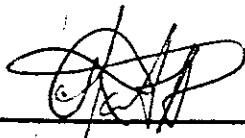


RESUMEN de la TESIS de JOSE LUIS MEDINA MONROY
presentada como requisito parcial para la obtención del grado
de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en
ELECTRONICA y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California,
México. Febrero de 1982.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA ETAPA DE POTENCIA
DE UN AMPLIFICADOR PARA RECEPCION
DE SEÑALES VIA SATELITE.

Resumen aprobado:



Dr. Arturo Serrano Santoyo
Director de Tesis

En el presente trabajo se describe un método para el
diseño y construcción de la etapa de potencia de
amplificadores de microondas.

Estos amplificadores utilizan transistores tanto de
efecto de campo fabricados con Arseniuro de Galio (GaAsFET)
como bipolares. Dichos dispositivos presentan
respectivamente, características de bajo ruido y potencia
lineal. Los circuitos de acoplamiento se realizan con
componentes distribuidos llamados microtiras, los cuales son
ampliamente utilizados a frecuencias en el rango de
microondas.

Para el diseño del amplificador se realizó un programa de computadora que tiene la capacidad de diseñar amplificadores de 'N' etapas. Dicho programa entrega como resultado final las dimensiones de las microtiras, las cuales constituyen los circuitos de acoplamiento de entrada y salida de cada etapa.

La técnica de diseño utilizada se comprueba con la construcción de un amplificador de 4 etapas, el cual muestra que sus resultados cumplen satisfactoriamente con lo especificado.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DEPARTAMENTO DE FISICA APLICADA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA ETAPA DE POTENCIA
DE UN AMPLIFICADOR PARA RECEPCION
DE SEÑALES VIA SATELITE

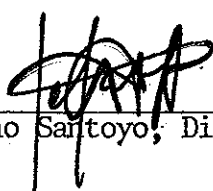
TESIS

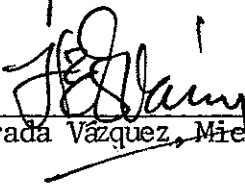
que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios
para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta

- JOSE LUIS MEDINA MONROY

Ensenada, B.C.N. , Febrero de 1982.

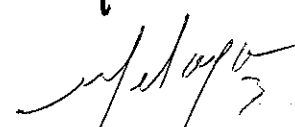
TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

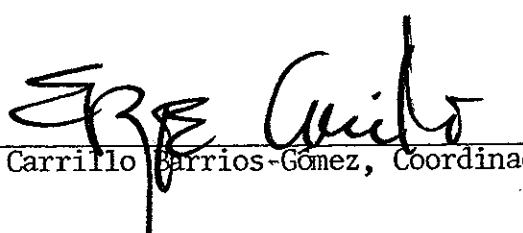

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Director del Comité


Dr. Horacio Estrada Vázquez, Miembro del Comité


M.C. Oralia Islas Ramírez, 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 marzo 31, 1982.

DEDICATORIA

A mis queridos padres BERTHA y ALEJANDRO, por su gran apoyo y cariño que me han brindado siempre.

A mi amada esposa LUPITA, por su amor y comprensión y por la gran felicidad que me produce la espera de nuestro primer hijo.

Con cariño a mis hermanos Alejandro, Bertha, Yoly, Lorena y Juan Pedro.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor y director de tesis Dr. Arturo Serrano Santoyo, por sus consejos y ayuda desinteresada que me brindó durante mis estudios de postgrado y para la realización de este trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis, Dr. Horacio Estrada, M.en C. Oralia Islas y el Dr. Enrique Carrillo por los comentarios y sugerencias proporcionados para el mejoramiento de esta tesis.

A mis compañeros y amigos que convivieron conmigo durante mis estudios de postgrado, y en especial al M.en C. Arturo Velázquez por compartir conmigo su experiencia y conocimientos en este ramo.

A todo el personal académico y técnico del CICESE por la ayuda proporcionada durante mi estancia en el mismo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT y a la Universidad de Guadalajara por su apoyo económico.

CONTENIDO

Página

I.-	INTRODUCCION	1
II.-	DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS	11
II.1.-	Métodos Alternativos de Diseño	12
II.1.1.-	Método Gráfico	12
II.1.2.-	Método de Síntesis de Redes	14
II.1.3.-	Método de Optimización de Redes	15
II.2.-	Descripción del Método Utilizado	16
II.2.1.-	Descripción del Programa de Diseño	19
II.2.2.-	Subrutina AMPLIF	23
II.2.3.-	Subrutina ACOPL	32
II.2.4.-	Subrutina ANALIS	44
II.2.5.-	Subrutina MICROS	51
II.3.-	Ejemplo de Diseño	56
III.-	CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR	67
III.1.-	Introducción	67
III.2.-	Circuitos de Microtiras	68
III.3.-	Fuente de Alimentación	71
III.4.-	Recinto Metálico	76
III.5.-	Montaje General	79

