido para la etapa II tomando en cuenta el atenuador de 10 dB, es de 14.4 dB (27.54). Los cálculos para factor de ruido total son:

$$F_t = 1.445 + \frac{27.54 - 1}{10.00} + \frac{3.98 - 1}{(10.00)(25.11)} = 4.11$$

en este caso, el factor de ruido total es de 6.13 dB y la ganancia es de 29.5 dB.

Colocando el atenuador entre las etapas II y III,

el factor de ruido de la etapa III aumenta a 16 dB y el factor de ruido total es:

$$F_t = 1.445 + \frac{2.75 - 1}{10.00} + \frac{39.81 - 1}{(10.00)(25.11)} = 1.77$$

ahora, el factor de ruido total es de 2.5 dB y la ganancia es 29.5 dB.

Si se coloca el atenuador después de la etapa III, el factor de ruido total permanece como si no estuviera el atenuador y la ganancia es de 29.5 dB.

La cantidad de pérdidas que existan en un amplificador debidas a desacoplamientos, modificarán el factor de ruido en una manera similar a la descrita anteriormente.

Es evidente, que para no añadir ruido adicional en un amplificador, es necesario evitar al máximo los desacoplamientos y sobre todo en la etapa de entrada de un amplificador de varias etapas o si se trata de una sola etapa, se requiere que el acoplamiento sea adecuado.

III PRINCIPIOS DE CIRCUITOS EN MICROCINTA

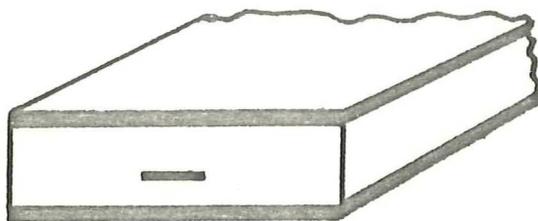
En este capítulo se hace una revisión de los conceptos básicos de la tecnología de microcinta y de los requisitos que se deben cumplir para obtener un buen comportamiento de circuitos diseñados con elementos de microcinta.

III.1 Aspectos generales.

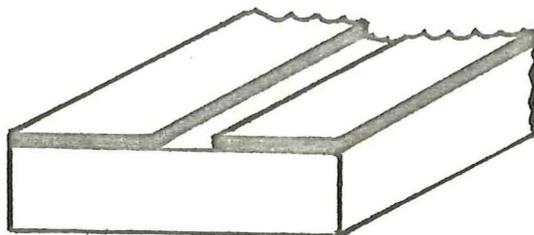
Para la realización de circuitos con elementos distribuidos existen varios tipos de configuraciones de circuitos actualmente en uso. Algunas de ellas se muestran en la figura 11 y son : la línea de tira descrita por Peters et al. (1956), línea ranurada (Cohn, 1969), la guía de onda coplanar (Wen, 1969) y la línea de microcinta (Assadourian y Rimai, 1952).

Debido a la facilidad de integración de componentes, menor tamaño, facilidad de reproducción y bajo costo, el uso de la línea de microcinta ha aumentado en forma considerable para aplicaciones de longitudes de onda de centímetros y aún de milímetros.

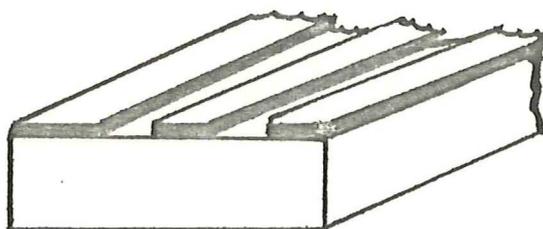
Para diseñar en forma adecuada un circuito particular empleando líneas de microcinta, se debe contar con un material de alta calidad tanto para el sustrato como para el conductor (figura 12). Se requiere alta conductividad térmica, pocas pérdidas, acabado superficial excelente y uniformidad constante. Para circuitos integrados de microondas se prefiere emplear sustratos de alta constante dieléctrica como Alúmina ($k_r = 9.5$) y conductores de alta conductividad como el Oro. Si la miniaturización no es indispensable, se emplean sustratos con baja constante dieléctrica como Duroid (marca registrada, con $k_r = 2.33$). Como se verá posteriormente, a mayor valor de constante dieléctrica el tamaño de los circuitos disminuye.



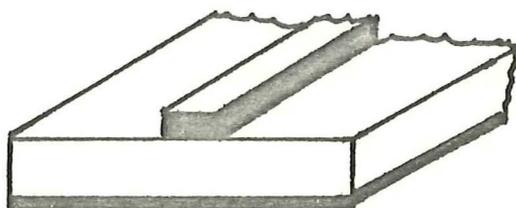
(a) Línea de tira.



(b) Línea ranurada.



(c) Guía de ondas coplanar.



(d) Microcinta.

Figura 11 Algunos tipos de línea de transmisión.

Otro punto de interés que interviene en la realización de un circuito de microcinta, es la tecnología que se emplea para el procesado de patrones. La definición de un patrón debe ser excelente ya que la geometría del circuito determina las funciones que éste desempeñará.

Así como la forma, las dimensiones de los elementos son determinantes en la elaboración de la microcinta y por lo tanto se deben emplear procedimientos de diseño lo más exacto posibles, tomando en cuenta los diferentes aspectos que puedan variar las condiciones de operación y funcionamiento general del circuito.

En las siguientes secciones se estudiarán las características eléctricas más importantes de la línea de microcinta y el énfasis del estudio recae en las técnicas que son apropiadas para el diseño con ayuda de la computadora. En otras palabras, en lugar de presentar técnicas analíticas complejas, se prefieren expresiones en forma cerrada que en la mayoría de los casos se obtienen de manera empírica.

III.2 Ecuaciones básicas.

Una sección transversal de línea de transmisión en microcinta con la distribución de sus campos eléctrico y magnético se muestra en la figura 13. Las propiedades eléctricas de la línea dependen de su geometría : ancho de la línea (w), espesor del sustrato (h) y espesor del conductor (t). Dependen también de las propiedades del sustrato y del espacio de aire sobre la línea.

Otros factores que influyen en las características de la microcinta son: la frecuencia de operación, discontinuidades y otros factores que deben tomarse en cuenta para el diseño.

La dificultad en el análisis de microcinta estriba en el hecho de que las ondas electromagnéticas se propagan a lo largo de la línea en dos regiones que tienen constante dieléctrica diferente, es decir, en el sustrato con una

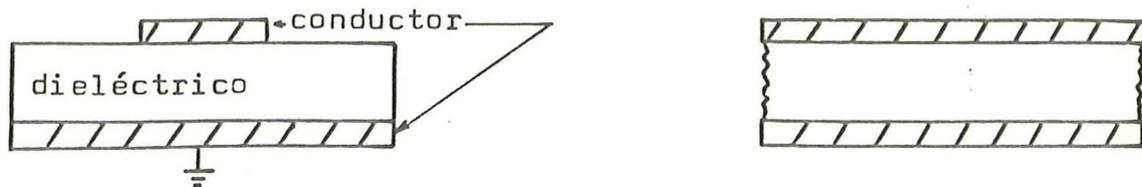


Figura 12 Línea de transmisión en forma de microcinta.

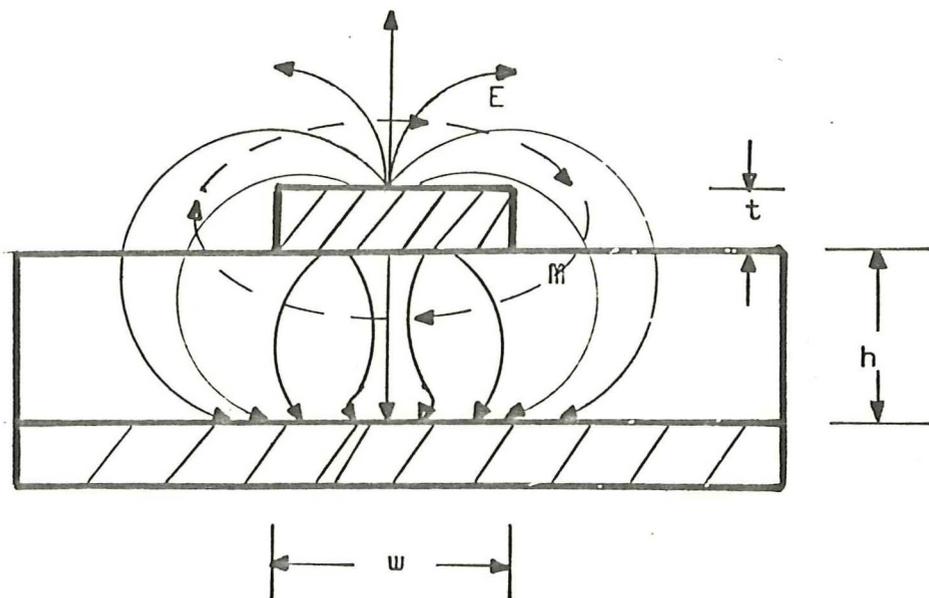


Figura 13 Distribución de los campos eléctrico y magnético en una microcinta.
 ----- líneas de campo magnético
 _____ líneas de campo eléctrico.

constante dieléctrica k_r y en el aire con $k_o = 1$. La constante dieléctrica efectiva k_{efe} , es un promedio pesado de las constantes dieléctricas en las dos regiones y varía entre k_r y k_o .

Para el análisis de líneas de microcinta, por lo general se siguen dos métodos: Uno de ellos es el análisis por teoría de ondas, en el cual se calculan los efectos de dispersión directamente a partir de un análisis de modo híbrido de la estructura y que se ha tratado por Harnsby y Gopinath (1969), Denlinger (1971) y Mittra e Itoh (1971) entre otros. El método alternativo consiste en efectuar un análisis casi TEM, en el cual se supone que la estructura lleva una onda TEM pura.

De acuerdo con la teoría electromagnética, no puede existir una onda TEM pura en una línea de microcinta debido a que la velocidad de la onda es diferente en el sustrato y en el aire y esta interfase causa una discontinuidad en los campos eléctrico y magnético. Esto implica una carga superficial y puesto que hay componentes de ambos campos en la dirección de propagación, el modo dominante no es TEM puro.

Dentro de las técnicas que emplean el análisis casi TEM, se encuentran el método de elementos finitos (Stinehelfer, 1968), método de momentos (Adams, 1970) y métodos de mapeo conforme (Wheeler, 1965 ; 1977) entre otros.

III.2.1 Impedancia característica y constante dieléctrica efectiva.

Wheeler (1977) derivó empleando técnicas de mapeo conforme, expresiones de forma cerrada tanto para análisis como para síntesis de elementos de microcinta. Tales expresiones son válidas para cualquier valor de w/h y para todos los valores de k_r . El error que se atribuye es del 1% sobre la mayor parte del intervalo de anchos. Las

relaciones mencionadas son (Wheeler, 1977):

$$\frac{w'}{h} = 8 \frac{\sqrt{A \left(\frac{7 + 4/k_r}{11} \right) + \frac{1 + 1/k_r}{0.81}}}{A} \quad (32)$$

donde,

$$A = \exp\left(\frac{Z}{42.4} \sqrt{k_r + 1}\right) - 1$$

y la relación para determinar la impedancia en función de la razón w/h es:

$$Z = \frac{42.40}{\sqrt{k_r + 1}} \ln\left(1 + \left(\frac{4h}{w'}\right) \left(\frac{14 + 8/k_r}{11} \left(\frac{4h}{w'}\right) + B\right)\right) \quad (33)$$

donde,

$$B = \sqrt{\left(\frac{14 + 8/k_r}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1 + 1/k_r}{2} \pi^2}$$

Estas expresiones se derivaron para las condiciones de $t = 0$ y $k_r = 1$, por lo que es necesario realizar un ajuste que compense los efectos de un espesor de conductor diferente de cero y una constante dieléctrica distinta de 1. Para aproximar estos efectos, los valores obtenidos con la ecuación 32 se modifican a:

$$\frac{w}{h} = \frac{w'}{h} - \frac{1 + 1/k_r}{2h} \frac{t}{\pi} \ln \frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w'/t - 0.260}\right)^2}} \quad (34)$$

donde 'e' = 2.71828.... es la base de los logaritmos naturales y 't' denota el espesor de la tira conductora.

Es importante señalar que las relaciones anteriores no involucran el término de constante dieléctrica efectiva y éso se debe a la naturaleza empírica de las mismas. Para calcular pérdidas eléctricas en microcinta,

es necesario conocer el valor de k_{efe} . Bahl y Garg (1977) obtuvieron la siguiente expresión:

$$k_{efe} = \frac{k_r + 1}{2} + \frac{k_r - 1}{2} \left(\left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right) - c \quad (35)$$

para $w/h \leq 1$ y

$$k_{efe} = \frac{k_r + 1}{2} + \frac{k_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} - c \quad (36)$$

para valores de $w/h \geq 1$.

La constante 'C' se introduce para compensar el efecto del espesor del conductor y se expresa por:

$$c = \frac{k_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (37)$$

La velocidad de fase juega un papel muy importante en la longitud eléctrica de las líneas de transmisión y se encuentra por medio de:

$$V_f = \frac{3 E10}{\sqrt{k_{efe}}} \quad \text{cm/seg} \quad (38)$$

Resultados numéricos obtenidos con el material presentado en esta sección se muestran en la figura 14.

III.2.2 Dispersión en líneas de microcinta.

El diseño de circuitos en microcinta requiere de una información adecuada y confiable acerca de la conducta dispersiva de las líneas que se utilizarán.

A frecuencias de operación mayores que una cierta frecuencia f_p , los modos de propagación no-TEM causan

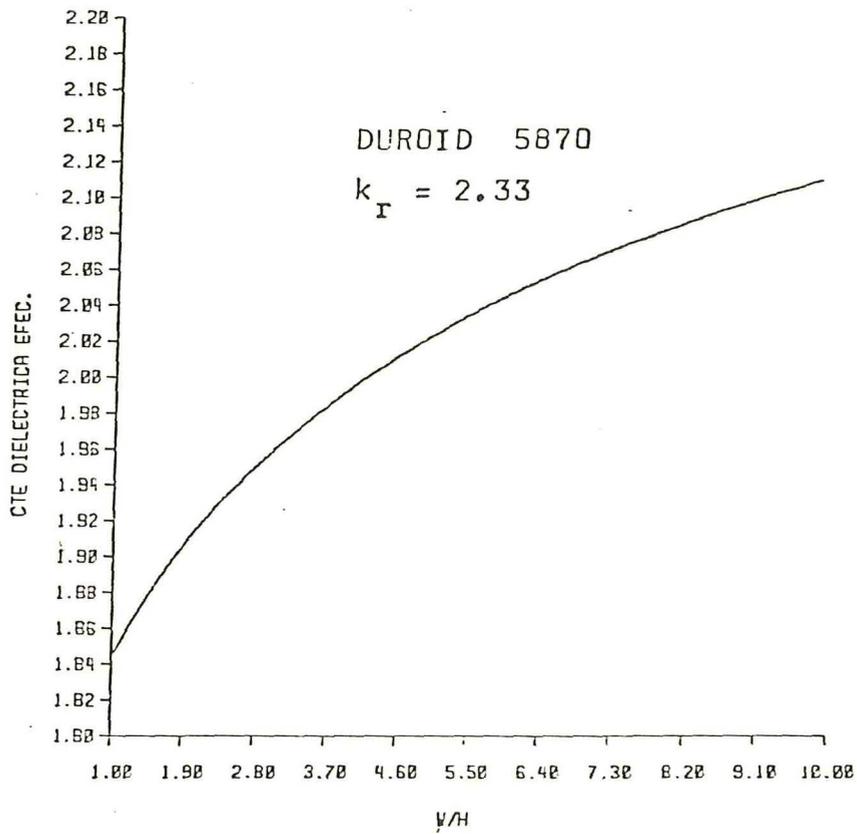
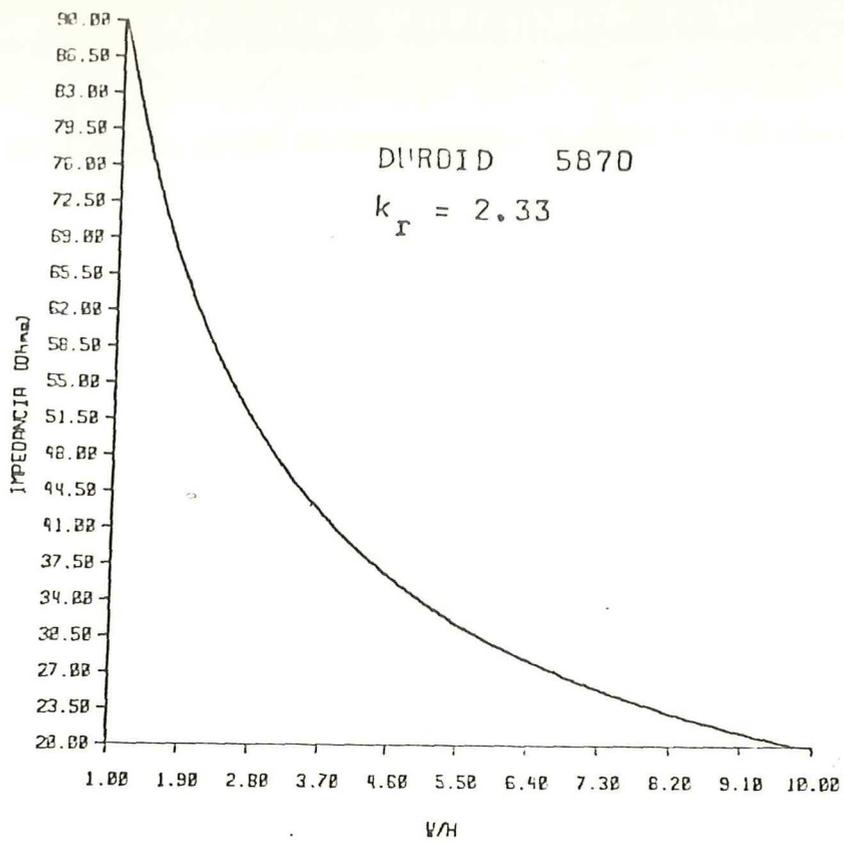


Figura 14 Impedancia y constante dieléctrica efectiva en función de w/h .

una dispersión de la energía electromagnética, lo cual a su vez ocasiona una variación en la constante dieléctrica efectiva. Debido a la dispersión, las expresiones para k_{efe} obtenidas anteriormente requieren una modificación que considere este hecho.