IV.-	CARACTERIZACION DEL AMPLIFICADOR	82
IV.1.-	Introducción	82
IV.2.-	Medición de Potencia de Salida	84
IV.3.-	Medición de Ganancia en Potencia	88
IV.4.-	Medición de Factor de Ruido	91
IV.5.-	Medición de Relación de Onda Estacionaria (VSWR).	95
V.-	ANALISIS DE RESULTADOS	98
VI.-	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	103
	LITERATURA CITADA	105
APENDICE I.-	Lista de Materiales y Equipo utilizado.	108
APENDICE II.-	Características de los Dispositivos Activos y Pasivos Utilizados	110
APENDICE III.-	Programa de Diseño y Manual de Operación.	111

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Diagrama a bloques de una estación terrena receptora de baja capacidad.	2
2	Resultados de la medición de la señal de salida del amplificador de bajo ruido.	3
3	Estructura general de un amplificador de bajo ruido.	4
4	Características de potencia en el punto a 1dB de compresión.	5
5	Estructura general del amplificador de potencia.	6
6	Redes de acoplamiento del transistor.	13
7	Proceso de realización de la etapa de potencia	17
8	Diagrama de flujo del programa de diseño de amplificadores de Microondas utilizado.	21
9	Diagrama de flujo de la subrutina AMPLIF.	24
10	Búsqueda del coeficiente de reflexión óptimo.	29
11	Gráfica de factor de ruido vs ganancia en función de la variación del coeficiente de reflexión.	30
12	Redes de acoplamiento de un amplificador de dos etapas	33
13	Diagrama de flujo de la subrutina ACOPL	35
14	Acoplamiento de impedancias complejas con un solo segmento de línea de transmisión.	37
15	Redes de acoplamiento utilizando dos elementos.	38

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
16	Coeficiente de reflexión vs frecuencia de algunos circuitos de acoplamiento.	40
17	Red de acoplamiento considerada en el ejemplo para comprobación de la transformación de impedancias.	41
18	Trayectoria seguida para el acoplamiento de la red mostrada en la figura 17 .	42
19	Método empleado para la obtención de la matriz ABCD del amplificador.	45
20	Diagrama de flujo de la subrutina ANALIS	46
21	Tipos de elementos utilizados por la subrutina ANALIS.	47
22	Diagrama a bloques de un amplificador que ilustra el cálculo de factor de ruido de etapas en cascada.	49
23	Geometría de una microtira	52
24	Diagrama de flujo de la subrutina MICROS.	55
25	Amplificador de potencia estructurado.	57
26	Amplificador completo mostrando las dimensiones de los circuitos de acoplamiento.	66
27	Fuente de alimentación del amplificador.	73
28	Circuito de polarización para transistores bipolares.	74
29	Circuito impreso de la fuente de alimentación del amplificador.	76
30	Dimensiones del recinto metálico	78
31	Fotografía del amplificador final.	81

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
32	Técnicas de sintonización post-fabricación	83
33	Diagrama a bloques del sistema de medición de potencia de salida.	85
34	Gráficas de potencia de salida vs potencia de entrada de los valores obtenidos.	87
35	Comportamiento en ganancia del amplificador en el ancho de banda de 3.7 - 4.2 GHz.	89
36	Respuesta en frecuencia a 3dB de la ganancia del amplificador.	90
37	Diagrama de bloques del sistema de medición de factor de ruido.	91
38	Resultados obtenidos de factor de ruido del amplificador	95
39	Comparación de resultados de ganancia requeridos, calculados y experimentales.	99
40	Comparación de resultados de factor de ruido requeridos, calculados y experimentales.	100
41	Resultados obtenidos de VSWR a la entrada.	101
42	Resultados obtenidos de VSWR a la salida.	102

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
I	Especificaciones de la etapa de potencia a realizar.	56
II	Resultados de la etapa GaAsFET obtenidos por el programa de diseño.	60
III	Análisis de la etapa GaAsFET obtenida con el programa de diseño.	61
IV	Resultados obtenidos de la etapa GaAsFET después de la modificación selectiva de los elementos.	61
V	Resultados de la etapa bipolar obtenidos por el programa de diseño.	62
VI	Análisis en el ancho de banda del circuito mostrado en la Tabla V .	63
VII	Resultados de la etapa bipolar obtenidos después de efectuar una modificación selectiva de los elementos.	63
VIII	Resultados del análisis del amplificador global.	64
IX	Dimensiones en centímetros de los elementos de acoplamiento que constituyen la etapa de potencia diseñada en este trabajo.	65
X	Resultados obtenidos de la medición de potencia de salida del amplificador.	86
XI	Resultados obtenidos de la medición de factor ruido y ganancia asociada del amplificador.	94
XII	Resultados obtenidos de la medición de pérdidas por regreso.	97

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN AMPLIFICADOR PARA RECEPCION DE SEÑALES VIA SATELITE.

I.- INTRODUCCION

El presente trabajo está encaminado hacia el diseño y construcción de la etapa de potencia de un amplificador de bajo ruido (A.B.R.) para recepción de señales vía satélite. Este amplificador es una de las partes más importantes que integran una estación terrena; sin embargo, también son utilizados en sistemas de comunicación terrestre.

En un sistema de comunicación vía satélite, la estación terrena es la que realiza la conexión satélite-usuario. Un diagrama a bloques básico de una estación terrena receptora de baja capacidad es el mostrado en la figura 1.

Actualmente existen para uso comercial dos bandas de frecuencias para comunicación vía satélite: La banda C de (3.5-6.5 GHz) y la banda Ku de (12-14 GHz). De estas dos bandas, la más utilizada hasta el momento, es la banda C que comprende de 5.925 a 6.425 GHz para transmisión y 3.7 a 4.2 GHz para recepción [Posner, 1980].

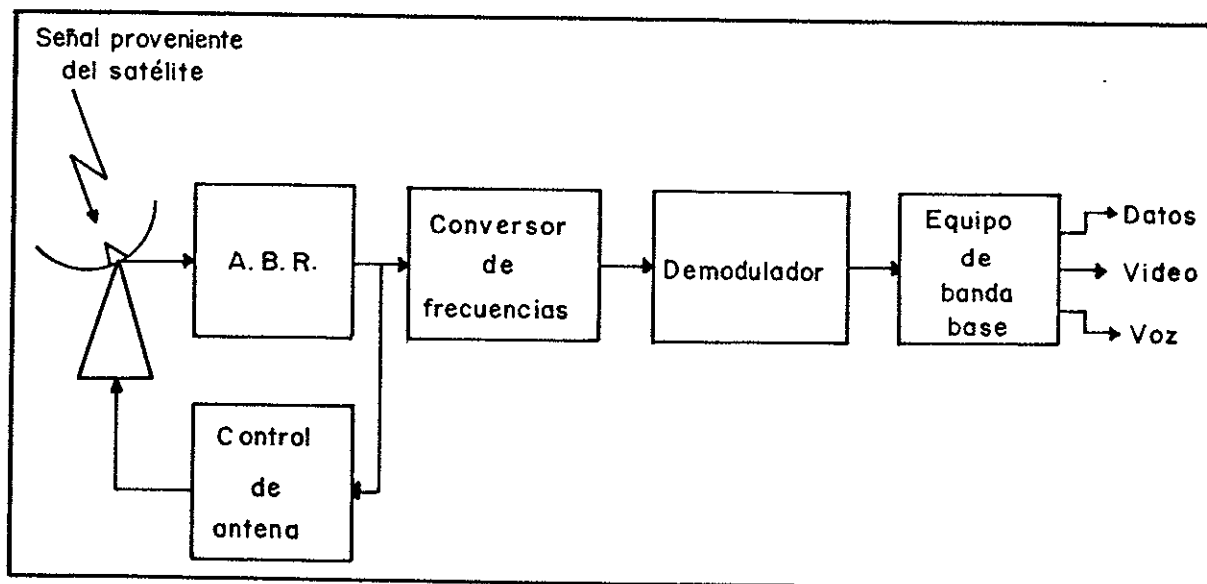


Figura 1.- Diagrama a bloques de una estación terrena receptora de baja capacidad.

EL CICESE cuenta en la actualidad con una estación terrena de baja capacidad, la cual tiene una antena parabólica Farinon de 4.5m. de diámetro con una ganancia de 41dB. El receptor de la estación terrena contiene un amplificador de bajo ruido marca AMPLICA 3053 CWI con las siguientes características:

Ganancia = 50 dB

Factor de Ruido = 1.5 dB (120° K)

Ancho de Banda = 500 MHz en la Banda de 3.7-4.2 GHz

En la figura 2 se muestra la respuesta obtenida de la

medición de la potencia de salida del amplificador AMPLICA. Cabe mencionar que dichas mediciones se hicieron con el objeto de conocer sus niveles de potencia de entrada y salida, las cuales oscilan entre $(-93 \text{ y } -88)$ y $(-43 \text{ y } -38)$ dBm respectivamente.