Uno de los métodos analíticos más empleados para el estudio de los efectos dispersivos, es el que reporta Getsinger (1972), en donde expresa el valor de k_{efe} considerando los efectos de dispersión de la línea por medio de ecuaciones algebraicas simples:

$$k_{efe}' = k_r - \frac{k_r - k_{efe}}{1 + G(f/f_p)} \quad (39)$$

donde,

f es la frecuencia de operación y f_p se da por:

$$f_p \text{ (GHz)} = \frac{Z_0}{2U_0 h} = 15.66 \frac{Z_0}{h} \quad \text{con el valor}$$

de h expresado en milésimas de pulgada.

La constante G ha sido optimizada empíricamente por Edwards y Owens (1976) en la forma:

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60} \right) + 0.004 Z_0 \quad (40)$$

Los resultados de los estudios de Maesel (1971) demuestran que en el intervalo útil de frecuencias de operación de sustratos con bajo valor de constante dieléctrica k_r , la dispersión es muy poca. Para sustratos como el Duroid 5870 cuya constante es $k_r = 2.33$ y a frecuencias abajo de 10 GHz la dispersión es despreciable, no siendo así para sustratos como la Alúmina ($k_r = 9.7$) a frecuencias arriba de 5 GHz.

III.2.3 Pérdidas en microcinta.

Para microcintas formadas por material dieléctrico

no magnético, las pérdidas en el modo de propagación dominante son debidas tanto a la resistividad de la tira conductora como a disipación en el sustrato dieléctrico.

Por unidad de longitud, la constante de atenuación se da por $A_t = A_c + A_d$ donde cada término representa la contribución de los tipos de pérdidas mencionadas. El término de mayor peso es el relativo a pérdidas en el conductor, sumándose las del conductor del plano de tierra y las de la línea conductora.

Cada término se puede expresar como (Pucel et al , 1968):

$$A_c = \frac{P_c}{2P} \quad (41)$$

y

$$A_d = \frac{P_d}{2P} \quad (42)$$

donde P_c y P_d son las potencias disipadas en los conductores y en sustrato respectivamente y P es la potencia transmitida a lo largo de la línea.

A partir de resultados obtenidos por Wheeler (1965), Pucel et al (1968), derivaron tres ecuaciones aproximadas que son aplicables a diferentes anchos de línea, para expresar el término correspondiente a A_c :

para $w/h \leq 1/2\pi$,

$$\frac{A_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.686}{2\pi} \left(1 - \left(\frac{w}{4h}\right)^2\right) \left(1 + \frac{h}{w} + \frac{h}{w\pi} \left(\ln \frac{4w\pi}{t} + \frac{t}{w}\right)\right) \quad (43a)$$

para $1/2\pi \leq w/h \leq 2$,

$$\frac{A_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.68}{2 \text{ Pi}} \left(1 - \left(\frac{w}{4h} \right)^2 \left(1 + \frac{h}{w} + \frac{h}{w} \left(\text{Ln} \frac{2h}{t} - \frac{t}{w} \right) \right) \right) \quad (43b)$$

y para $w/h \geq 2$,

$$\frac{A_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.686}{\left(\frac{w}{h} + \frac{2}{\text{Pi}} \text{Ln} \left(2e \text{ Pi} \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right) \right)^2} \left(\frac{w}{h} + \frac{\frac{w}{h \text{ Pi}}}{\frac{w}{2h} + 0.94} \right) \cdot \left(1 + \frac{h}{w} + \frac{h}{w \text{ Pi}} \left(\text{Ln} \frac{2h}{t} + \frac{t}{h} \right) \right) \quad (43c)$$

donde A_c está dado en dB/cm y $e = 2.718\dots$, R_s es la resistencia superficial del conductor definida por:

$$R_s = \text{Pi} f U_0 / S \quad (44)$$

siendo $U_0 = 4 \text{ Pi} \times 10^{-9}$ Henrios/cm, f frecuencia en Hz y S es la conductividad en Ohms-cm. En la figura 15 se muestra una gráfica de constante de atenuación normalizada para distintos valores de t/h contra w/h , obtenidas empleando la ecuación 43.

Para calcular la constante de atenuación del dieléctrico, Schneider (1969) derivó una ecuación aproximada,

$$A_d = 27.287 \frac{q \tan(D)}{L_g} \quad (45)$$

donde, $\tan(D) = S/2\text{Pi} f k_r k_0$ es el factor de disipación del sustrato y L_g es la longitud de onda. A_d se da en dB/unidad de longitud.

El factor 'q' fué definido por Poole(1967) como:

$$q = \frac{k_r \partial k_{efe}'}{\partial k_r} \quad (46)$$

al derivar la ecuación 35 o la 36 con respecto a k_r se encuentra que,

$$A_d = 27.287 \frac{k_r}{k_{efe}} \frac{k_{efe}' - 1}{k_r - 1} \frac{\tan(D)}{L_g} \quad (47)$$

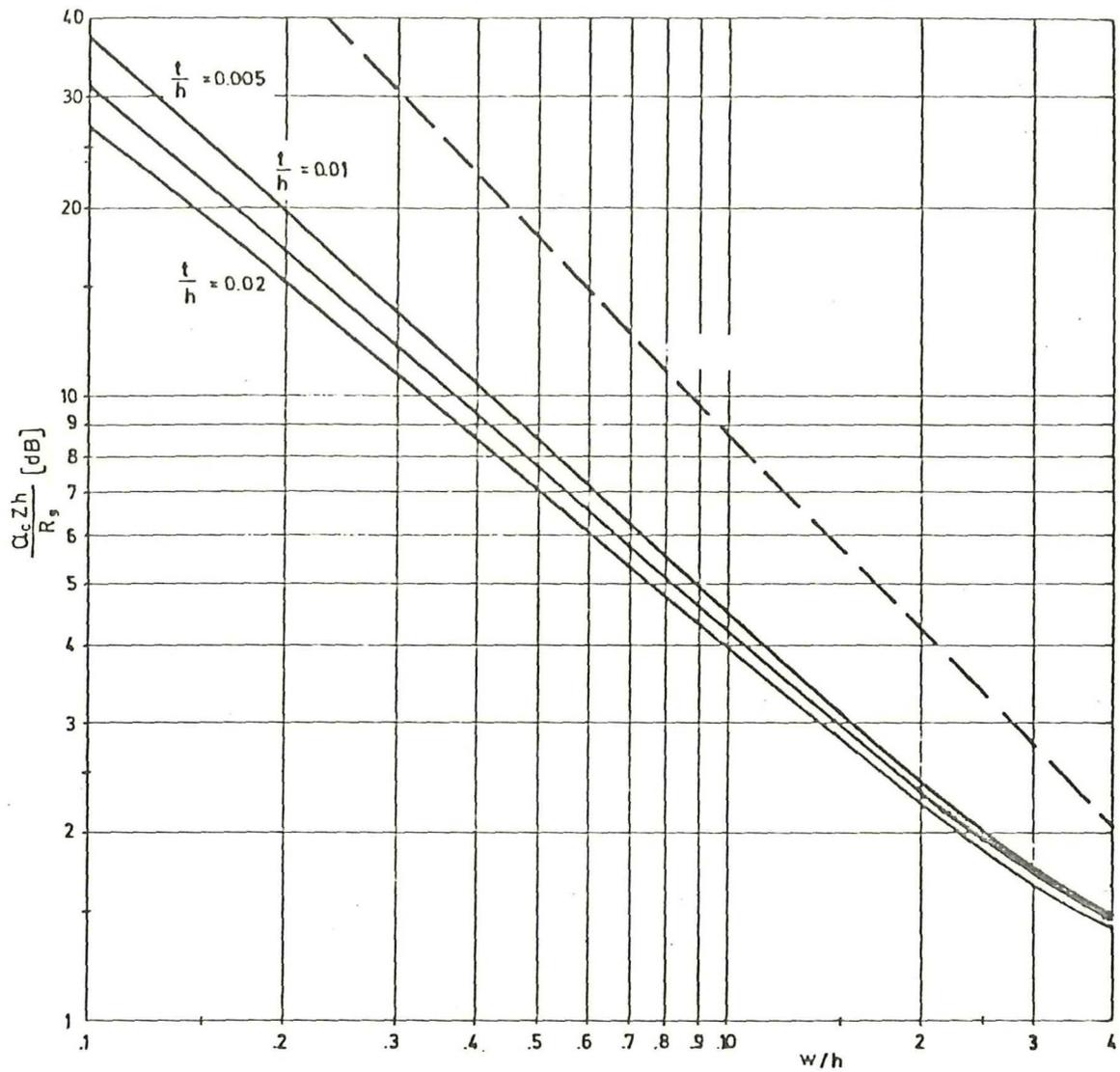


Figura 15 Factor de atenuación teórico para la tira conductora en microcinta (R.A. Pucel et al, 1968).

III.3 Discontinuidades en circuitos de microcinta.

Para que un circuito en microcinta pueda realizar sus funciones adecuadamente, la distribución de sus elementos debe ser tal que contenga el mínimo número de discontinuidades, ya que éstas dan lugar a efectos capacitivos e inductivos que pueden modificar la respuesta esperada.

Es importante notar que en algunas ocasiones, se emplean estas discontinuidades para aprovechar sus efectos y así conseguir una respuesta específica de la red.

Recientemente se han reportado varios estudios sobre la caracterización de algunas discontinuidades, como las que se muestran en la figura 16. Los modelos de circuito equivalente que emplean las técnicas analíticas, llevan por lo general a soluciones de forma compleja, mientras que los métodos empíricos proporcionan información en forma más adecuada para el diseño con ayuda de computadora.

III.3.1 Efectos de extremos abiertos.

Estos efectos se presentan cuando en la línea de microcinta se deja abierto uno de sus extremos, como es el caso de la realización de un stub abierto. La región del extremo abierto almacena una mayor cantidad de carga que la del resto de la línea y se alcanza a radiar una parte de la energía.

Varios investigadores han estudiado esta discontinuidad empleando diferentes técnicas, como: análisis variacional (Yamashita y Mittra, 1968), dominio espectral (Denlinger, 1971) y método de momentos (James y Tse, 1972) entre otros. Los resultados obtenidos y la comparación con valores

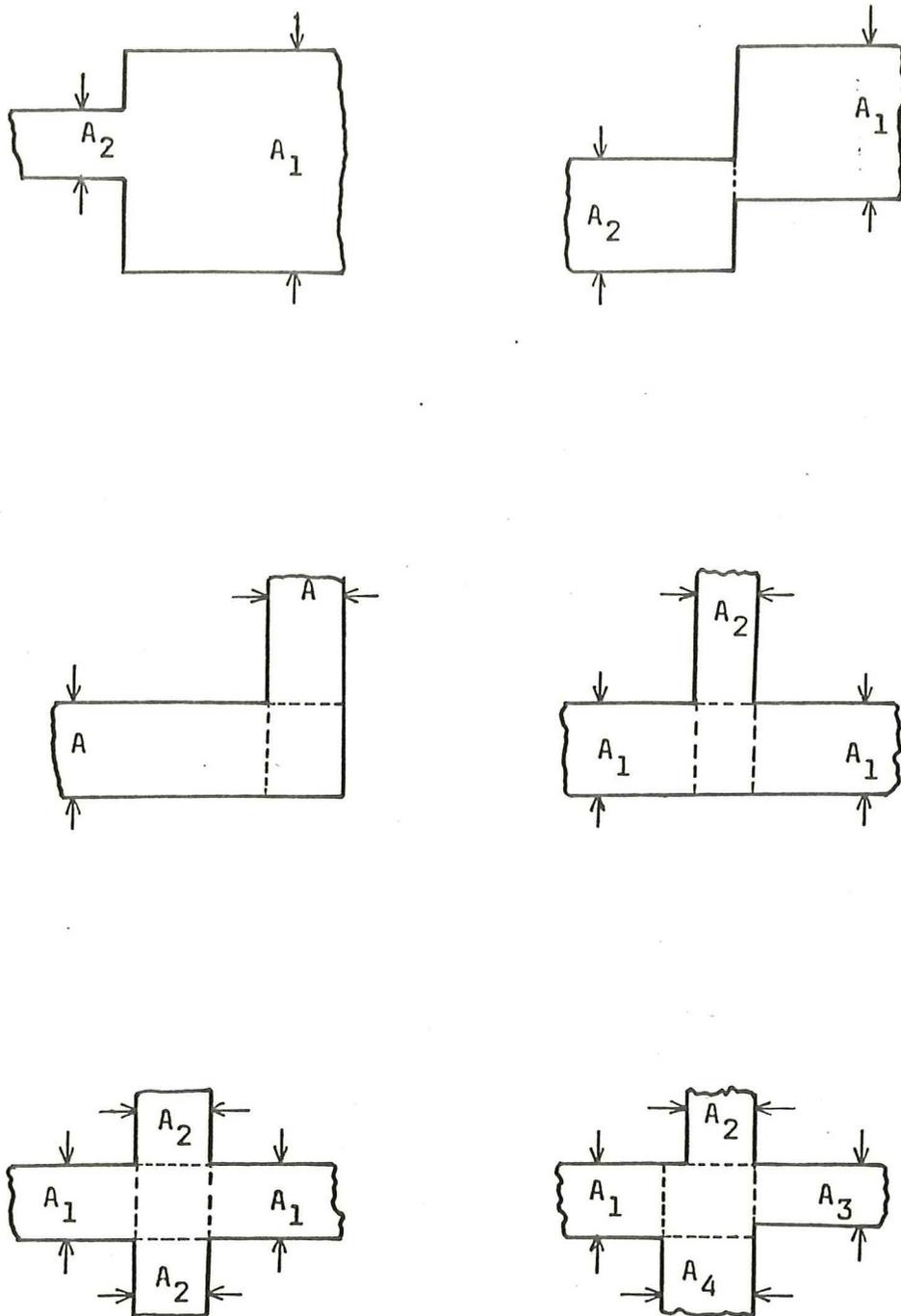


Figura 16 Algunas discontinuidades encontradas en circuitos de microcinta.

medidos muestra buena concordancia.

De los métodos empíricos se ha tomado la expresión siguiente, que proporciona la longitud de línea equivalente a la capacitancia en el extremo abierto y que se debe emplear para compensar este efecto (Hammerstaed, 1975a).

$$\frac{L'}{h} = 0.412 \frac{k_{efe}' + 0.300}{k_{efe}' - 0.258} \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813} \quad (48)$$

III.3.2 Efectos de cambio abrupto de impedancia.

Una combinación de efecto inductivo y capacitivo se presenta en la unión de un segmento de línea de impedancia Z_1 (ancho A_1) con un segmento de impedancia Z_2 (ancho A_2) en la cual $Z_2 > Z_1$. Los circuitos equivalentes empleados en el estudio de la caracterización de estas discontinuidades se forman por uno o pocos elementos reactivos o línea de transmisión corta.

De estos estudios se desprende que debido a los cambios de impedancia, los efectos aumentan a medida que la razón A_1/A_2 se hace mayor y esto repercute en la longitud de los elementos en la siguiente manera:

- El efecto capacitivo ocasiona un aumento en la longitud de la línea más ancha y una disminución de igual magnitud en la línea más angosta,

- El efecto inductivo es menos pronunciado, pero produce un aumento en la longitud de la línea más angosta.

Para casos prácticos, se ha propuesto (Hammerstaed, 1975a) ignorar el cambio en la longitud de la línea más angosta y aproximar el aumento en la línea ancha por,

$$L_i' = (1 - A_1/A_2) L' \quad (49)$$

donde, L_i' representa el aumento aparente en la longitud debido al efecto de cambio de impedancia y L' es la longitud equivalente del efecto capacitivo (ec. 48).

Aún cuando la componente capacitiva es dominante en este efecto, la componente inductiva está siendo también estudiada por otros autores (por ejemplo Neale y Gopinath, 1978).

III.3.3 Otros efectos de discontinuidades.

Como se mencionó anteriormente, existen otras discontinuidades como ángulos, uniones en cruz, etc., que requieren para su correcta caracterización, del conocimiento de los parámetros en el modelo de circuito equivalente que se utilice para su estudio.

Una mejor y más completa descripción de los métodos de análisis y de las técnicas experimentales que se siguen en dicha caracterización, se puede encontrar en los reportes y publicaciones originales de los que Hammerstaed (1975 b) hace una excelente revisión bibliográfica.

IV DISEÑO DE AMPLIFICADORES PARA MICROONDAS

En este capítulo se mencionan algunas de las técnicas que se emplean en el diseño de amplificadores de bajo ruido con GaAs FETs. Se describe la técnica de optimización de redes que se utilizó en este trabajo.

IV.1 Alternativas de diseño.

El objetivo básico de diseño para amplificadores de bajo ruido, es el de conseguir el mínimo factor de ruido posible con una ganancia máxima asociada, que se mantengan lo más constantes posible a lo largo de la banda de interés.

Las redes de acoplamiento para los GaAs FETs, deben proporcionar las impedancias de fuente y de carga adecuadas para conseguir del transistor las condiciones de operación que permitan cumplir con los objetivos de diseño.

En las siguientes secciones se mencionan algunos de los métodos más populares para la obtención de las redes de acoplamiento.

IV.1.1 Método gráfico.

El paso inicial consiste en utilizar los parámetros de dispersión del transistor y aplicar las ecuaciones de diseño correspondientes (capítulo III), para obtener gráficas de círculos de estabilidad, de ganancia constante y de factor de ruido, sobre la Carta de Smith.

Sobre la gráfica obtenida, se localizan los puntos correspondientes a los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que proporcionan mínimo factor de ruido y se verifica que dichos puntos queden fuera de las regiones de inestabilidad.

En la misma gráfica se puede observar la ganancia

asociada a dichos coeficientes de reflexión y si se nota que la ganancia se puede mejorar eligiendo otro punto para una mayor ganancia, se cambia al coeficiente de reflexión correspondiente y se revisan de nuevo las condiciones de estabilidad y factor de ruido.

El compromiso que se trata de cumplir para etapas de bajo ruido, puede necesitar que el proceso de selección y prueba se repita varias veces para valores distintos de coeficientes de reflexión, antes de obtener el punto óptimo.

La ventaja de realizar lo anterior, es que se logra un mejor entendimiento de la capacidad y de las limitaciones de los dispositivos, para alguna aplicación particular.