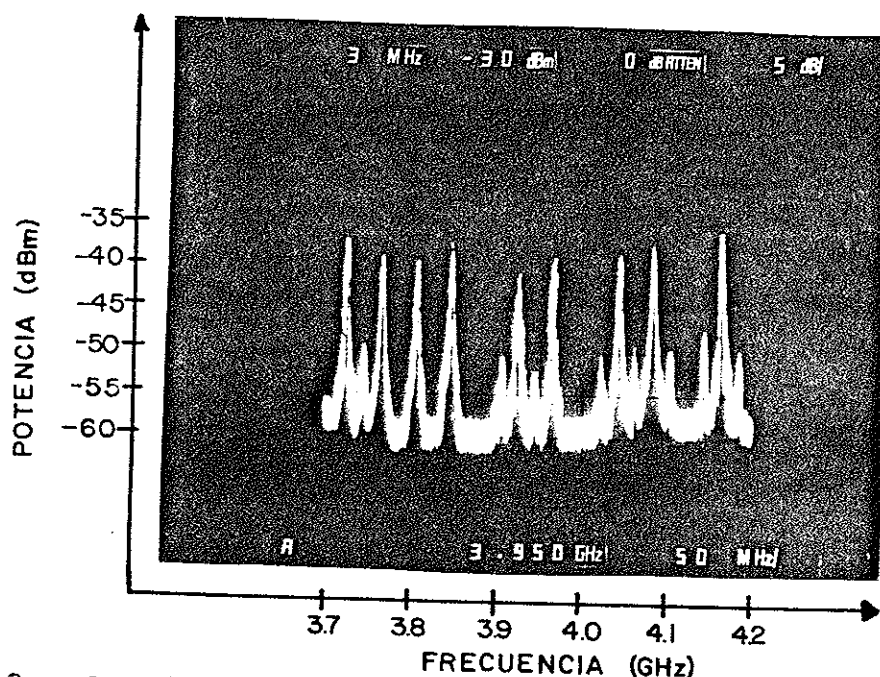


Figura 2.- Resultados de la medición de la señal de salida del amplificador de bajo ruido.

La estación terrena tiene la capacidad de recibir 12 canales en polarización vertical y 12 en polarización horizontal. Cada uno de ellos se encuentra separado por 20 MHz y tiene un ancho de banda de 40 MHz dejando una banda de seguridad de 4 MHz [Bell, 1977]. En la figura 2 se muestran 9 de los 12 canales correspondientes a la polarización vertical.

La estructura general de un amplificador de bajo ruido es la mostrada en la figura 3. En esta figura se encuentran los

dos elementos básicos del amplificador: el preamplificador de bajo ruido y el amplificador de potencia, cuya construcción es motivo de este trabajo.

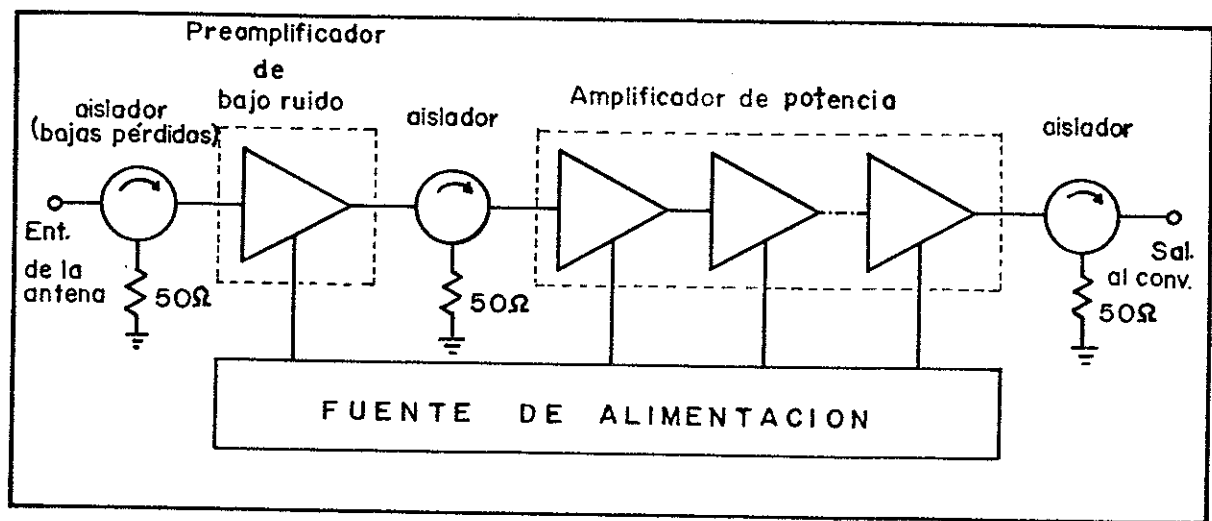


Figura 3.- Estructura general de un amplificador de bajo ruido.

Las características de un amplificador de bajo ruido convencional son: Un factor de ruido de 1.5 ± 0.1 dB, una ganancia en potencia de 50 dB, una relación de onda estacionaria (VSWR) de 1.5:1 y una potencia de salida en el punto de compresión de ganancia (P1dB) de aproximadamente +10dBm en un ancho de banda de 500 MHz. El término P1dB, es uno de los parámetros más importantes de una etapa de potencia de un amplificador, dado que proporciona información del funcionamiento del sistema dentro de la región lineal. Este término corresponde a la potencia de salida a la cual la ganancia disminuye 1dB de su valor lineal, según se muestra en

la figura 4 [Anón., 1980a].

Con el objeto de definir la especificaciones que deberá cumplir la etapa de potencia a desarrollar en este trabajo, se consideraron las características de un preamplificador de bajo ruido, que asociado al amplificador de potencia cumplirán con el compromiso final de obtener un factor de ruido de 1.5 dB y una ganancia de 50 dB. Considerando un preamplificador de bajo ruido con una ganancia $G=20$ dB, un factor de ruido $FR \leq 1.3$ dB y el aislador de entrada con 0.15 dB de pérdidas, se encontró que la etapa de potencia deberá cumplir las especificaciones que se citan a continuación:

- Banda de Frecuencias : 3.7 - 4.2 GHz
- Ancho de Banda : 500 MHz
- Factor de Ruido ≤ 2.5 dB
- Ganancia en Potencia ≥ 30 dB
- VSWR 1.5:1
- $P_{1dB} \geq +10$ dBm
- Impedancias de entrada y salida = 50Ω

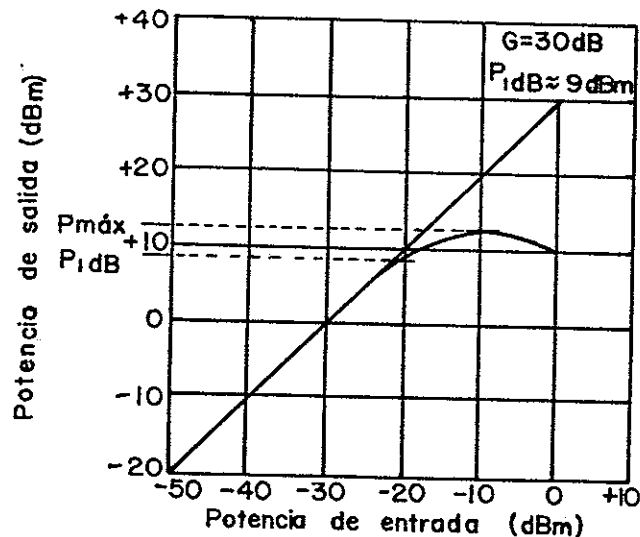


Figura 4.- Características de potencia en el punto a 1dB de compresión.

La estructura del amplificador de potencia se define tomando en cuenta las especificaciones establecidas anteriormente. Dicha estructura se muestra en la figura 5 .

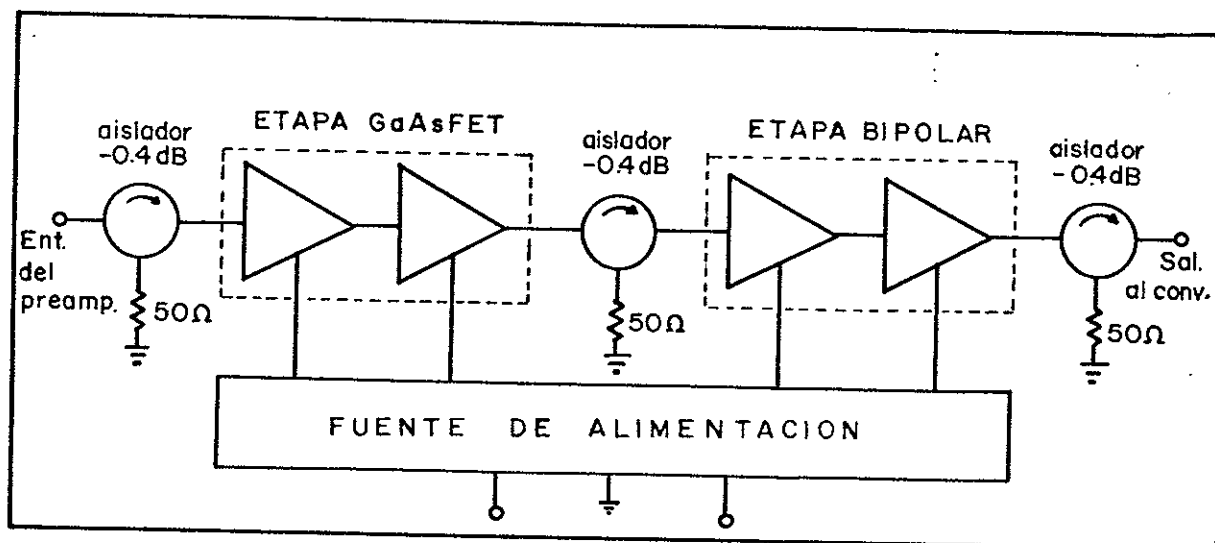


Figura 5.- Estructura general del amplificador de potencia.

Como se indica en esta figura, el amplificador consiste de dos etapas básicas. La primera, al igual que el preamplificador, debe ser de bajo ruido; esta etapa contiene como elementos activos transistores de efecto de campo de Arseniuro de Galio (GaAsFET). La segunda etapa, desarrollada con transistores bipolares, tiene como función obtener una potencia de salida en el punto de compresión $> +10\text{dBm}$. El amplificador también consiste de tres aisladores con 0.4dB de pérdidas, de los cuales el primero y el tercero asegurarán un buen acoplamiento, es decir, mantener sus impedancias de entrada y salida igual a 50 ohms y como consecuencia un VSWR lo más bajo posible a lo largo de la banda de interés. El segundo aislador fué adherido al circuito con el objeto de

diseñar por separado las etapas de bajo ruido y potencia, además de mantener un buen acoplamiento entre etapas; sin embargo, se puede prescindir de dicho aislador.