Medina Monroy et al (1979) elaboraron un ingenioso método computacional, que efectúa de manera automática e interactiva el proceso de ensayo y error necesario para emplear este método de diseño.

IV.1.2 Método de síntesis de redes.

El problema central consiste en sintetizar un circuito reactivo que presente una función de pérdidas por inserción establecida de antemano, a lo largo de la banda de interés.

Para poder sintetizar las redes de acoplamiento de entrada y salida, se requiere que las impedancias correspondientes del transistor se describan en términos de un circuito equivalente, en el cual se puedan separar las componentes resistivas y reactivas.

El proceso de síntesis se realiza entre cargas resistivas puras y las componentes reactivas del circuito equivalente del transistor, se absorben por la red sintetizada.

La síntesis se puede efectuar a partir de modelos de circuito equivalente con elementos concentrados, dando lugar a una red con elementos concentrados que posteriormente se transformará por aproximación, a una red con elementos distribuidos. El trabajo de Mellor (1975) y el de Cotee y Joines (1979) son ejemplos de esta manera de efectuar la síntesis.

Una forma alternativa, es la de emplear circuitos equivalentes de los puertos de entrada y salida del transistor, con elementos distribuidos y obteniendo con el proceso de síntesis un circuito con elementos de línea de transmisión. El trabajo de Ku y Petersen (1975) se basa en este modelo.

Empleando el método de síntesis se tiene la ventaja de que se obtienen resultados exactos y que la respuesta de las redes corresponderá precisamente a la respuesta en frecuencia especificada por el diseñador.

Con lo anterior se elimina el proceso de ensayo y error ya que se tiene un mayor control sobre los parámetros de diseño.

Adicionalmente, existe el hecho de que el método se puede programar completamente para su ejecución en una computadora digital. Para obtener resultados efectivos, se debe contar por lo tanto, con un programa eficiente de síntesis de redes.

Velázquez Ventura (1979) elaboró un programa de síntesis para la computadora PRIME 400 del CICESE, que efectúa el proceso en forma similar a la descrita por Mellor (1975). Dicho programa se está modificando para mejorar su funcionalidad.

IV.1.3 Método de optimización.

Optimización de redes es un procedimiento por medio del cual la respuesta característica de la red se mejora o ajusta a una condición deseada, modificando los valores de elementos del circuito en una manera apropiada.

Se establece una función de error, la cual indica la desviación de la respuesta real de la red con respecto a la respuesta deseada. Una función de error sirve como cifra de mérito para comparar ambas respuestas.

El criterio de la función de error puede ser de algún tipo, tal como error cuadrático medio, error de Chebyshev o algún otro y depende de los elementos variables de la red.

El proceso de optimización localiza el punto en el que los valores de los elementos corresponden a un mínimo de la función de error.

El procedimiento de optimización empieza con una estructura de red fija y la topología no se cambia por el proceso. Esto significa que, en tanto los valores de los elementos varían, la topología y el tipo de los elementos permanece inalterable.

Dada una red, se establecen las variables que orientarán la optimización hacia los objetivos deseados y pueden ser la ganancia de potencia y el factor de ruido principalmente. Se analiza la respuesta característica de la red en el dominio de la frecuencia (o del tiempo) en todos los puntos de interés.

La respuesta característica, es decir, la magnitud de la ganancia y del factor de ruido, dependen de los valores de los elementos que forma la red y ajustando el valor de cualquiera de los elementos, se altera de alguna manera la característica espectral de

la respuesta.

En resumen, el objetivo de la optimización de redes, es tratar de producir una respuesta deseada ajustando valores de los elementos de la red.

Un programa de computadora para diseño de amplificadores de microondas empleando técnicas de optimización, puede estar formado por rutinas de análisis de redes y una rutina central de optimización.

El programa de análisis de redes debe ser uno muy eficiente, puesto que será llamado varias veces por el programa principal durante el proceso de optimización. Una de las formas más utilizadas para efectuar el análisis, consiste en tomar los parámetros ABCD de cada elemento que forma la red y obtener la matriz ABCD total que resulta de considerar al circuito completo.

La matriz ABCD se transforma entonces a matriz de parámetros S y con éstos se evalúan las ecuaciones de diseño, obteniendo valores de ganancia, estabilidad y factor de ruido. De acuerdo con la rutina de optimización, se hace una variación automática de los parámetros correspondientes para alcanzar el objetivo óptimo (Perlman y Gelnovatch, 1974).

Una técnica completa para análisis y optimización de circuitos, aplicable a circuitos de microondas es descrita en detalle por Sánchez Sinencio (1973 a) presenta también un programa completo de diseño con ayuda de computadora, CADMIC (Sánchez Sinencio, 1973 b)

Existe una gran cantidad de subrutinas disponibles para efectuar la optimización (Bandler, 1969), las cuales emplean alguna de las técnicas conocidas como son optimización por ecuaciones simultáneas, método de Fletcher-Powell o método de gradiente y búsqueda entre otros.

El paso más importante en el diseño empleando optimización

consiste en la selección de la topología o configuración de la red. Una elección adecuada de topología es esencial si se quiere conseguir que el diseño final se aproxime a la función objetivo, con valores de los elementos de la red que sean fácilmente realizables físicamente.

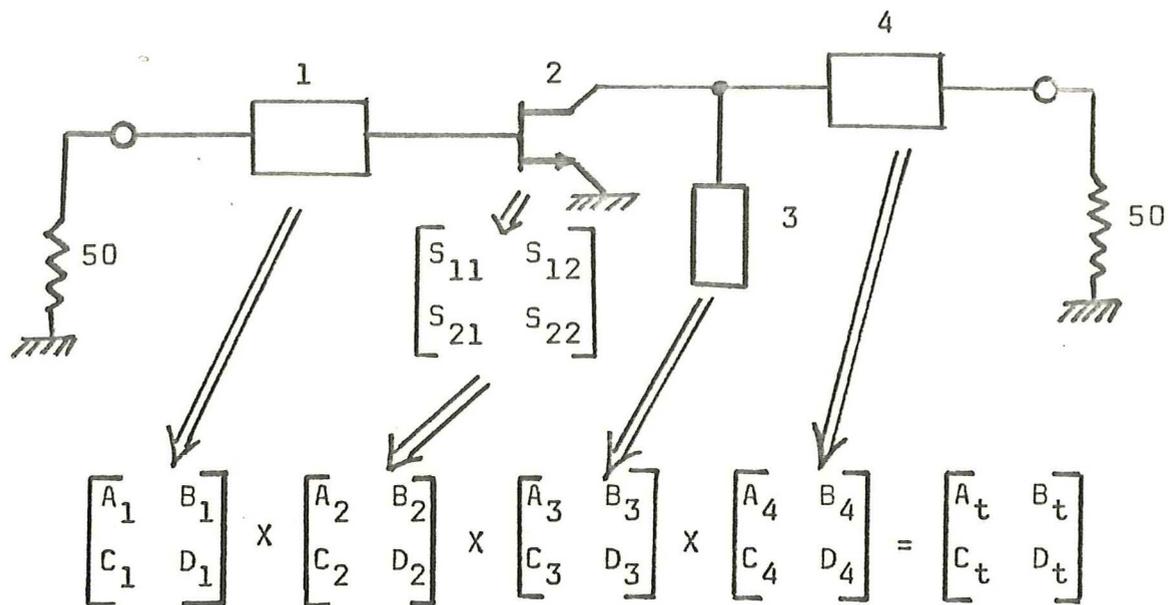
De acuerdo con algunos resultados publicados, en amplificadores con FETs de microondas se emplean redes de acoplamiento con secciones de línea de diferentes impedancias conectadas en serie (Ku y Peterson, 1975), redes de acoplamiento con stubs (Anón., 1980) y con redes que contienen elementos concentrados así como elementos distribuidos (Mellor y Linville, 1975).

El programa de diseño que se emplea aquí para obtener circuitos de amplificadores, es similar al descrito por Perlman y Gelnovatch (1974) y cuenta con una subrutina de análisis de redes que se basa en la obtención de la matriz ABCD del circuito total y en la evaluación de las ecuaciones de diseño.

El análisis de redes empleando la matriz ABCD tiene la propiedad de que si dos circuitos en caja negra caracterizados por sus parámetros $ABCD/1$ y $ABCD/2$ se conectan en cascada, la matriz total $ABCD/t$ será simplemente el producto de las dos matrices.

Con ésto, la cadena matricial correspondiente a una gran cadena de elementos de una red se puede evaluar rápidamente en la computadora, multiplicando simplemente sus matrices $ABCD/i$ individuales, de izquierda a derecha. La matriz $ABCD/d$ del dispositivo activo se puede obtener al efectuar la transformación de parámetros S a parámetros ABCD (fig. 17).

La matriz total se evalúa para cada valor de frecuencia requerido y posteriormente se convierte a parámetros S para calcular la ganancia de potencia y factor de estabilidad de acuerdo con las ecuaciones dadas .



Para cálculos de ganancia y estabilidad:

$$\begin{bmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix}$$

Figura 17 Representación del método de análisis utilizando matrices de parámetros ABCD.

Para evaluar el factor de ruido de etapas en cascada se puede seguir el siguiente mecanismo: Considerar el amplificador de la figura 18 y suponer que se conocen sus parámetros de ruido R_n , Γ_0 y F_{\min} , donde Γ_0 es el coeficiente de reflexión para mínimo factor de ruido. El factor de ruido se calcula con la ecuación adecuada para la primera etapa. El análisis ABCD se sigue hasta el plano de referencia situado en el puerto de entrada del siguiente transistor.

En este punto ya se tiene otra admitancia de entrada resultante de la matriz ABCD que hasta aquí se ha calculado y se emplea nuevamente la ecuación para factor de ruido (25). Puesto que ahora se conocen los valores de F_1 , F_2 , y G_1 (ganancia de potencia de la etapa 1) el factor de ruido total para dos etapas en cascada se puede evaluar por,

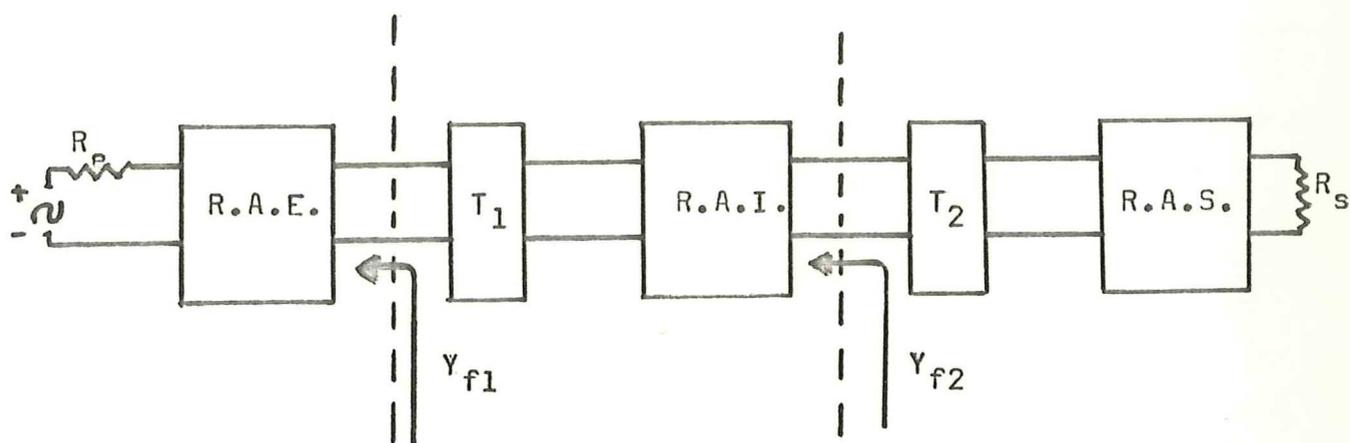
$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (50)$$

y si el amplificador tiene múltiples etapas, el factor de ruido total se da por,

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (51)$$

La información que se requiere para calcular los elementos de la línea de transmisión son el valor inicial de la impedancia y su longitud. Los valores de los parámetros S del circuito total, sirven para calcular la ganancia de transductor, estabilidad y factor de ruido para cada frecuencia especificada.

Para cada punto de frecuencia se realiza en forma secuencial el cálculo de la matriz total ABCD/_t, la conversión a parámetros S y el cálculo de las variables de diseño. La ventaja de este procedimiento es que los requisitos de memoria son mínimos.



R.A.E. = Red de acoplamiento de entrada

R.A.I. = Red de acoplamiento intermedia

R.A.S. = Red de acoplamiento de salida

T_1 , T_2 = Transistores de la primera y segunda etapa

Y_{f1} , Y_{f2} = Admitancias de fuente que se presentan
a los transistores T_1 y T_2 .

R_e , R_s = Típicamente a 50 Ohms.

Figura 18 Diagrama a bloques para ilustrar el cálculo de factor de ruido para etapas en cascada.

La forma de la función de error sigue un criterio de error cuadrático medio y puede tener la siguiente forma:

$$\sum_{k=1}^{npf} (A_1(G(f_k) - G_d(f_k))^2 + A_2(F(f_k) - F_{\min}(f_k))^2) \quad (52)$$

donde npf es el número de puntos en frecuencia para el análisis, A_1 es el factor de peso para el término de ganancia, A_2 es el factor de peso que corresponde al término de factor de ruido. $G(f_k)$ es la ganancia en dB calculada para la frecuencia k y $G_d(f_k)$ es la ganancia deseada para esa frecuencia.

$F(f_k)$ es el valor en dB calculado para el factor de ruido en la frecuencia k y $F_{\min}(f_k)$ es el mínimo factor de ruido correspondiente a dicha frecuencia.

Es posible emplear el método de optimización descrito aquí, como un complemento a los métodos mencionados en las secciones anteriores. También se puede utilizar únicamente la porción de análisis del programa y conocer la respuesta teórica esperada de los circuitos que se obtengan con los métodos alternativos y tratar de mejorarlos antes de iniciar el proceso de construcción.

La información que requiere el programa de análisis descrito aquí, es la siguiente:

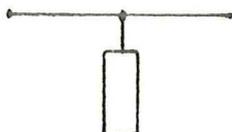
1.- Tipo de elemento de la red, en orden de izquierda a derecha. El código que se utiliza es el siguiente para identificar a los diferentes tipos de elementos:

a) Segmento de línea de transmisión en serie,



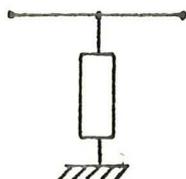
Código: LA

b) Stub abierto en paralelo,



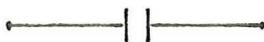
Código: SA

c) Stub en corto en paralelo,



Código: SC

d) Capacitor concentrado en serie,



Código: CS

e) Transistor,



Código: FT

Si en la red existe algún elemento diferente a los mencionados, deberá establecer su código para efectos de identificación por parte del programa.

2.- Información del número de puntos en frecuencia para los que se desea el análisis: npf = número

de puntos, f_{\min} = límite inferior y f_{\max} = límite superior de la banda de interés, en GHz.

3.- Valores de los elementos de la red. Para elementos de línea de transmisión se requiere el valor de su impedancia característica en ohms y el de su longitud física en fracciones de L_g (longitud de onda). El valor de capacitores se da en picofaradios y para transistores se necesitan los valores de sus parámetros de dispersión en el orden: $|S_{11}|$, $\angle S_{11}$, $|S_{12}|$, $\angle S_{12}$, $|S_{21}|$, $\angle S_{21}$, $|S_{22}|$, $\angle S_{22}$.

La información de parámetros de ruido se proporciona en este orden: $|F_o|$, $\angle F_o$, F_{\min} en dB y R_n (sin normalizar).

Los parámetros S y de ruido se deben introducir para cada punto de frecuencia.

La información que se obtiene del programa consiste en:

- 1.- Ganancia y factor de ruido VS frecuencia,
- 2.- Pérdidas de regreso VS frecuencia, para los puertos de entrada y salida,
- 3.- Valores de los parámetros de dispersión de la red total (opcional),
- 4.- Factor de estabilidad,
- 5.- Valor de los parámetros ABCD de la red total y de cada elemento (opcional).

Para la subrutina de optimización se requiere además:

- 1.- Valores deseados de ganancia, factor de ruido y de estabilidad, así como los factores de peso

para la función de error. Los factores de peso pueden tomar valores entre cero y cualquier valor finito.

- 2.- Incremento inicial de los parámetros que se pueden modificar, como impedancia y longitud física de los elementos.
- 3.- Límites inferior y superior para los valores que pueden tomar los parámetros variables.

La salida de la subrutina de optimización contiene:

- 1.- Los datos que proporciona el programa de análisis pero con valores ya óptimos,
- 2.- Valores de los elementos de la red que proporcionan resultados óptimos.

La matriz para cada tipo de elemento se forma, de acuerdo con Perlman y Gelnovatch (1974) como sigue:

ELEMENTO TIPO:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_0 \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$$

ELEMENTO TIPO:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_0 \tanh(\gamma l) & 1 \end{bmatrix}$$

γ = constante de propagación.

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

ELEMENTO TIPO:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_0 \coth(\gamma l) & 1 \end{bmatrix}$$

α = atenuación en la línea.

β = constante de fase.

ELEMENTO TIPO:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & X_c \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ELEMENTO TIPO:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}S_{21} + (1+S_{11})(1-S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{-2S(S_{12}S_{21} + (1+S_{11})(1+S_{22}))}{S_{21}} \\ \frac{S_{12}S_{21} + (1-S_{11})(1+S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{-S_{12}S_{21} + (1-S_{11})(1-S_{22})}{100 S_{21}} \end{bmatrix}$$

IV.2 Ejemplo de diseño.

Las especificaciones siguientes de diseño, son típicas para amplificadores de bajo ruido de una sola etapa (Knerr y Swan, 1978) y (Anón., 1980 b).