Dado a que intervienen en el diseño dos tipos de dispositivos activos de microondas, cabe mencionar sus características principales y desventajas en el rango de frecuencias de interés.

Debido a las propiedades de movilidad y velocidad de saturación del Arseniuro de Galio (GaAs) en comparación con el Silicio (Si), los dispositivos GaAsFET muestran ganancias y factores de ruido mejores que las obtenidas para transistores bipolares fabricados en Silicio [Emery, 1977]. Dado a que la tecnología de dispositivos de estado sólido ha avanzado rápidamente, se han logrado GaAsFET con dimensiones de compuerta menores de $0.5\mu\text{m}$ los cuales proporcionan factores de ruido de aproximadamente $0.8\pm 0.2\text{dB}$ con una ganancia del orden de $15\pm 2.0\text{dB}$ a la frecuencia de 4 GHz.

A pesar de que las propiedades del GaAs son mejores que las del Silicio en el rango de las microondas, los transistores bipolares con respecto a los GaAsFET presentan las siguientes ventajas :

- Costo.- Son del orden de dos a diez veces más

económicos que los GaAsFET, dependiendo del mínimo factor de ruido y ganancia asociada de los dispositivos.

- Polarización.- El circuito de polarización es menos complicado que en un GaAsFET, ya que permiten cambios bruscos de voltaje sin llegar a dañarlos.

- Manejo.- No se necesitan tomar precauciones tan serias como en los GaAsFET, que con sólo el hecho de tocarlos se pueden dañar debido a las descargas estáticas del medio o del individuo que los maneja.

- Estabilidad.- Son incondicionalmente estables en las regiones donde el GaAsFET tiene en general estabilidad condicional.

- P1dB.- Su punto de compresión de ganancia a 1dB es mayor que la de los GaAsFET de bajo ruido.

Una vez presentadas las ventajas de los transistores bipolares, a continuación se mencionan sus desventajas:

- Ganancia y Frecuencias de Operación Bajas.- Su ganancia disminuye rápidamente a frecuencias superiores a 4 GHz.

- Factor de Ruido Elevado.- Su factor de ruido en general, es de dos a tres veces más alto en comparación con los GaAsFET en el rango de 1 a 4 GHz.

A continuación se establece la manera en que se encuentra organizado este trabajo:

En el Capítulo II se mencionan algunos métodos alternativos de diseño de amplificadores de microondas, se presenta el método utilizado para el diseño, se describe el programa de computadora utilizado con sus diferentes subrutinas y finalmente, se proporciona un ejemplo de diseño así como sus resultados.

En el Capítulo III se dan los pasos a seguir para la construcción del amplificador.

En el Capítulo IV se proporcionan las técnicas de medición de la potencia de salida, ganancia en potencia, factor de ruido y relación de onda estacionaria de voltaje.

En el Capítulo V se hace un análisis de los resultados obtenidos y una comparación entre los valores calculados y experimentales.

En el Capítulo VI se presentan las conclusiones y

recomendaciones para trabajos futuros.

En el Apéndice I se proporciona una lista de materiales y equipo utilizado para la realización del amplificador.

En el Apéndice II se encuentran las características de los dispositivos activos y pasivos utilizados.

En el Apéndice III se presenta el programa de computadora en FORTRAN IV utilizado para el diseño, así como su manual de operación.

II.- DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.

En este capítulo se mencionan algunos de los métodos conocidos para el diseño de amplificadores para microondas, se describe también el método utilizado en este trabajo y finalmente se muestra un ejemplo en el cual se diseña un amplificador de potencia con las características expuestas en el Capítulo I.

Dentro de los requisitos más importantes de los amplificadores de microondas, se encuentran la obtención de un mínimo factor de ruido y un valor de ganancia adecuado y uniforme dentro de toda la banda de interés, asegurando estabilidad y un buen acoplamiento.

Un primer paso, previo al diseño mismo y de fundamental importancia, consiste en seleccionar los elementos activos (transistores) que se utilizarán en el amplificador. La selección de los transistores se hace teniendo en mente el cumplimiento de los requisitos del amplificador anteriormente mencionados. Además, se tendrá presente la potencia de salida en caso de que el amplificador sea diseñado para ese fin.

II.1.- Métodos Alternativos de Diseño.

Una vez que los dispositivos han sido seleccionados, se inicia el proceso de diseño de las redes de acoplamiento de entrada y salida. Estas deben proporcionar las impedancias de fuente y de carga adecuadas al transistor, para obtener las condiciones de operación que permitan cumplir con los objetivos establecidos. Existen varios métodos para encontrar dichas redes de acoplamiento, las cuales se mencionan enseguida.

II.1.1.- Método Gráfico.