Frecuencia de operación : 3.7-4.2 GHz

Factor de ruido : < 3 dB

Ganancia de potencia : > 10 dB

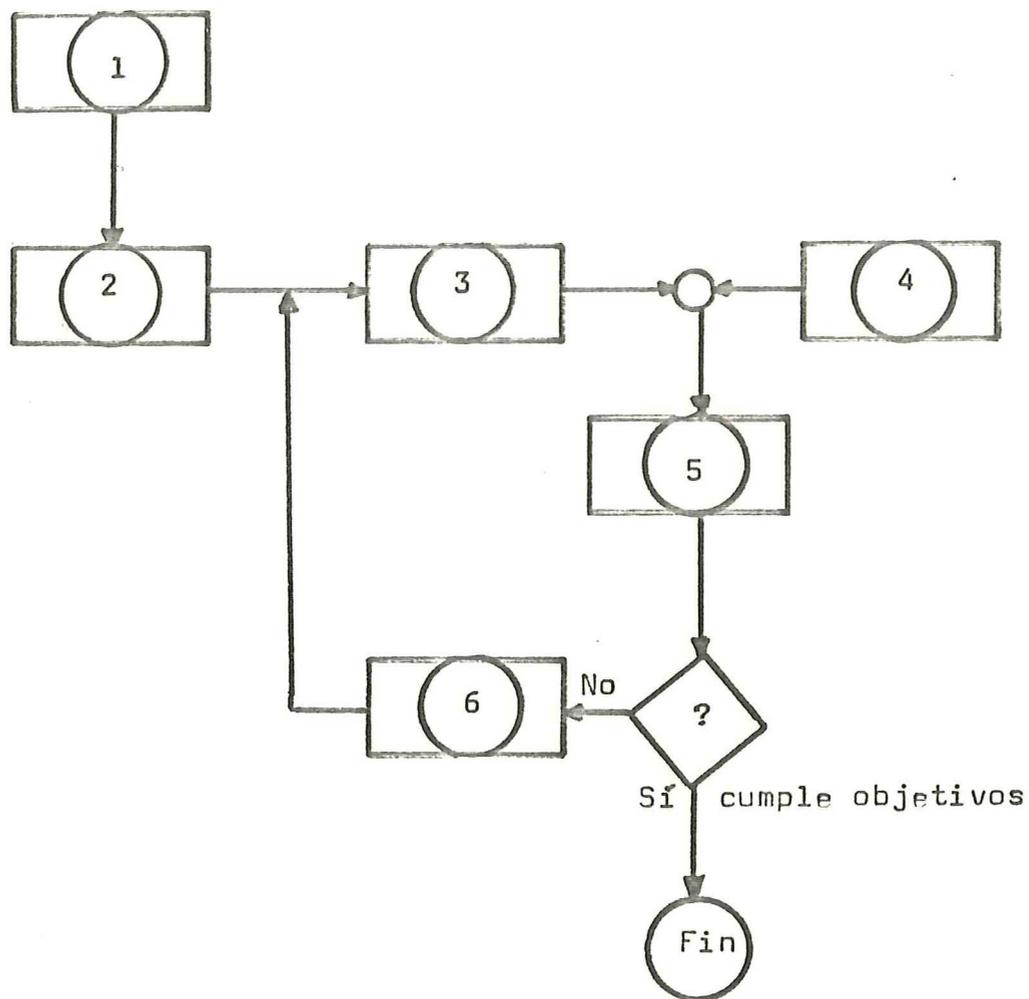
Existen otras especificaciones de diseño, como son pérdidas de regreso de entrada y salida, ganancia plana a lo largo de la banda de interés, etc., pero en la etapa de trabajo que corresponde a esta tesis sólo se consideran los tres mencionados anteriormente.

De acuerdo con los requisitos impuestos, algunos de los transistores que cumplen con los objetivos son el HFET 1101 y el NE38883 , cuyas respectivas hojas de datos se encuentran en el apéndice III.

Para propósitos de evaluación del método de diseño por optimización, se elige tentativamente al HFET 1101 para efectuar el diseño. En el apéndice II se muestran los resultados de un programa que analiza la capacidad del transistor e indica la localización de los círculos de estabilidad, de ganancia constante y los círculos de factor de ruido.

Para la utilización del programa de optimización se necesita inicialmente escoger una topología adecuada. Si se analizan diferentes estructuras empleando el programa de análisis de redes, se puede elegir como topología óptima la que proporcione los mejores resultados para las mismas condiciones de operación (Fig. 19).

El programa de análisis se utiliza para comparar el comportamiento de diferentes estructuras obtenidas con diferentes métodos de diseño. Por ejemplo, se



- 1 : Elección de la topología
- 2 : Introducción de los valores iniciales de los elementos de la red
- 3 : Cálculos de ganancia y factor de ruido
- 4 : Presentar objetivos
- 5 : Evaluación de función de error
- 6 : Pasar al subprograma de optimización.

Figura 19 Estructura general del programa de análisis y optimización.

obtuvieron redes de acoplamiento empleando el método gráfico y los valores y tipo de elementos de la red, se proporcionaron al programa de análisis y se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla I.

También se analizó una estructura de redes de acoplamiento, de la forma descrita por Ku y Petersen (1975), que consiste en segmentos de línea de transmisión de diferentes impedancias características conectadas en cascada. Los resultados se muestran en la tabla II.

En vista de que los valores iniciales de los elementos de las redes para el caso de estructura de líneas en cascada, proporciona una mejor respuesta del amplificador, se elige dicha topología para iniciar el proceso de optimización.

De acuerdo con los resultados de la tabla II, los valores iniciales de los elementos de la red, producen valores de factor de ruido y ganancia que están cercanos a los valores deseados. Por lo tanto, se puede suponer que el proceso de optimizar la respuesta de la red, se concluirá en pocas corridas de la rutina de optimización.

Durante el proceso de optimización (descrito en la sección IV.1.3), la evaluación de los resultados se hace modificando adecuadamente los factores de peso en la función de error (ecuación 52), hasta obtener los valores de ganancia y factor de ruido óptimos a lo largo de la banda de interés.

El resultado final del proceso de optimización se muestra en la tabla III. El procedimiento que se sigue para la construcción del amplificador diseñado, se describe en detalle en el capítulo siguiente.

FREC CENTRAL= 3.94 # DE ELEMENTOS= 9 FMIN= 3.70
 FMAX = 4.20 # DE PUNTOS= 3 ATEN= 0.10
 ELEMENTO # TIPO ELEMENTO Z(I) L(I)...

1	LA	50.000	0.250
2	CS	1000.000	0.000
3	LA	47.000	0.250
4	SA	33.590	0.375
5	FT	0.000	0.000
6	SA	77.550	0.375
7	LA	111.230	0.250
8	CS	1000.000	0.000
9	LA	50.000	0.250

FREC (GHZ)	GANANCIA (DB)	ESTABIL NUM	FACT DE RUIDO (DB)	P. R. (ENT) (DB)	P. R. (SAL) (DB)
3.70	7.456	0.866	3.030	0.7554	3.3167
3.95	11.415	0.891	2.334	4.5290	33.4061
4.20	9.548	0.876	1.850	8.3177	5.6095

	SM11	SA11	SM12	SA12	SM21	SA21	SM22	SA22
1	0.917	91.598	0.080	-166.863	2.359	-110.263	0.683	141.960
2	0.594	-8.833	0.133	106.400	3.722	161.500	0.021	-126.921
3	0.384	-80.669	0.114	37.319	3.002	89.819	0.524	-153.032

MATRIZ A B TOTAL
 C D

-0.004476	-0.240337J	-0.120569	-0.113923J
0.085221	-0.248188J	0.041933	-0.063810J

TABLA I Resultados del análisis del circuito obtenido empleando el método gráfico de diseño, sin optimizar.

FREC CENTRAL= 3.94 # DE ELEMENTOS= 10 FMIN= 3.70
 FMAX = 4.20 # DE PUNTOS= 3 ATEN= 0.10
 ELEMENTO # TIPO ELEMENTO Z(I) L(I)...

1	LA	50.000	0.250
2	CS	1000.000	0.000
3	LA	80.000	0.150
4	LA	30.000	0.150
5	LA	80.000	0.150
6	FT	0.000	0.000
7	LA	80.000	0.150
8	LA	30.000	0.150
9	CS	1000.000	0.000
10	LA	50.000	0.250

FREC (GHZ)	GANANCIA (DB)	ESTABIL NUM	FACT DE RUIDO (DB)	P. R. (ENT) (DB)	P. R. (SAL) (DB)
3.70	12.074	0.832	1.624	5.3008	16.8678
3.95	9.492	0.905	2.065	3.1867	13.7750
4.20	6.406	0.925	2.808	1.8901	9.5865

	SM11	SA11	SM12	SA12	SM21	SA21	SM22	SA22
1	0.543	48.106	0.136	-80.802	4.015	-24.202	0.143	-133.460
2	0.693	-42.980	0.107	-136.142	2.983	-81.041	0.205	110.691
3	0.804	-90.481	0.079	179.691	2.091	-127.808	0.332	76.183

A B
 MATRIZ TOTAL
 C D

0.064758	0.279568J	-0.052005	0.331661J
-0.213051	0.162841J	-0.386148	-0.018254J

TABLA II Resultados del análisis del circuito que emplea líneas de transmisión de diferente impedancia conectadas en serie, sin optimizar.

```

*****
*****
**
**      DISEÑO DE AMPLIFICADORES      **
**
**      PARA MICROONDAS                **
**
**                                     AVV **
*****
*****

```

HOY ES JUEV 11 DEC 1980 Y SON LAS 18:24:59 HORAS

FREC CENTRAL= 3.94 # DE ELEMENTOS= 10 FMIN= 3.70
 FMAX = 4.20 # DE PUNTOS= 3 ATEN= 0.10
 ELEMENTO # TIPO ELEMENTO Z(I) L(I)...

1	LA	50.000	0.250
2	CS	1000.000	0.000
3	LA	85.015	0.150
4	LA	34.630	0.150
5	LA	65.725	0.150
6	FT	0.000	0.000
7	LA	75.370	0.150
8	LA	30.000	0.150
9	CS	1000.000	0.000
10	LA	50.000	0.250

FREC (GHZ)	GANANCIA (DB)	ESTABIL NUM	FACT DE RUIDO (DB)	P. R. (ENT) (DB)	P. R. (SAL) (DB)
3.70	10.817	0.829	2.079	3.2348	8.8348
3.95	11.660	0.885	1.736	7.0401	12.3317
4.20	10.074	0.883	1.710	5.5769	8.7111

	SM11	SA11	SM12	SA12	SM21	SA21	SM22	SA22
1	0.689	149.000	0.118	-40.598	3.474	16.002	0.362	-68.385
2	0.445	55.127	0.137	-96.871	3.828	-41.771	0.242	-168.905
3	0.526	-45.565	0.121	-152.842	3.189	-100.342	0.367	101.780

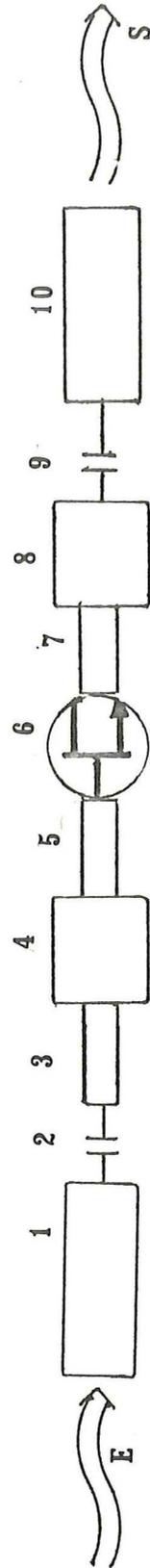
TABLA III Resultados del análisis del circuito descrito en la TABLA II, empleando los valores de elementos proporcionados por la subrutina de optimización.

PUNTO EN FRECUENCIA # 2 MATRIZ A B DE CADA ELEMENTO C D

ELEMENTO # 1 (LA) :				
-0.003155	0.002884J	-0.000009	0.999999J	
-0.000009	0.999999J	-0.003155	0.002884J	
ELEMENTO # 2 (CS) :				
1.000000	0.000000J	0.000000	-0.000806J	
0.000000	0.000000J	1.000000	0.000000J	
ELEMENTO # 3 (LA) :				
0.586254	0.001402J	0.001725	1.377462J	
0.000597	0.476462J	0.586254	0.001402J	
ELEMENTO # 4 (LA) :				
0.586254	0.001402J	0.000703	0.561095J	
0.001465	1.169693J	0.586254	0.001402J	
ELEMENTO # 5 (LA) :				
0.586254	0.001402J	0.001334	1.064914J	
0.000772	0.616302J	0.586254	0.001402J	
ELEMENTO # 6 (FT) :				
0.059365	-0.241250J	-0.384589	-0.239369J	
0.285034	-0.056107J	0.198461	-0.473975J	
ELEMENTO # 7 (LA) :				
0.586254	0.001402J	0.001529	1.221188J	
0.000673	0.537435J	0.586254	0.001402J	
ELEMENTO # 8 (LA) :				
0.586254	0.001402J	0.000609	0.486077J	
0.001691	1.350215J	0.586254	0.001402J	
ELEMENTO # 9 (CS) :				
1.000000	0.000000J	0.000000	-0.000806J	
0.000000	0.000000J	1.000000	0.000000J	
ELEMENTO # 10 (LA) :				
-0.003155	0.002884J	-0.000009	0.999999J	
-0.000009	0.999999J	-0.003155	0.002884J	

MATRIZ		A B	TOTAL
		C D	
0.046802	0.203704J	-0.007934	0.239529J
0.003453	0.148059J	-0.154900	0.025610J

TABLA III (Continuación)



V TRABAJO EXPERIMENTAL

En este capítulo se describe el procedimiento que se siguió para la construcción del amplificador de una etapa, empleando la infraestructura existente en el CICESE, en el momento de desarrollar el presente trabajo.

V.1 Aspectos generales.

El paso inicial consiste en la selección del material para la microcinta, luego se determinan las dimensiones de los elementos del circuito y su distribución física.

El material que se escogió es el RT/DUROID 5870 (Anón., 1978b) debido a su bajo factor de disipación y a la facilidad de corte y manejo.

Las características que presenta el material son:

Constante dieléctrica relativa, (k_r)	: 2.33 \pm 0.02
Factor de disipación, $\tan(D)$: 0.0012
Espesor del conductor, t	: 0.01778 mm
Espesor del sustrato, h	: 0.7874 mm

Las dimensiones de los elementos del circuito se determinan utilizando las ecuaciones del capítulo III.

En su forma encapsulada, los GaAs FETs tienen cuatro tiras metálicas que se adaptan muy bien a la tira conductora de la microcinta.

Las tiras corresponden a los electrodos de fuente (2), compuerta (1) y drenaje (1). La polarización se aplica a la compuerta (V_{gs}) y al drenaje (V_{ds}) ya que se utiliza una configuración de fuente común.

Para la polarización se debe contar con alguna estructura adecuada para microcinta. Una de las formas de estructura más empleada, consiste de un segmento de línea de alta impedancia, unido a un segmento de baja impedancia cuyas longitudes son de $1/4$ de longitud de onda.

A los elementos del circuito en microcinta que se encuentran junto a las tiras de compuerta y drenaje, se les une la estructura de polarización correspondiente, por su parte de alta impedancia.

V.2 Obtención de las mascarillas.

La mascarilla es una imagen del tamaño final que tendrá el circuito en la microcinta. Se obtiene a partir de un patrón formado con las dimensiones de los elementos del circuito escaladas adecuadamente.

La mascarilla se puede obtener en placas fotográficas de alta resolución del tipo poliéster (Kodalith), o sobre placas de vidrio también de alta resolución. Las partes en la mascarilla que representarán las tiras conductoras, se verán oscuras en una imagen positiva y el resto permanecerá transparente.

Primero se dibuja a escala el patrón del circuito sobre un material de dos capas; una de ellas (la de color) se puede despegar al delimitar con cortes finos, las áreas requeridas por la distribución del circuito. La otra capa es transparente y sirve como base.

El patrón a escala se realiza a un tamaño 20 veces mayor que el tamaño final del circuito. Este tamaño del patrón está limitado por las dimensiones de la pantalla translúcida sobre la que se coloca el patrón para tomar la fotografía.

La amplificación requerida para un patrón en particular, dependerá del grado de resolución y definición que se necesite del circuito.

Para realizar el patrón en el material de dos capas, se dibuja primero el circuito deseado sobre el material y posteriormente se corta con una cuchilla muy fina, de manera que las líneas queden trazadas definiendo las áreas deseadas.

Si se desea una mascarilla negativa, se procede a despegar la capa de color en las áreas que corresponden a las tiras conductoras, con lo que éstas quedan transparentes y rodeadas por el material de color.

El patrón se coloca sobre una pantalla translúcida que se ilumina uniformemente desde la parte posterior de la pantalla. Se debe cuidar que el dibujo quede perfectamente adherido a la pantalla, con objeto de evitar arrugas que puedan deformar la imagen al hacer la reducción.

La fotografía del dibujo se toma con una cámara situada a una distancia fija, que se determina por las dimensiones reales del circuito y se ajusta manualmente hasta obtener las dimensiones apropiadas.

Las condiciones en el procesado de la fotografía después de una serie de pruebas fueron:

Placa fotográfica	: Kodalith
Abertura del diafragma	: 5.6
Tiempo de exposición	: 2 seg
Tiempo en revelador	: 3.3 min
Tiempo en parador	: 1.5 min
Tiempo en fijador	: 2.5 min
Tiempo en agua corriente	: 20 min

Todas estas operaciones se efectúan a temperatura ambiente.

V.3 Grabado de los patrones.

Con la mascarilla elaborada, se procede a grabar los patrones en la superficie del material de la microcinta.

El procedimiento que se siguió para este trabajo en particular, es el empleado para la fabricación de circuitos impresos, con los pasos básicos siguientes:

- Limpieza del sustrato,
- Aplicación del recubrimiento fotosensible,

Exposición a la fuente luminosa,
Revelado y enjuague y
Horneado.

La presencia de contaminantes como grasas, moho, etc., pueden evitar el contacto íntimo que se requiere para una buena adhesión entre el recubrimiento fotosensible y el sustrato.

La limpieza debe ser capaz de remover dichos contaminantes. El proceso de limpieza seguido fué el siguiente:

3 min en tricloroetileno a 60°C,
3 min en acetona,
3 min en metanol,
3 min en agua destilada,
(Estas operaciones se realizan en la unidad ultrasónica)
Secado de la muestra con Nitrógeno gaseoso y
5 min en el horno a 90°C.

Con el sustrato limpio, se aplica el recubrimiento fotosensible y se efectúa el proceso de circuitos impresos para obtener el circuito de microcinta deseado.

Después de este proceso, ya se tiene el circuito del amplificador en microcinta mismo que habrá de fijarse al recinto metálico que contendrá al amplificador.

Para esto último se puede utilizar soldadura de tipo epoxy conductiva o se puede perforar en la microcinta para sujetarla por medio de tornillos al recinto metálico.

Empleando la soldadura epoxy, se coloca el circuito sobre el recinto metálico y se hornea por espacio de 20 minutos a una temperatura de 150° para que la adhesión sea perfecta.

Finalmente se colocan los capacitores en miniatura que sirven como bloques de c.d. en los puertos de entrada y salida del amplificador.

El GaAs FET se coloca en su sitio tomando las precauciones recomendadas por los fabricantes. Para la obtención de un comportamiento óptimo del transistor, las tiras metálicas de los electrodos de fuente, drenaje y compuerta deben quedar lo más cortas que sea posible, con objeto de reducir inductancias y capacitancias parásitas que deterioran el comportamiento dinámico del GaAs FET. La fig. 20 muestra al amplificador.

V.4 Mediciones de ganancia y factor de ruido.

En esta sección se presentan los resultados que se obtuvieron al efectuar las mediciones de ganancia y factor de ruido, al amplificador construido.

V.4.1 Polarización del transistor.

Para evitar daños irreversibles a los GaAs FETs se deben manejar con cuidado y además deben polarizarse adecuadamente.

Se aplica primero el voltaje negativo a la compuerta (V_{gs}), aumentándolo gradualmente de 0 a -1.5 V.

El voltaje positivo en el drenaje (V_{ds}) se aplica a partir de 0 V hasta llegar al punto deseado. (3.5 V en este caso particular). La corriente de drenaje se ajusta variando el voltaje V_{gs} hasta obtener el valor de corriente adecuado.

V.4.2 Mediciones de ganancia y análisis de resultados.

La respuesta del amplificador en gráfica de ganancia VS frecuencia se muestra en la figura 21. La curva experimental se separa de los valores teóricos predichos por el programa de análisis, debido

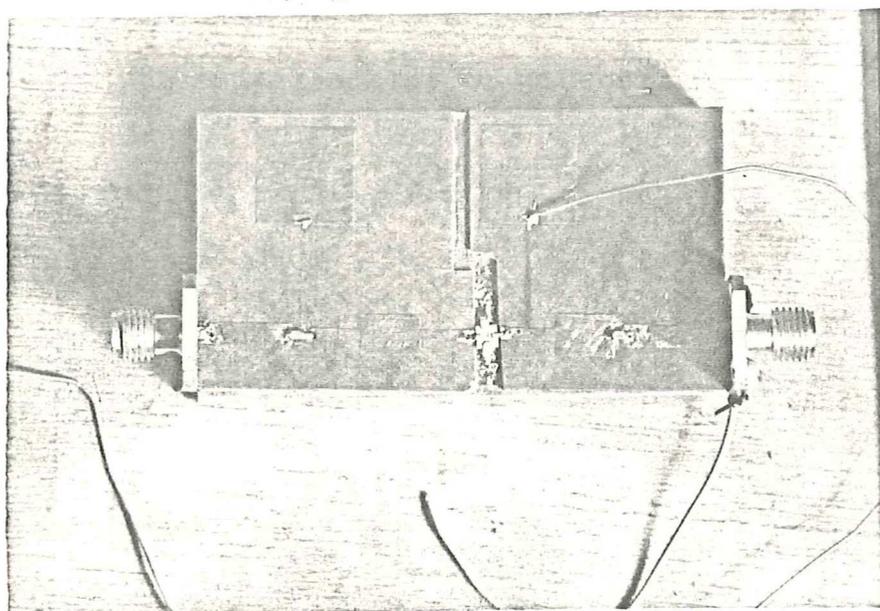


Figura 20 Fotografía del amplificador .

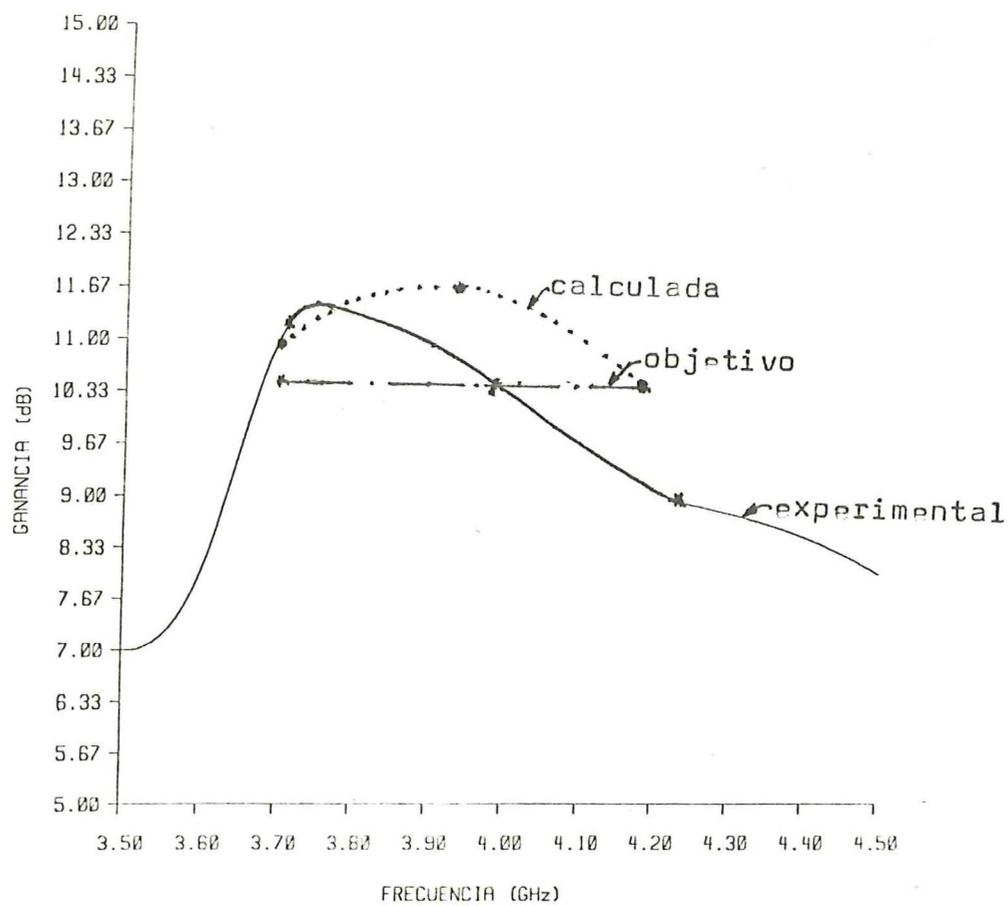


Figura 21 Resultados obtenidos en las mediciones de ganancia.

principalmente a que se utilizaron para el diseño, los valores de parámetros de dispersión proporcionados por la hoja de datos del fabricante. Puesto que esta información se basa en un valor promedio de un gran número de datos muestreados, es muy probable que el transistor empleado presente desviaciones de los valores tomados.

Otros factores pueden ser la variación en las dimensiones de los elementos de microcinta durante el proceso fotolitográfico y la presencia de acoplamientos parásitos entre los elementos del circuito.

Empleando el programa de análisis de redes, se encontró que, variaciones de $\pm 10\%$ en los valores de los parámetros de dispersión con respecto a los valores tomados, ocasionan variaciones en la ganancia calculada de ± 2 dB a lo largo de la banda de interés.

También se encontró que a variaciones de $\pm 1\%$ en valores de impedancia de línea (correspondientes a cambios de $\mp 2.9\%$ en las dimensiones de los elementos del circuito), producen cambios en la ganancia calculada de ± 1.2 dB.

Considerando una contribución de los dos tipos de variación mencionados, se puede esperar una diferencia entre los valores calculados y los medidos, del orden de ± 2 dB.

En la figura 22 se muestran las gráficas que ilustran las variaciones de ganancia mencionadas: La curva identificada con el número 1 representa los valores calculados con los datos obtenidos de la hoja del fabricante; la curva 2 muestra los valores calculados al variar los parámetros en $+10\%$ y la curva 3 muestra los valores que da una variación de -10% .

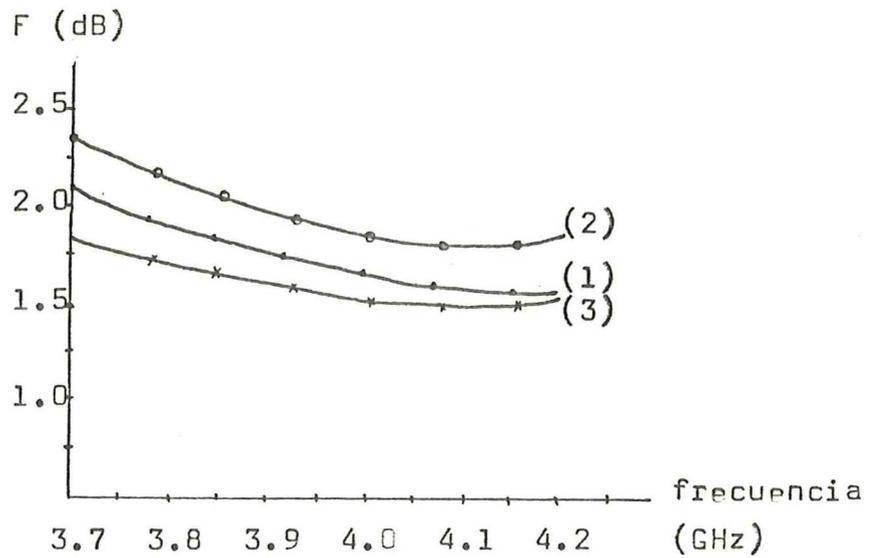
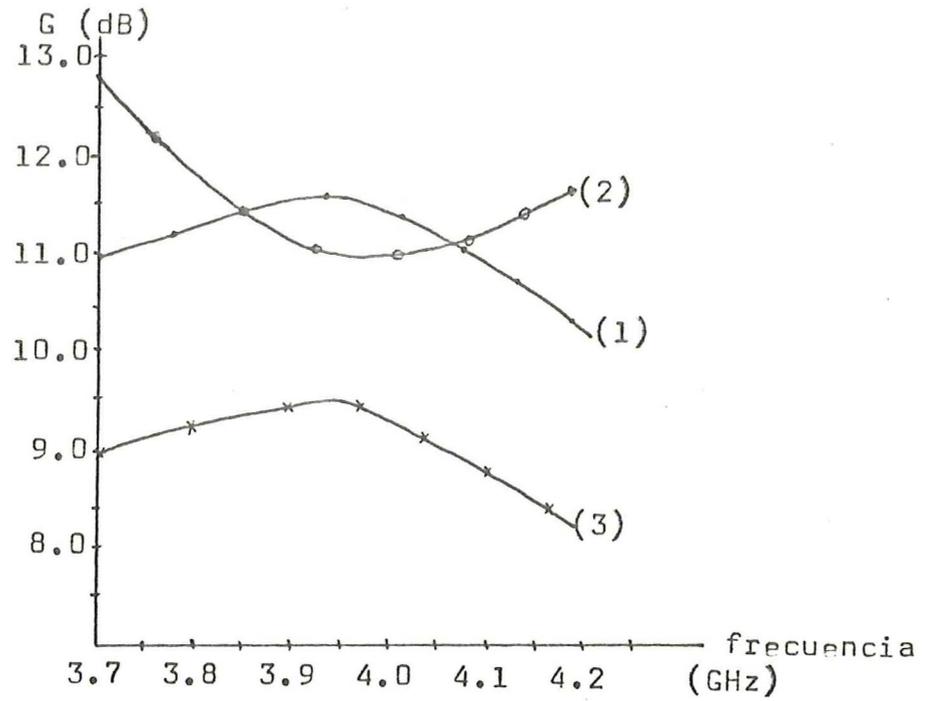


Figura 22 Variaciones en ganancia y factor de ruido, por cambios en parámetros del transistor.

Finalmente, cabe mencionar que las mediciones se realizaron empleando la técnica de punto por punto, con un analizador de espectros HP 8565A (Anón., 1977), aplicando una señal de entrada de -33 dBm (0.0006 mW) en la banda de interés y posteriormente con una señal de -56 dBm, presentando el amplificador un buen alcance dinámico.

V.4.3 Mediciones de factor de ruido y análisis de resultados.

En la figura 23 se muestra un diagrama a bloques del banco de medición y en la figura 24 se grafican los valores obtenidos de factor de ruido VS frecuencia.

Se puede notar que el factor de ruido aumenta con la frecuencia, lo cual se debe a que el término F_0 de la ecuación 25 depende de la frecuencia.

La diferencia entre valores calculados y valores experimentales, se debe a que los parámetros de ruido del transistor que se utilizaron, fueron tomados de la hoja de datos del fabricante y no se obtuvieron por medición directa del dispositivo.

Se encontró que las variaciones en el factor de ruido debidas a cambios en ± 10 % de los parámetros de ruido, con respecto a los valores tomados, llega a ser de ± 0.3 dB mientras que a cambios de ± 1 % en las dimensiones de los elementos del circuito es de ± 0.2 dB aunque en forma más irregular como puede notarse en la figura 25.

También se presenta un aumento al factor de ruido al tomar en cuenta las pérdidas por desacoplamiento en el circuito de entrada, las cuales se suman al factor de ruido directamente (sección II.7.2).

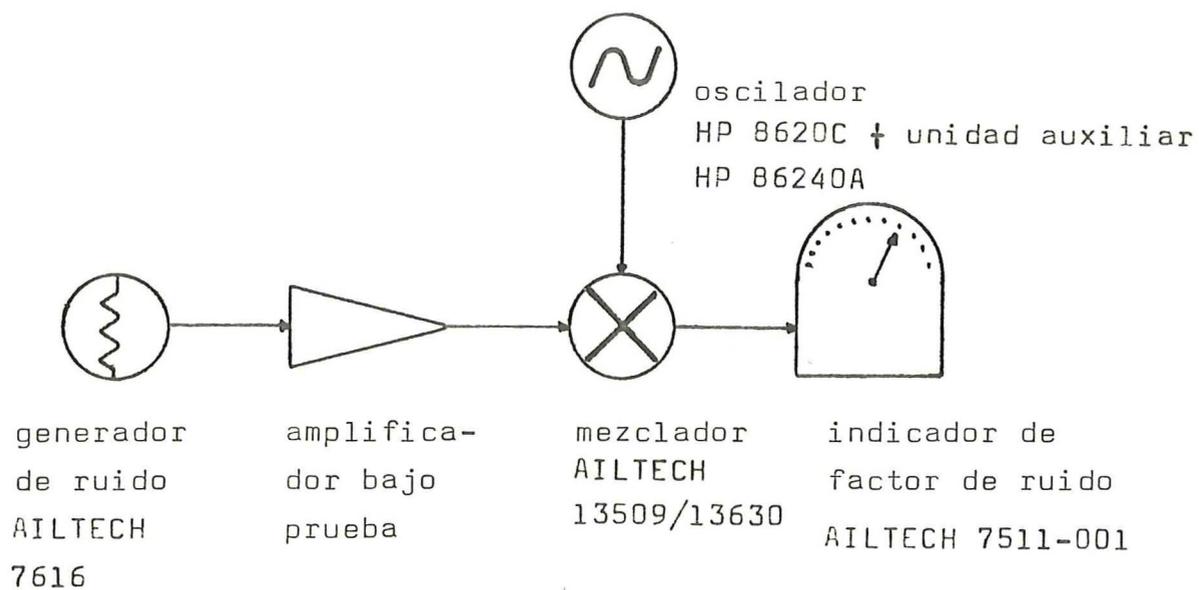


Figura 23 Diagrama simplificado para la medición del factor de ruido.

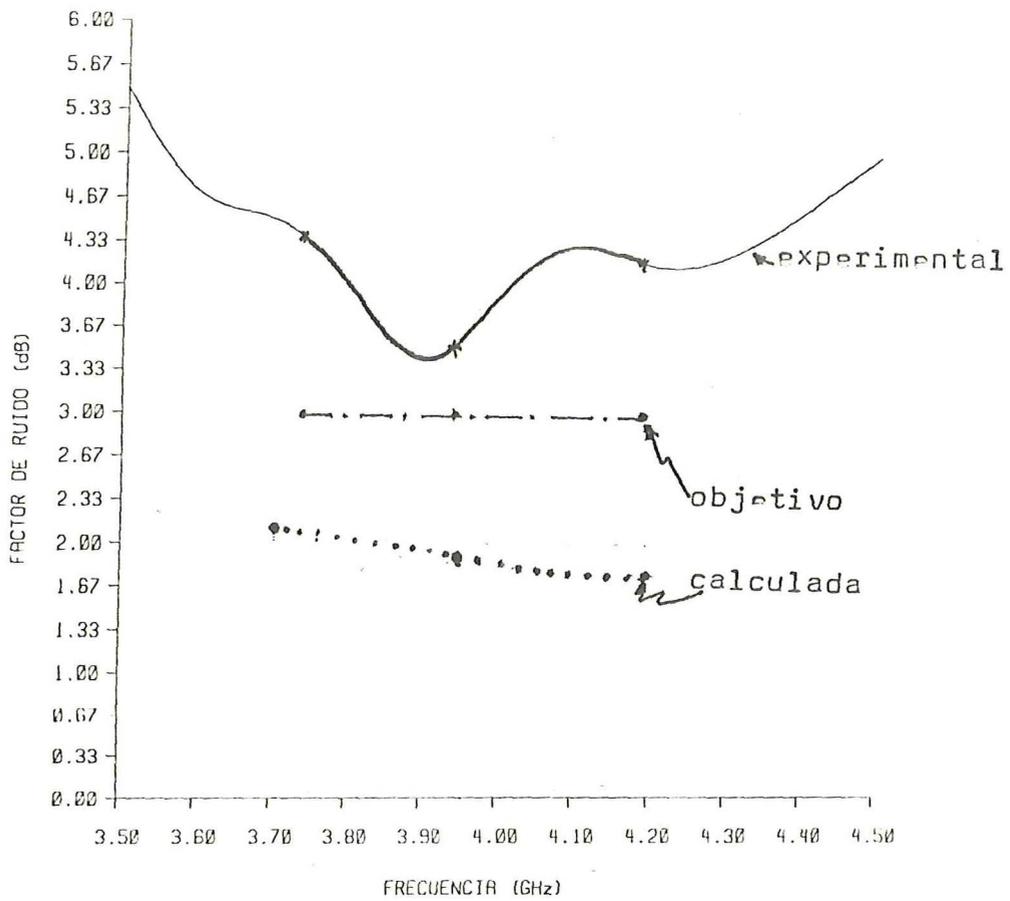


Figura 24 Resultados obtenidos en las mediciones de factor de ruido.