En este método los parámetros de dispersión (parámetros 'S') y de ruido del transistor son utilizados para trazar sobre la carta de Smith, círculos de ganancia y de factor de ruido constantes. De la misma forma, círculos de estabilidad de entrada y salida son también obtenidos. El proceso de trazar círculos de ganancia y de ruido es con el fin de definir la localización adecuada (dentro de la Carta de Smith) de los coeficientes de reflexión que proporcionan los valores de ruido y ganancia deseados, asegurándose que no caigan dentro de regiones de inestabilidad [Bodway, 1967].

Una vez definidos los coeficientes de reflexión de la fuente (Γ_f) y de la carga (Γ_c) del transistor, se obtienen las redes de acoplamiento, transformando dichos coeficientes a la

impedancia característica de la línea (Z_0) (Fig.6).

La ventaja del método gráfico es que proporciona información visual de las posibilidades y limitaciones de un determinado dispositivo activo a utilizar.

Una técnica basada en este método gráfico, la cual hace innecesario el trazo de los círculos de factor de ruido y ganancia, fué desarrollada por Medina Monroy et al., (1979). Esta técnica consiste de un algoritmo computacional que efectúa de una manera automática la búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones de ruido y ganancia deseados. Dicho algoritmo permite la obtención de los coeficientes de reflexión de entrada y salida con mayor precisión y rapidéz que el método gráfico. Una modificación de ésta técnica se presenta en la sección II.2.2.

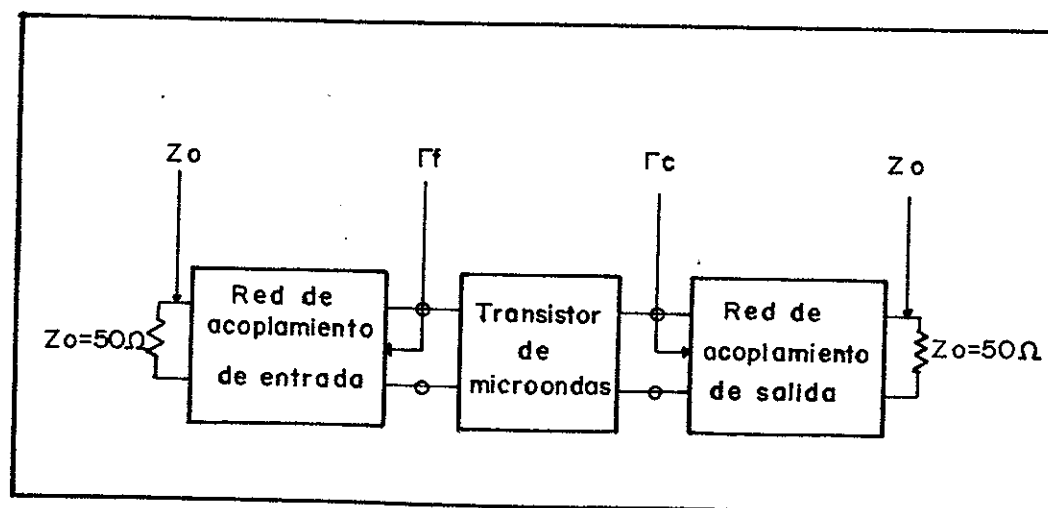


Figura 6.- Redes de acoplamiento del transistor.

II.1.2.- Método de Síntesis de Redes.

En este método, se establece la función de pérdidas por inserción que se desea obtener en todo el ancho de banda de operación. Para poder sintetizar las redes de acoplamiento de entrada y salida, se requiere que las impedancias del transistor se transformen a un circuito equivalente, separando las componentes resistivas y reactivas. Ya que el proceso de síntesis se realiza entre cargas resistivas puras, las componentes reactivas se absorben por la red sintetizada.

La síntesis se puede efectuar ya sea con elementos concentrados que posteriormente se transforman a elementos distribuidos [Mellor y Linvill, 1975], o directamente con elementos distribuidos [Cottee y Joines, 1979]. Actualmente existen programas de computadora que efectúan la síntesis de una manera rápida y eficiente [Besser, 1979; 1981].

II.1.3.- Método de Optimización de Redes.

El proceso de optimización consiste en ajustar los elementos de la red hasta que la función de error sea minimizada, o se satisfagan las especificaciones de diseño [Velázquez Ventura, 1980].

Este método se puede emplear como complemento de los anteriores o por separado. Está basado en programas de computadora que efectúan el análisis de una red de la que previamente se escogieron su topología y valores iniciales de los elementos, así como las frecuencias a las cuales se va a realizar el análisis. Dicho análisis se puede efectuar obteniendo la matriz ABCD total del circuito a través de la multiplicación de la matriz ABCD de cada uno de los elementos [Perlman y Gelnovatch, 1974], para posteriormente convertirla a la matriz de parámetros "S" y con ella calcular el factor de ruido, ganancia, pérdidas por regreso y estabilidad con sus ecuaciones correspondientes.