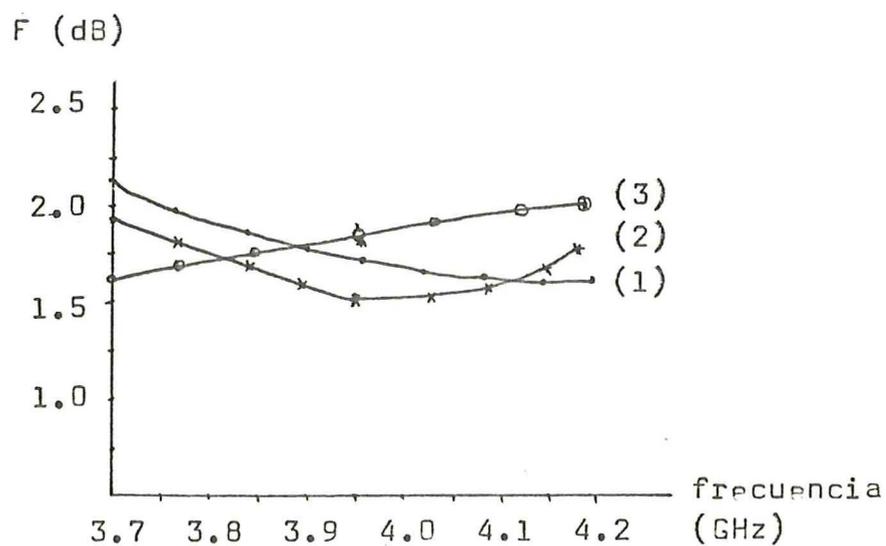
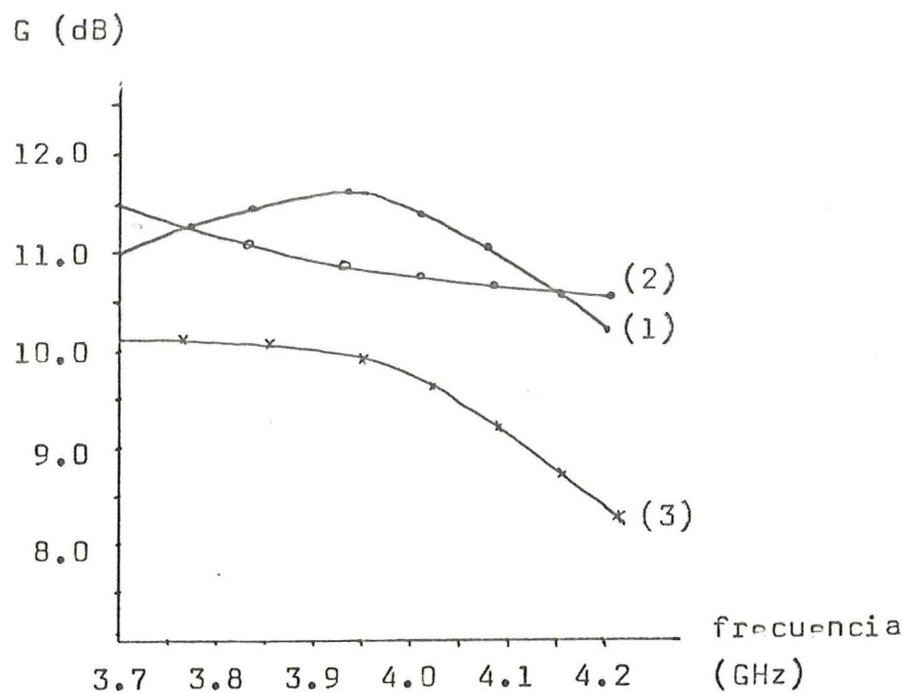


Figura 25 Variaciones en ganancia y factor de ruido, debidas a cambios en las dimensiones de elementos de la red.

Tomando en cuenta una combinación de los efectos mencionados, se puede esperar que la mayor contribución al factor de ruido sea la correspondiente a las pérdidas por desacoplamiento en el circuito de entrada del amplificador.

VI CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se hace un breve resumen del contenido de la tesis. Se anotan las conclusiones obtenidas al analizar los resultados experimentales y finalmente se hacen recomendaciones para trabajos futuros.

VI.1 Observaciones generales.

El trabajo que se desarrolló en esta tesis, tiene como puntos sobresalientes los siguientes:

- Presenta las principales características de los GaAs FETs, que los hacen apropiados para amplificadores de microondas,
- Describe los fundamentos de diseño de amplificadores de bajo ruido,
- Expone los detalles sobre la construcción de circuitos en microcinta y
- Analiza el comportamiento de un amplificador de microondas.

Se considera como una contribución de este trabajo, la aplicación de las teorías y sugerencias hechas por otros, para la presentación de una metodología de diseño para amplificadores de bajo ruido en microondas.

La aplicación directa se observa en el prototipo de amplificador que se construyó y probó utilizando la infraestructura existente en el Departamento de Física Aplicada del CICESE.

Un aspecto muy importante, es el hecho de que aún cuando los resultados experimentales se desvían de los valores esperados, este trabajo ha proporcionado una gran experiencia en el campo del diseño y construcción de amplificadores para microondas, el cual se encuentra a nivel mundial en pleno desarrollo.

La contribución de esta investigación puede

servir como base para futuros trabajos, empleando los métodos generales descritos, mejorándolos y/o adaptándolos a las condiciones que se presenten.

VI.2 Conclusiones.

En la primera etapa de esta investigación, se utilizó el método de síntesis de redes descrito en la sección IV.1.2 para diseñar un amplificador con un factor de ruido menor que 3 dB y una ganancia mayor que 20 dB. Esto requería la utilización de dos etapas de amplificación.

Los resultados experimentales no fueron satisfactorios, debido principalmente a la transformación de elementos concentrados a línea de microcinta y en parte debido también a que la topología final del circuito ofreció algunas inconveniencias en cuanto a la distribución final de los elementos del circuito, dando lugar a que se presentara capacitancias y acoplamientos indeseados, que deterioraron la calidad de la respuesta del amplificador.

Con el diseño del amplificador de una etapa, no se presentan las posibles pérdidas por el acoplamiento entre etapas y por lo tanto se puede lograr una caracterización más efectiva del amplificador.

Los resultados obtenidos con el amplificador de una etapa y su adecuada caracterización, pueden servir como base para el diseño de amplificadores de dos o más etapas.

Considerando como satisfactorios los resultados que se obtuvieron con el amplificador de una etapa se puede concluir lo siguiente:

- Los amplificadores con GaAs FETs para microondas, se pueden diseñar eficazmente empleando el método

de optimización de redes con ayuda de la computadora,

- Al emplear los valores de los parámetros de dispersión y de ruido proporcionados por los fabricantes de GaAs FETs, puede conducir a diferencias hasta de ± 2 dB en ganancia y de ± 0.3 dB en factor de ruido, para cambios del 10 % en los valores tomados,
- Si no se tiene un estricto control durante el proceso fotolitográfico, se pueden obtener diferencias hasta de 1.2 dB en ganancia y de 0.2 dB en factor de ruido, para variaciones de las dimensiones de los elementos del circuito del orden del 3 %,

VI.3 Recomendaciones para futuros trabajos.

Aún cuando el método de optimización empleado proporcionó resultados satisfactorios, no se descarta la idea de utilizar el método de síntesis o el método gráfico para efectuar el diseño de amplificadores.

En particular, tomando en cuenta lo que se expuso en este trabajo, se recomienda lo siguiente:

- Los GaAs FETs elegidos para el diseño, se deben caracterizar individualmente por medición directa de sus parámetros de dispersión y de ruido,
- Se recomienda realizar el grabado de los patrones utilizando una alineadora de precisión para las mascarillas y de ser posible que las imágenes en Rubylith se realicen con una mesa trazante controlada por microprocesador o computadora,
- Una manera de evitar transitorios que deterioren a los GaAs FETs, es la construcción de fuentes

controladas y reguladas para operar entre los valores límite de corriente y voltaje de los dispositivos.

La metodología que se presenta en esta tesis, se puede optimizar y por lo tanto, ampliar sus alcances. Esto permite ofrecer una alternativa nacional para el desarrollo y la creación de una capacidad local de fabricación de amplificadores de bajo ruido para estaciones terrenas y enlaces terrestres de microondas.

LITERATURA CITADA

- Anón., 1977. Operating the HP 8565A Spectrum Analyzer. Application note 220. Hewlett-Packard. 29 pp.
- Anón., 1978 a. Stripline component measurements with the 8410A Network Analyzer. Application note 117-2. Hewlett-Packard.
- Anón., 1978 b. RT/Duroid. Data sheet. Rogers Co.
- Anón., 1980 a. Microwave solid state products: Technical data. AvanteK Catalog. 124 pp.
- Anón., 1980 b. Applications for microwave GaAs FETs. Diode and transistor designer's catalog. Hewlett-Packard. 258 pp.
- Assadourian, F. y E. Rimai. 1952. Simplified theory of microstrip transmission systems. Proc. IRE. 40(12):1651-1657.
- Bahl, I.J. y R. Garg. 1977. Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness. Proc. IEEE. 65(11):1611-1612.
- Bandler, J.W. 1969. Optimization methods for computer aided design. IEEE trans. on MTT. 17(4):533-552.
- Bodway, G.E. 1962a. Two port power flow analysis using generalized scattering parameters. Microwave Journal. 10(6):6.1-6.9.
- Carson, R.S. 1975. High frequency amplifiers. John Wiley & sons. New York. 225 pp.
- Cohn, S.B. 1969. Slot line on a dielectric substrate. IEEE trans. on MTT. 17(12):768-778.
- Cotee, R.M. y W.T. Joines. 1979. Synthesis of lumped and distributed networks for impedance matching of complex loads. IEEE trans. on CAS. 26(5):316-329.

- Covarrubias Rosales, D. 1980. Caracterización de dispositivos de microondas. Tesis Maestría en Ciencias (Manuscrita). Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California.
- Dawson, R.H. 1975. An equivalent circuit of Shottky barrier FET at microwave frequencies. IEEE trans. on MTT. 23(6):499-501.
- Denlinger, E.J. 1971. A frequency dependent solution for microstrip transmission lines. IEEE trans. on MTT. 19(1):30-39.
- DiStefano III, J.J., A.R. Stubberud y I.J. Williams. 1972. Retroalimentación y sistemas de control. Mc Graw-Hill, México. 370 pp.
- Edwards, T. y R.P. Owens. 1976. 2-18 GHz dispersion measurements on 10-100 Ohms microstrip lines on sapphire. IEEE trans. on MTT. 24(5):506-509.
- Farrar, A. y A.T. Adams. 1970. Characteristic impedance of microstrip by the method of moments. IEEE trans. on MTT. 18(1):65-66.
- Frohner, W.H. 1967. Quick amplifier design with scattering parameters. Electronics. 40(20):100-109.
- Fukui, H. 1966. Available power gain, noise figure and noise measure of two port and their graphical representation. IEEE trans. on CT. 13(3):137-142.
- Getsinger, W.S. 1972. Microstrip dispersion model. IEEE trans. on MTT. 21(1):34-39.
- Greabene, A. y S.K. Ghandi. 1969. General theory for pinched operation of the junction-gate FET. Solid State Electronics. 12(7):573-589.
- Hammerstaed, E.D. 1975. Microstrip Handbook. ELAB report No. STF44-A74169. University of Trondheim, Norway. 118 pp.

- Hammerstaed, F.D. 1975 b. Equations for microstrip circuit design. p 268-272. Proc. of the V European Microwave Conference 1975. Hamburg, Germany.
- Hornsby, J.S. y A. Gopinath. Numerical analysis of a dielectric loaded waveguide with a microstrip line-finite difference method. IEEE trans. on MTT. 17(9):684-690.
- James, D.S. y S.H. Tse. 1972. Microstrip end effects. Electronic letters. 8(2):46-47.
- Knerr, R.H. y C.B. Swan. 1978. A low-noise Gallium Arsenide Field Effect transistor amplifier for 4.0 GHz radio. Bell System Tech. J. 57(3):479-490.
- Kotzebue, K.L. 1979. Microwave amplifier design with potentially unstable FETs. IEEE trans. on MTT. 27(1):1-3.
- Ku, W.H. y W.C. Petersen. 1975. Optimum gain-bandwidth limitations of transistor amplifiers as reactively constrained active two-port networks. IEEE trans. on CAS. 22(6):523-533.
- Kurokawa, K. 1965. Power waves and the scattering matrix. IEEE trans. on MTT. 13(3):194-202.
- Liechti, C.A. 1978. GaAs FET technology: a look into the future. Microwaves. 17(10):44-49.
- Maesol, M. 1971. A theoretical and experimental investigation of coupled microstrip lines. ELAB report No. TE-168. University of Trondheim, Norway.
- Medina Monroy, J.L., C. Navarro Peraza y A. Serrano Santoyo. 1979. Diseño computacional de amplificadores unilaterales de microondas. Mem. MEXICON 79. Loose Leaf Pub. México.
- Mellor, D.J. 1975. Computer-aided synthesis of

- matching networks for microwave amplifiers. Ph.D. Dissertation. Stanford University, Stanford, California. 137 pp.
- Mellor, D.J. y G. Linvill. 1975. Synthesis of interstage networks of prescribed gain versus frequency slopes. IEEE trans. on MTT. 23(12):1013-1020.
- Mitra, R. y T. Itoh. 1971. A new technique for the analysis of the dispersion characteristics of microstrip lines. IEEE trans. on MTT. 19(1)
- Mumford, W.W. y E.H. Scheibe. 1968. Noise performance factors in communications systems. Horizon House., Dedham, Mass. 90 pp.
- Neale, B.M. y A. Gopinath. 1978. Microstrip discontinuity inductances. IEEE trans. on MTT. 10(10):827-831.
- Pérez Téllez, J. 1979. Estudio analítico de un transistor de efecto de campo de Arseniuro de Galio. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California.
- Perlman, B.S. y V.G. Gelnovatch. 1974. Computer aided design of microwave integrated circuits. p 322-398. En : Advances in microwaves, vol 8. (Leo Young, ed). Academic Press. New York.
- Peters, R.W. 1956. Handbook of tri-plate microwave components. Sanders Associates., Nashua, New Hampshire.
- Pool, C.P. 1967. Electron spin resonance. Interscience publishers., New York.

- Pucel, R.A., D.J. Masse y C.P. Hartwig. 1968. Losses in microstrip. IEEE trans. on MTT. 16(6):342-350. Se encuentran correcciones a este artículo en Corrections to 'Losses in microstrip', de los mismos autores. IEEE trans. on MTT. 16(12):1064
- Rollet, J.M. 1962. Stability and power gain invariants of linear two ports. IRE trans. on CT. 9(3):29-32.
- Sánchez Sinencio, F. 1973 a. Computer-aided design of microwave circuits. Ph. D. Dissertation. University of Illinois., Urbana, Ill. 64 pp.
- Sánchez Sinencio, F. 1973 b. CADMIC : a program for computer aided design of microwave circuits. Report No. UILU-ENG 73-2219. University of Illinois., Urbana, Ill. 47 pp.
- Schneider, M.V. 1969. Dielectric losses in microwave integrated circuits. Bell System Tech, J. 48(9):2325-2332.
- Smith, P.H. 1969. Electronic applications of the Smith Chart. Mc Graw-Hill., New York. 222 pp.
- Statz, H.; H.A. Haus y R.A. Pucel. 1974. Noise characteristics of Gallium-Arsenide FETs. IEEE trans. on ED. 21(9):549-562.
- Stinehelfer, H.F. 1968. An accurate calculation of uniform microstrip transmission lines. IEEE trans. on MTT. 16(7):439-444.
- Velázquez Ventura, A. 1979. Diseño y construcción de un amplificador con GaAs FETs de bajo ruido para la banda de 3.7 a 4.2 GHz. Mem. MEXICON 79. Loose Leaf Pub. México.

- Wheeler, H.A. 1965. Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet. IEEE trans. on MTT, 13(3):172-185.
- Wheeler, H.A. 1977 Transmission lines properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. IEEE trans. on MTT. 25(8):631-647.
- Wen, C.P. 1969. Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications. IEEE trans. on MTT 17(12):1087-1090.
- Yamashita, E. y R. Mittra. 1968. Variational method for the analysis of microstrip lines. IEEE trans. on MTT. 16(4):251-256.

Materiales y equipo.

Los materiales que se emplean en el desarrollo de este trabajo incluyen los siguientes:

- Papel especial para procesos fotolitográficos,
- Película de alto contraste,
- Materiales de procesamiento fotográfico,
- Hojas de material dieléctrico con capas metálicas por ambos lados,
- Capacitores en miniatura para altas frecuencias,
- Material fotosensible para grabado de patrones,
- Transistores de Arseniuro de Galio (GaAs FETs),
- Conectores de precisión en miniatura.

Durante las etapas de diseño, se hace uso intensivo de la computadora y posteriormente se emplea el siguiente equipo para la construcción y caracterización de los amplificadores:

- Cámara fotográfica,
- Equipo de corte para definir los trazos en el papel especial,
- Equipo para fabricar circuitos impresos,
- Máquina ultrasónica para limpieza de materiales,
- Equipo analizador de espectros,
- Equipo para medición de factor de ruido y unidades auxiliares,
- Equipo general para mediciones de microondas.

APENDICE II

Se incluyen en esta sección las hojas de datos de dos GaAs FETs típicos: HFET 1101 y NE38883.

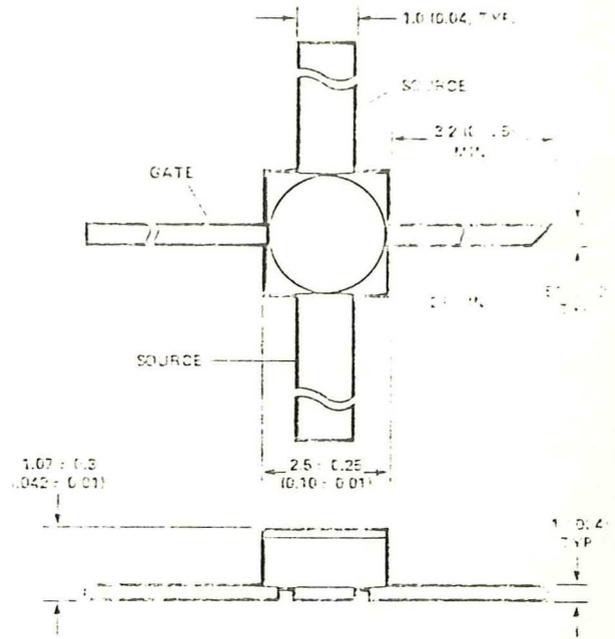
Se presentan los resultados proporcionados por el programa de computadora que analiza la capacidad de los transistores, para el caso del HFET 1101 a las frecuencias de 3.7, 4.0 y 4.2 GHz (TABLA I).

En la tabla se muestra la localización (centro y radio) de los círculos de estabilidad, de ganancia y de factor de ruido constantes.

TENTATIVE DATA OCTOBER 1977

Features

- LOW NOISE FIGURE
1.6 dB Typical at 4 GHz
- HIGH GAIN
16 dB Typical at 4 GHz
- HIGH OUTPUT POWER
15.5 dBm Typical Linear Power Output at 4 GHz
- USABLE TO 12 GHz
- RUGGED HERMETIC PACKAGE



DIMENSIONS IN MILLIMETERS (INCHES).

HPAC-100A Package Outline

Description/Applications

The HFET-1101 is a gallium arsenide Schottky gate field effect transistor in a package suitable for narrow band operation to 12 GHz. Its superior microwave performance in noise figure, gain and output power make it useful for applications such as land and satellite communications, and radar.

HFET-1101 is supplied in the HPAC-100A, a rugged metal/ceramic hermetic package, and is capable of meeting the requirements of MIL-S-19500.

Electrical Specifications at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
I_{DSS}	Saturated Drain Current, $V_{DS} = 4.0\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	mA	40		120
$V_{GS(P)}$	Pinch Off Voltage, $V_{DS} = 4.0\text{V}, I_{DS} = 100 \mu\text{A}$	V	-1.5		-5.0
g_m	Transconductance, $V_{DS} = 4.0\text{V}, \Delta V_{GS} = 0\text{V to } -0.5\text{V}$	mmho	30	40	
$G_{a(max)}$	Maximum Available Gain $V_{DS} = 4.0\text{V}, V_{GS} = 0$	dB		16	
F_{min}	Noise Figure, $V_{DS} = 3.5\text{V}, I_{DS} = 15\% I_{DSS}$ (Typ. 12 mA)	dB		1.6	2.2
G_a	Associated Gain, $V_{DS} = 3.5\text{V}, I_{DS} = 15\% I_{DSS}$	dB	9.5	11.0	
P_{1dB}	Power At 1 dB Compression, $V_{DS} = 4.0\text{V}, I_{DS} = 50\% I_{DSS}$ Tuned for Maximum Output Power At -5 dBm Input	dBm		15.5	
				14.0	



Preliminary Data Sheet

LOW-NOISE KU-BAND GaAs MESFET

FEATURES

- 0.5 MICRON GATE
- VERY HIGH f_{max} : 80 GHz
- LOW NOISE FIGURE: 1.3 dB at 4 GHz
2.0 dB at 8 GHz
3.5 dB at 18 GHz
- HIGH GAIN WHEN MATCHED FOR NF_{min} :
14.5 dB at 4 GHz
11.5 dB at 8 GHz
6.0 dB at 18 GHz
- LONG TERM STABILITY
- PROVEN RELIABILITY
- INDUSTRIAL, MILITARY, SPACE

DESCRIPTION

The NE388 is a gallium arsenide (GaAs) n-channel field effect transistor (FET) employing a 0.5 μ long Schottky barrier gate. The device is available as a chip (NE38800) or in two rugged hermetically sealed metal-ceramic stripline packages. The chip offers exceptionally low noise figures and high associated gains, making it ideal for microwave integrated circuits operating up to 20 GHz. The chip is glassivated with a thin layer of SiO₂ for mechanical protection only. The NE38883 is a low-cost packaged version for industrial and military applications such as telemetry and microwave communications. The NE38806 is in a low-loss hi-rel package designed for space applications. NEC uses the highest grade materials and the latest design and production techniques to manufacture the best devices available. Reliability is assured by quality control and test procedures patterned after MIL-S-19500 and MIL-STD-750. Long term performance stability is assured by NEC proprietary wafer selection and processing. The exceptionally high gain associated with a very low noise figure has made the NE388 the industry standard. The NE388 offers the engineer the best in performance, reliability and quality.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS ($T_a=25^{\circ}C$)

"NE" PART NUMBER			NE38800			NE38806			NE38883		
PACKAGE STYLE			Chip			#682			#662K		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f_{MAX}	Maximum Frequency of Oscillation at $V_{DS}=3V, I_{DS}=30mA$	GHz		80			80			80	
MAG	Maximum Available Power Gain* at $V_{DS}=3V, I_{DS}=50\% I_{DSS}$ (Typ 30mA) f=4GHz f=8GHz f=12GHz	dB dB dB		18 14 12			18 13.0 11			18 13.0 11	
NF _{opt}	Noise Figure** at $V_{DS}=3V, I_{DS}=15\% I_{DSS}$ (Typ 10mA) f=4GHz f=8GHz f=12GHz	dB dB dB		1.3 2.0 2.8			1.3 2.3 3.2	3.5		1.3 2.3 3.2	3.5
GF _{opt}	Associated Gain at NF at $V_{DS}=3V, I_{DS}=15\% I_{DSS}$ (Typ 10mA) f=4GHz f=8GHz f=12GHz	dB dB dB		13.5 11.5 8.0			13.0 11.0 7.5	6.5	6.5	13.0 11.0 7.5	
P _{out}	Output Power at $V_{DS}=3V, I_{DS}=50\% I_{DSS}$ (Typ 30mA) f=4GHz f=8GHz	dBm dBm		10.0 8.5			10.0 8.5			10.0 8.5	

NOTES: *Gain Calculations $MAG = \frac{S_{21}}{S_{11}} (k \pm \sqrt{k^2 - 1})$ $k = \frac{1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{21}|^2}{2|S_{11}||S_{22}|}$ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

**Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening tuned for the "generic" type but not tuned for each specimen.

Resultados del programa de análisis

MM EN PRUEBA EL TRANSISTOR : MFET 1101
 MM A UNA FRECUENCIA : 2.7 GHz
 MM PARAMETROS DE DISPERSION DADOS : **

S11		S12		S21		S22	
MAG	ARG	MAG	ARG	MAG	ARG	MAG	ARG
0.02800	-94.2	0.06700	29.9	1.90000	01.0	0.66900	-56.0

MM INFORMACION DE PARAMETROS DE RUIDO :
 FMIN = 1.5500 RN = 22.7000 GAMA CERD : AMPLITUD = 0.63000 ARGUMENTO = 92.100

MM FACTOR DE ESTABILIDAD K = 0.70772

MM ESTABILIDAD CONDICIONADA : $K < 1$ MM

MM ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA ENTRADA MM

MM ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA SALIDA MM

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA :
 CON CENTRO EN 2.0000 CON ANGULO DE 83.4700 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 1.1185

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA :
 CON CENTRO EN 1.3250 CON ANGULO DE 105.5000 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 0.3063

MM GANANCIA EFICIENTE MAXIMA = 12.9176 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION APROPIADOS :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.79959	106.7240
SALIDA	0.76009	51.9640

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES (OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	0.37941	35.17030
SALIDA	0.20010	93.45109

MM CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE MM

LOCALIZACION PUERTO DE SALIDA :
 ANGULO DE 83.47 GRADOS

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE	RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.9176	0.745166	0.000000	0.3210	1.0685
10.9176	0.544976	0.523018	0.5993	0.9231
0.9176	0.302230	0.654432	0.0000	0.7171
6.9176	0.259439	0.761636	0.9250	0.5113
4.9176	0.171911	0.840660	0.9790	0.3449
2.9176	0.112816	0.895640	1.0004	0.2255
0.9176	0.072166	0.932567	1.0061	0.1450
-1.0024	0.046147	0.956000	1.0073	0.0925
-2.0024	0.029367	0.972470	1.0050	0.0507
-3.0024	0.018630	0.982520	1.0036	0.0372

LOCALIZACION PUERTO DE ENTRADA :
 ANGULO DE 105.51 GRADOS

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE	RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.9176	0.037406	0.000000	0.1390	0.7510
10.9176	0.009047	0.345064	0.2050	0.7204
0.9176	0.537935	0.400597	0.4500	0.6574
6.9176	0.399107	0.611506	0.6124	0.5604
4.9176	0.283355	0.720057	0.7466	0.4433
2.9176	0.194094	0.809007	0.8431	0.3277
0.9176	0.129459	0.872952	0.9054	0.2297
-1.0024	0.084737	0.916765	0.9400	0.1552
-2.0024	0.054757	0.946103	0.9650	0.1022
-3.0024	0.035004	0.965506	0.9792	0.0663

MM DISEÑO PARA MINIMIZAR EL FACTOR DE RUIDO POR ETAPA MM

MINIMO FACTOR DE RUIDO : 1.5500 DB
 GANANCIA DE POTENCIA : 14.0600 DB
 GANANCIA DE TRANSDUCTOR : 12.9376 DB
 GANANCIA DISPONIBLE : 12.5753 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.63000	92.1000
SALIDA	0.66500	71.1612

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES (OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	20.09000	43.62044
SALIDA	27.51549	62.16031

MM MINIMO FACTOR DE RUIDO = 1.5500 DB

MM CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO CONSTANTE MM

LOCALIZACION :
 ANGULO DE 92.10 GRADOS

F. DE RUIDO (DB)	LOCALIZACION		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE	RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
1.5500	0.630000	0.000000	0.4100	0.0726
2.0500	0.620070	0.039530	0.4200	0.0716
2.5500	0.626551	0.057560	0.4200	0.0706
3.0500	0.624523	0.072613	0.4249	0.0694
3.5500	0.622263	0.086406	0.4277	0.0680
4.0500	0.619747	0.099600	0.4305	0.0665
4.5500	0.616948	0.112539	0.4344	0.0646
5.0500	0.613037	0.125435	0.4384	0.0629
5.5500	0.610004	0.138432	0.4427	0.0608
6.0500	0.606555	0.151636	0.4476	0.0584

*** COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ***

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.63320 ARGUMENTO : 93.009 P. REAL : 20.3871 P. IMAG : 43.0360 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.47166 ARGUMENTO : 71.266 P. REAL : 26.9163 P. IMAG : 62.2000 OHMS

*** DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES ***

GANANCIA DISPONIBLE : 12.67007 DB VSWR ENTRADA : 4.4526 VSWR SALIDA : 5.0912
 FACTOR DE RUIDO MINIMO PARA N ETAPAS : 1.64376 DB

*** COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ***

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.54505 ARGUMENTO : 98.944 P. REAL : 23.9651 P. IMAG : 36.7191 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.69099 ARGUMENTO : 67.122 P. REAL : 27.7910 P. IMAG : 67.7141 OHMS

*** DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES ***

GANANCIA DISPONIBLE : 12.32430 DB VSWR ENTRADA : 3.2561 VSWR SALIDA : 5.4724
 FACTOR DE RUIDO MAXIMO PARA N ETAPAS : 2.14369 DB



*** EN PRUEBA EL TRANSISTOR : HFET 1101
 *** A UNA FRECUENCIA : 4.0 GHz

*** PARAMETROS DE DISPERSION DADOS : ***

ARG	S11	ARG	MAG	S12	ARG	MAG	S21	ARG	MAG	S22	ARG
-79200	-102.4	0.07000	26.0	1.95500	81.1	0.65900	-60.6				

*** INFORMACION DE PARAMETROS DE RUIDO :
 FMIN = 1.6000 RN = 23.1400 GAMA CERO : AMPLITUD = 0.61500 ARGUMENTO = 98.000

*** FACTOR DE ESTABILIDAD K = 0.03617

*** ESTABILIDAD CONDICIONADA : K < 1 ***

*** ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA ENTRADA ***

*** ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA SALIDA ***

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA :
 CON CENTRO EN 1.0696 CON ANGULO DE 84.5600 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 0.9512

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA :
 CON CENTRO EN 1.3581 CON ANGULO DE 113.7668 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 0.4063

*** GANANCIA EFICIENTE MAXIMA = 12.4118 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION APROPIADOS :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.786015	117.6612
SALIDA	0.765031	56.1570

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES (OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	0.10703	29.66877
SALIDA	20.20722	86.66931

*** CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE ***

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION PUERTO DE SALIDA : ANGULO DE 84.56 GRADOS		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	DISTANCIA	RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.4118	0.740579	0.000000	0.3207	1.0472
10.4118	0.547277	0.498431	0.5859	0.9113
8.4118	0.387130	0.637466	0.7098	0.7160
6.4118	0.264472	0.749673	0.9120	0.5163
4.4118	0.176062	0.832302	0.9713	0.3514
2.4118	0.115087	0.890063	0.9953	0.2311
0.4118	0.074303	0.928079	1.0031	0.1492
-1.5002	0.047500	0.954402	1.0045	0.0954
-3.5002	0.030306	0.970935	1.0039	0.0606
-5.5002	0.019237	0.981542	1.0029	0.0304

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION PUERTO DE ENTRADA : ANGULO DE 113.77 GRADOS		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	DISTANCIA	RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.4118	0.022526	0.000000	0.1303	0.6435
10.4118	0.066064	0.357906	0.2707	0.6162
8.4118	0.153296	0.490902	0.4370	0.5611
6.4118	0.370069	0.630115	0.5920	0.4700
4.4118	0.265050	0.739033	0.7232	0.3707
2.4118	0.180007	0.822170	0.8209	0.2800
0.4118	0.119976	0.881869	0.8871	0.1976
-1.5002	0.078261	0.922099	0.9296	0.1340
-3.5002	0.050446	0.950274	0.9561	0.0885
-5.5002	0.032271	0.968100	0.9726	0.0575

*** DISEÑO PARA MINIMIZAR EL FACTOR DE RUIDO POR ETAPA ***

MINIMO FACTOR DE RUIDO : 1.60000 DB
 GANANCIA DE POTENCIA : 14.01046 DB
 GANANCIA DE TRANSDUCTOR : 12.28555 DB
 GANANCIA DISPONIBLE : 11.96671 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.610000	98.0000
SALIDA	0.655002	75.1922

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES (OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	19.00005	39.30366
SALIDA	26.02954	57.90974

== MINIMO FACTOR DE RUIDO = 1.6000 DB

== CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO CONSTANTE ==

F.DE RUIDO (DB)	LOCALIZACION :		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE DISTANCIA	98.88 GRADOS RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
1.6000	0.618000	0.800000	0.2976	0.7077
2.1000	0.616570	0.837732	0.3995	0.7070
2.6000	0.614991	0.854930	0.4814	0.7062
3.1000	0.613220	0.869306	0.4834	0.7053
3.6000	0.611240	0.882472	0.4858	0.7042
4.1000	0.609044	0.895066	0.4884	0.7031
4.6000	0.606593	0.107410	0.4113	0.7010
5.1000	0.603866	0.110730	0.4146	0.7003
5.6000	0.600836	0.132130	0.4182	0.7787
6.1000	0.597472	0.144747	0.4222	0.7769

=== COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ==

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.62006 ARGUMENTO : 99.140 P. REAL : 19.4587 P. IMAG : 38.7051 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.66234 ARGUMENTO : 73.250 P. REAL : 25.4826 P. IMAG : 58.1538 OHMS

== DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES ==

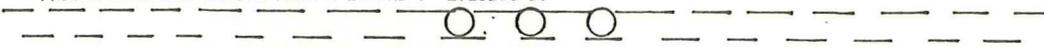
GANANCIA DISPONIBLE : 12.06416 DB VSWR ENTRADA : 4.2640 VSWR SALIDA : 4.9232
 FACTOR DE RUIDO MINIMO PARA N ETAPAS : 1.71208 DB

=== COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ==

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.54523 ARGUMENTO : 105.035 P. REAL : 22.2360 P. IMAG : 33.3248 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.68289 ARGUMENTO : 71.829 P. REAL : 25.6493 P. IMAG : 62.3642 OHMS

== DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES ==

GANANCIA DISPONIBLE : 11.91614 DB VSWR ENTRADA : 3.3970 VSWR SALIDA : 5.3069
 FACTOR DE RUIDO MAXIMO PARA N ETAPAS : 2.21201 DB



== EN PRUEBA EL TRANSISTOR : MFET 1101
 == A UNA FRECUENCIA : 4.2 GHZ

== PARAMETROS DE DISPERSION DADOS : ==

S11		S12		S21		S22	
MAG	ARG	MAG	ARG	MAG	ARG	MAG	ARG
0.78900	-107.3	0.07100	23.0	1.93000	75.5	0.65900	-68.0

== INFORMACION DE PARAMETROS DE RUIDO :

FMIN = 1.6300 RN = 19.1300 GAMA CERD : AMPLITUD = 0.60900 ARGUMENTO = 105.000

== FACTOR DE ESTABILIDAD K = 0.07860

== ESTABILIDAD CONDICIONADA : K < 1 ==

== ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA ENTRADA ==

== ESTABILIDAD CONDICIONADA A LA SALIDA ==

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA :
 CON CENTRO EN 1.9400 CON ANGULO DE 04.0040 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 1.0025

LOCALIZACION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA :
 CON CENTRO EN 1.3052 CON ANGULO DE 110.8505 GRADOS
 RADIO DEL CIRCULO = 0.4217

== GANANCIA EFICIENTE MAXIMA = 12.0746 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION APROPIADOS :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.776678	123.2264
SALIDA	0.777422	56.9949

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES(OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	0.00306	26.46669
SALIDA	26.11049	06.07571

== CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE ==

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION PUERTO DE SALIDA :		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE DISTANCIA	84.88 GRADOS RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.0746	0.721444	0.000000	0.3451	1.0239
10.0746	0.527575	0.505750	0.6102	0.8004
0.0746	0.369996	0.647890	0.8067	0.6808
6.0746	0.251119	0.759172	0.9200	0.4915
4.0746	0.166391	0.839755	0.9747	0.3322
2.0746	0.108416	0.895334	0.9961	0.2177
0.0746	0.069846	0.932472	1.0029	0.1402
-1.9254	0.044663	0.956781	1.0041	0.0895
-3.9254	0.028422	0.972482	1.0025	0.0569
-5.9254	0.018030	0.982537	1.0026	0.0360

GANANCIA (DB)	LOCALIZACION PUERTO DE ENTRADA :		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE DISTANCIA	110.85 GRADOS RADIO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
12.0746	0.009617	0.000000	0.1414	0.5520
10.0746	0.651316	0.367996	0.2805	0.5558
0.0746	0.497231	0.513169	0.4359	0.5043
6.0746	0.361636	0.644355	0.5074	0.4281
4.0746	0.252504	0.751076	0.7161	0.3382
2.0746	0.170610	0.831376	0.8131	0.2506
0.0746	0.112912	0.888440	0.8801	0.1763
-1.9254	0.073452	0.927390	0.9241	0.1196
-3.9254	0.047270	0.953257	0.9522	0.0790
-5.9254	0.030206	0.970125	0.9699	0.0514

TABLA IV (cont)

** DISEÑO PARA MINIMIZAR EL FACTOR DE RUIDO POR ETAPA **

MÍNIMO FACTOR DE RUIDO : 1.62000 DB
 GANANCIA DE POTENCIA : 12.56120 DB
 GANANCIA DE TRANSDUCTOR : 12.12590 DB
 GANANCIA DISPONIBLE : 11.02401 DB

COEFICIENTES DE REFLEXION :

	AMPLITUD	ARGUMENTO
ENTRADA	0.659000	105.0000
SALIDA	0.656666	79.0035

IMPEDANCIAS CORRESPONDIENTES (OHMS) :

	PARTE REAL	PARTE IMAG
ENTRADA	10.65709	24.00057
SALIDA	26.16700	50.30231

MÍNIMO FACTOR DE RUIDO = 1.6500 DB

** CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO CONSTANTE **

F. DE RUIDO (DB)	LOCALIZACION :		IMPEDANCIA ASOCIADA AL CENTRO :	
	ANGULO DE 105.00 GRADOS	RUIDO	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA
1.6000	0.609000	0.000000	0.3732	0.6970
2.1000	0.607511	0.039241	0.3740	0.6972
2.6000	0.605950	0.057130	0.3766	0.6964
3.1000	0.603996	0.072067	0.3707	0.6956
3.6000	0.601930	0.085745	0.3610	0.6947
4.1000	0.599629	0.098034	0.3035	0.6937
4.6000	0.597067	0.111663	0.3064	0.6926
5.1000	0.594220	0.124446	0.2056	0.6915
5.6000	0.591056	0.137325	0.2931	0.6898
6.1000	0.587547	0.150405	0.2970	0.6882

*** COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ***

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.61221 ARGUMENTO : 106.191 P. REAL : 10.2148 P. IMAG : 24.2570 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.66327 ARGUMENTO : 74.000 P. REAL : 25.5977 P. IMAG : 50.5277 OHMS

** DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES **

GANANCIA DISPONIBLE : 11.91670 DB VSWR ENTRADA : 4.1574 VSWR SALIDA : 4.9395
 FACTOR DE RUIDO MÍNIMO PARA N ETAPAS : 1.74779 DB

*** COEFICIENTE DE REFLEXION PARA MINIMIZAR LA MEDIDA DE RUIDO EN N ETAPAS EN CASCADA ***

ENTRADA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.54050 ARGUMENTO : 113.136 P. REAL : 20.6144 P. IMAG : 28.9496 OHMS
 SALIDA : IMPEDANCIA ASOCIADA
 AMPLITUD : 0.68599 ARGUMENTO : 71.501 P. REAL : 25.5716 P. IMAG : 62.0393 OHMS

** DATOS DE GANANCIA, VSWR Y RUIDO RESULTANTES **

GANANCIA DISPONIBLE : 11.74320 DB VSWR ENTRADA : 3.3526 VSWR SALIDA : 5.3692
 FACTOR DE RUIDO MÁXIMO PARA N ETAPAS : 2.24771 DB

APENDICE III

En esta sección se presenta la TABLA V , en la cual se muestran algunas de las características de líneas de microcinta para el caso específico de DUROID RT 5870.

En la primer columna se presentan los valores de la relación w/h . En la segunda está el valor de impedancia de la línea , Z . La tercera columna muestra el valor de la velocidad de propagación de la onda. La columna cuarta indica el valor de la constante dieléctrica efectiva. La columna quinta muestra los valores de capacitancia de la línea por unidad de longitud.

La columna sexta contiene los valores de la longitud de onda y finalmente, en la columna séptima se encuentran los valores de impedancia característica de línea para dieléctrico con $K_0 = 1$.

TABLA V

K = 2.33 DUROID 5870

W/H	Z Ohms	V EOB M/SEG	K EFEC	C Pf/M	LNG DE ONDA Cm	Zo Ohms
0.262	154.454	2.246	1.782	28.829	4.994	206.179
0.293	149.282	2.243	1.786	29.862	4.988	199.504
0.324	144.635	2.241	1.790	30.855	4.983	193.508
0.355	140.419	2.238	1.794	31.815	4.978	188.066
0.386	136.562	2.236	1.797	32.747	4.973	183.086
0.417	133.009	2.234	1.801	33.655	4.968	178.498
0.448	129.715	2.232	1.804	34.543	4.963	174.246
0.479	126.648	2.230	1.808	35.412	4.958	170.284
0.510	123.779	2.228	1.811	36.266	4.954	166.577
0.541	121.084	2.226	1.814	37.106	4.949	163.095
0.572	118.546	2.224	1.817	37.933	4.945	159.814
0.603	116.146	2.222	1.821	38.750	4.941	156.711
0.634	113.872	2.220	1.824	39.557	4.937	153.771
0.665	111.712	2.218	1.827	40.354	4.933	150.977
0.696	109.656	2.216	1.829	41.144	4.929	148.316
0.727	107.694	2.215	1.832	41.926	4.925	145.777
0.758	105.819	2.213	1.835	42.702	4.921	143.350
0.789	104.025	2.211	1.838	43.471	4.918	141.026
0.820	102.305	2.210	1.841	44.235	4.914	138.798
0.851	100.653	2.208	1.843	44.994	4.910	136.658
0.882	99.066	2.206	1.846	45.748	4.907	134.599
0.913	97.538	2.205	1.849	46.498	4.903	132.618
0.944	96.066	2.203	1.851	47.244	4.900	130.708
0.975	94.646	2.202	1.854	47.986	4.896	128.865
1.006	93.275	2.200	1.856	48.724	4.893	127.086
1.037	91.951	2.199	1.859	49.459	4.890	125.365
1.068	90.669	2.197	1.861	50.191	4.887	123.700
1.099	89.429	2.196	1.864	50.921	4.883	122.088
1.130	88.228	2.195	1.866	51.647	4.880	120.526
1.161	87.064	2.193	1.869	52.371	4.877	119.011
1.192	85.934	2.192	1.871	53.093	4.874	117.541
1.223	84.838	2.190	1.873	53.813	4.871	116.113
1.254	83.773	2.189	1.876	54.530	4.868	114.726
1.285	82.738	2.188	1.878	55.246	4.865	113.377
1.316	81.731	2.186	1.880	55.959	4.862	112.065
1.347	80.752	2.185	1.882	56.671	4.859	110.788
1.378	79.799	2.184	1.884	57.381	4.856	109.544
1.409	78.871	2.183	1.887	58.090	4.854	108.333
1.440	77.967	2.181	1.889	58.797	4.851	107.152
1.471	77.086	2.180	1.891	59.502	4.848	106.000
1.502	76.227	2.179	1.893	60.207	4.845	104.876
1.533	75.388	2.178	1.895	60.909	4.843	103.780

W/H	Z	V	K EFCC	C	LNG ONDA	Z ₀
1. 564	74. 570	2. 177	1. 897	61. 611	4. 840	102. 709
1. 595	73. 771	2. 175	1. 899	62. 311	4. 838	101. 663
1. 626	72. 991	2. 174	1. 901	63. 011	4. 835	100. 642
1. 657	72. 229	2. 173	1. 903	63. 709	4. 833	99. 643
1. 688	71. 484	2. 172	1. 905	64. 406	4. 830	98. 666
1. 719	70. 756	2. 171	1. 907	65. 102	4. 828	97. 711
1. 750	70. 044	2. 170	1. 909	65. 797	4. 825	96. 777
1. 781	69. 348	2. 169	1. 911	66. 491	4. 823	95. 862
1. 812	68. 666	2. 168	1. 913	67. 184	4. 820	94. 967
1. 843	67. 999	2. 167	1. 915	67. 876	4. 818	94. 090
1. 874	67. 346	2. 166	1. 916	68. 568	4. 816	93. 231
1. 905	66. 706	2. 165	1. 918	69. 258	4. 813	92. 389
1. 936	66. 079	2. 164	1. 920	69. 948	4. 811	91. 565
1. 967	65. 465	2. 162	1. 922	70. 637	4. 809	90. 756
1. 998	64. 863	2. 162	1. 924	71. 325	4. 807	89. 963
2. 029	64. 274	2. 161	1. 925	72. 013	4. 804	89. 186
2. 060	63. 695	2. 160	1. 927	72. 700	4. 802	88. 423
2. 091	63. 128	2. 159	1. 929	73. 386	4. 800	87. 674
2. 122	62. 571	2. 158	1. 931	74. 071	4. 798	86. 940
2. 153	62. 025	2. 157	1. 932	74. 756	4. 796	86. 219
2. 184	61. 489	2. 156	1. 934	75. 440	4. 794	85. 511
2. 215	60. 963	2. 155	1. 936	76. 124	4. 792	84. 815
2. 246	60. 447	2. 154	1. 937	76. 806	4. 790	84. 133
2. 277	59. 940	2. 153	1. 939	77. 489	4. 788	83. 462
2. 308	59. 441	2. 152	1. 940	78. 170	4. 786	82. 802
2. 339	58. 952	2. 151	1. 942	78. 852	4. 784	82. 154
2. 370	58. 471	2. 150	1. 944	79. 532	4. 782	81. 517
2. 401	57. 999	2. 150	1. 945	80. 212	4. 780	80. 891
2. 432	57. 534	2. 149	1. 947	80. 892	4. 778	80. 275
2. 463	57. 078	2. 148	1. 948	81. 571	4. 776	79. 669
2. 494	56. 629	2. 147	1. 950	82. 250	4. 774	79. 074
2. 525	56. 188	2. 146	1. 951	82. 928	4. 773	78. 498
2. 556	55. 753	2. 145	1. 953	83. 605	4. 771	77. 911
2. 587	55. 326	2. 145	1. 954	84. 283	4. 769	77. 343
2. 618	54. 906	2. 144	1. 956	84. 959	4. 767	76. 785
2. 649	54. 493	2. 143	1. 957	85. 636	4. 765	76. 235
2. 680	54. 086	2. 142	1. 959	86. 311	4. 764	75. 693
2. 711	53. 685	2. 141	1. 960	86. 987	4. 762	75. 160
2. 742	53. 291	2. 141	1. 961	87. 662	4. 760	74. 635
2. 773	52. 903	2. 140	1. 963	88. 336	4. 758	74. 118
2. 804	52. 521	2. 139	1. 964	89. 010	4. 757	73. 608
2. 835	52. 145	2. 138	1. 966	89. 684	4. 755	73. 106
2. 866	51. 774	2. 138	1. 967	90. 358	4. 753	72. 612
2. 897	51. 409	2. 137	1. 968	91. 031	4. 752	72. 124
2. 928	51. 049	2. 136	1. 970	91. 703	4. 750	71. 644
2. 959	50. 694	2. 135	1. 971	92. 376	4. 749	71. 170
2. 990	50. 345	2. 135	1. 972	93. 048	4. 747	70. 703
3. 021	50. 001	2. 134	1. 974	93. 719	4. 746	70. 243
3. 052	49. 662	2. 133	1. 975	94. 390	4. 744	69. 789
3. 083	49. 327	2. 133	1. 976	95. 061	4. 742	69. 341

W/H	Z	V	K EFEC	C	LNG ONDA	Z ₀
3. 114	48. 997	2. 132	1. 977	95. 732	4. 741	68. 900
3. 145	48. 672	2. 131	1. 979	96. 402	4. 739	68. 464
3. 176	48. 351	2. 131	1. 980	97. 072	4. 738	68. 035
3. 207	48. 035	2. 130	1. 981	97. 741	4. 736	67. 611
3. 238	47. 723	2. 129	1. 982	98. 411	4. 735	67. 193
3. 269	47. 416	2. 129	1. 984	99. 080	4. 734	66. 780
3. 300	47. 112	2. 128	1. 985	99. 748	4. 732	66. 373
3. 331	46. 813	2. 127	1. 986	100. 417	4. 731	65. 971
3. 362	46. 517	2. 127	1. 987	101. 085	4. 729	65. 574
3. 393	46. 225	2. 126	1. 988	101. 753	4. 728	65. 182
3. 424	45. 938	2. 125	1. 990	102. 420	4. 726	64. 795
3. 455	45. 654	2. 125	1. 991	103. 087	4. 725	64. 413
3. 486	45. 373	2. 124	1. 992	103. 754	4. 724	64. 036
3. 517	45. 096	2. 124	1. 993	104. 421	4. 722	63. 664
3. 548	44. 823	2. 123	1. 994	105. 087	4. 721	63. 296
3. 579	44. 553	2. 122	1. 995	105. 753	4. 720	62. 932
3. 610	44. 287	2. 122	1. 996	106. 419	4. 718	62. 574
3. 641	44. 024	2. 121	1. 997	107. 085	4. 717	62. 219
3. 672	43. 764	2. 121	1. 999	107. 750	4. 716	61. 869
3. 703	43. 507	2. 120	2. 000	108. 415	4. 715	61. 522
3. 734	43. 254	2. 119	2. 001	109. 080	4. 713	61. 180
3. 765	43. 003	2. 119	2. 002	109. 745	4. 712	60. 842
3. 796	42. 756	2. 118	2. 003	110. 409	4. 711	60. 508
3. 827	42. 511	2. 118	2. 004	111. 074	4. 709	60. 178
3. 858	42. 270	2. 117	2. 005	111. 738	4. 708	59. 852
3. 889	42. 031	2. 117	2. 006	112. 401	4. 707	59. 529
3. 920	41. 795	2. 116	2. 007	113. 065	4. 706	59. 210
3. 951	41. 562	2. 116	2. 008	113. 728	4. 705	58. 895
3. 982	41. 331	2. 115	2. 009	114. 391	4. 703	58. 583
4. 013	41. 103	2. 115	2. 010	115. 054	4. 702	58. 275
4. 044	40. 878	2. 114	2. 011	115. 717	4. 701	57. 970
4. 075	40. 656	2. 114	2. 012	116. 379	4. 700	57. 668
4. 106	40. 435	2. 113	2. 013	117. 041	4. 699	57. 370
4. 137	40. 218	2. 112	2. 014	117. 704	4. 698	57. 075
4. 168	40. 002	2. 112	2. 015	118. 365	4. 697	56. 783
4. 199	39. 790	2. 111	2. 016	119. 027	4. 695	56. 494
4. 230	39. 579	2. 111	2. 017	119. 688	4. 694	56. 209
4. 261	39. 371	2. 110	2. 018	120. 350	4. 693	55. 926
4. 292	39. 165	2. 110	2. 019	121. 011	4. 692	55. 647
4. 323	38. 961	2. 109	2. 020	121. 672	4. 691	55. 370
4. 354	38. 760	2. 109	2. 021	122. 332	4. 690	55. 096
4. 385	38. 560	2. 109	2. 022	122. 993	4. 689	54. 825
4. 416	38. 363	2. 108	2. 022	123. 653	4. 688	54. 557
4. 447	38. 168	2. 108	2. 023	124. 313	4. 687	54. 292
4. 478	37. 975	2. 107	2. 024	124. 973	4. 686	54. 029
4. 509	37. 784	2. 107	2. 025	125. 633	4. 685	53. 769
4. 540	37. 595	2. 106	2. 026	126. 293	4. 684	53. 512
4. 571	37. 408	2. 106	2. 027	126. 952	4. 683	53. 257
4. 602	37. 222	2. 105	2. 028	127. 612	4. 682	53. 005
4. 633	37. 039	2. 105	2. 029	128. 271	4. 681	52. 755

W/H	Z	V	K EFEC	C	LNG ONDA	Z ₀
4.664	36.858	2.104	2.030	128.930	4.680	52.508
4.695	36.678	2.104	2.030	129.588	4.679	52.263
4.726	36.500	2.103	2.031	130.247	4.678	52.021
4.757	36.324	2.103	2.032	130.906	4.677	51.781
4.788	36.150	2.103	2.033	131.564	4.676	51.543
4.819	35.977	2.102	2.034	132.222	4.675	51.308
4.850	35.807	2.102	2.035	132.880	4.674	51.075
4.881	35.637	2.101	2.035	133.538	4.673	50.844
4.912	35.470	2.101	2.036	134.196	4.672	50.615
4.943	35.304	2.100	2.037	134.853	4.671	50.388
4.974	35.140	2.100	2.038	135.511	4.670	50.164
5.005	34.977	2.100	2.039	136.168	4.669	49.941
5.036	34.816	2.099	2.040	136.825	4.668	49.721
5.067	34.656	2.099	2.040	137.482	4.667	49.502
5.098	34.498	2.098	2.041	138.139	4.666	49.286
5.129	34.341	2.098	2.042	138.796	4.665	49.072
5.160	34.186	2.098	2.043	139.452	4.665	48.856
5.191	34.032	2.097	2.043	140.109	4.664	48.649
5.222	33.880	2.097	2.044	140.765	4.663	48.440
5.253	33.729	2.096	2.045	141.421	4.662	48.234
5.284	33.580	2.096	2.046	142.077	4.661	48.029
5.315	33.432	2.096	2.046	142.733	4.660	47.826
5.346	33.285	2.095	2.047	143.389	4.659	47.624
5.377	33.139	2.095	2.048	144.045	4.659	47.425
5.408	32.995	2.095	2.049	144.700	4.658	47.227
5.439	32.852	2.094	2.049	145.356	4.657	47.031
5.470	32.711	2.094	2.050	146.011	4.656	46.837

FIN DE LA TABLA