De los valores así calculados se evalúa una función de error la cual puede ser del tipo error cuadrático medio. Si para el diseño sólo interesan los valores de factor de ruido y ganancia, la función de error se establece como sigue:

$$E = \sum_{n=1}^{NF} \{ W_1 [G_c(F_n) - G_d(F_n)]^2 + W_2 [F_{Rc}(F_n) - F_{Rd}(F_n)]^2 \} \quad (1)$$

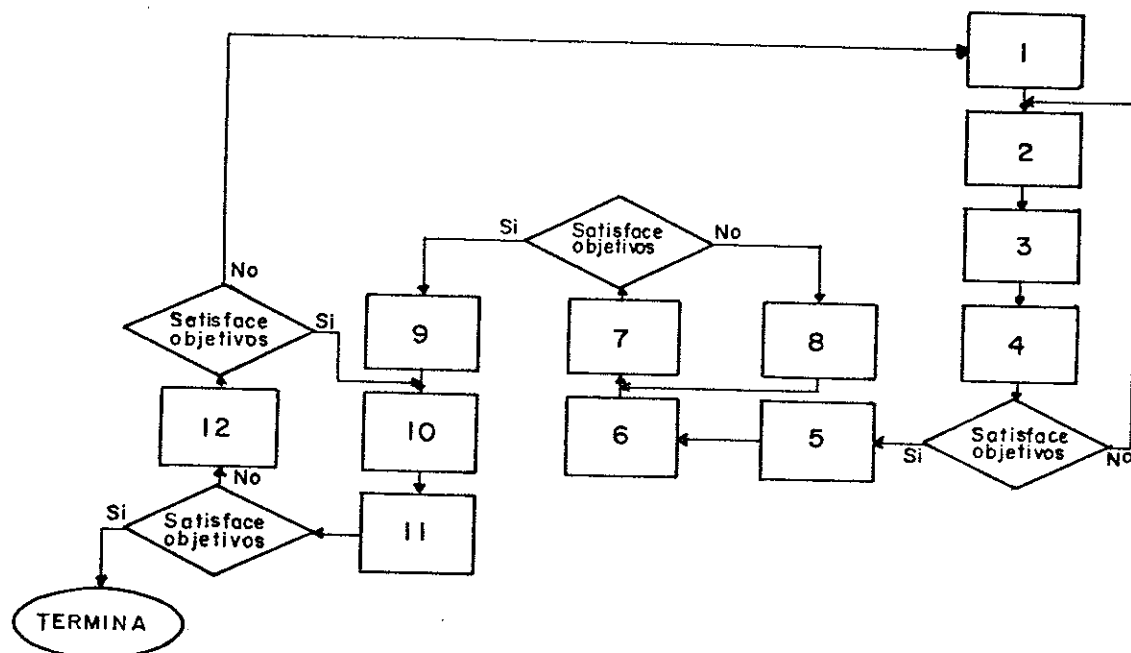
donde NF es el número de frecuencias, los subíndices c y d corresponden a los valores calculados y deseados de ganancia y factor de ruido, además W_1 y W_2 son los factores de ponderación para cada término de la función. A ésta función de error se le pueden añadir los términos para pérdidas por regreso, estabilidad u otros.

II.2.- Descripción del Método Utilizado.

En el trabajo que aquí se reporta se desarrolló un programa de computadora para el diseño total del amplificador de potencia. Este algoritmo computacional efectúa (i) el análisis de los transistores a utilizar, (ii) encuentra los coeficientes de reflexión óptimos para lograr la ganancia y el factor de ruido deseados, (iii) calcula las redes de acoplamiento, (iv) analiza al amplificador en el rango de frecuencias de interés y finalmente, (v) entrega las dimensiones de los elementos de acoplamiento. Dicho programa tiene la capacidad de diseñar amplificadores de microondas de 'N' etapas, ya sean para mínimo ruido, máxima ganancia o bien para un compromiso entre ambos. Este programa se describe en la sección II.2.1.

En la figura 7, se establecen los pasos más importantes para la realización de la etapa de potencia del amplificador de microondas. En general, el primer paso consiste en definir

las características que debe tener el amplificador, esto es, rango de frecuencias de operación, factor de ruido máximo, potencia de salida mínima en el punto de compresión de ganancia de 1dB, ganancia en potencia mínima y el número máximo de etapas con que se puede lograr la ganancia deseada.



- 1.- Establecer objetivos
- 2.- Selección del Transistor
- 3.- Caracterización del Transistor
- 4.- Análisis del Transistor
- 5.- Búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos
- 6.- Diseño de las Redes de Acoplamiento
- 7.- Análisis del Amplificador
- 8.- Modificación selectiva por elemento
- 9.- Cálculo de dimensiones de microtiras
- 10.- Construcción del Amplificador
- 11.- Caracterización del Amplificador
- 12.- Proceso de Sintonización

Figura 7.- Proceso de Realización de la Etapa de Potencia .

- La selección de los transistores como ya se dijo anteriormente, debe hacerse teniendo en mente el cumplimiento de los requisitos de diseño antes mencionados.

- La caracterización de los transistores consiste en la determinación de los parámetros 'S' y de ruido del dispositivo previamente seleccionado a las frecuencias de interés y bajo las condiciones de polarización establecidas.

Algunos fabricantes de transistores suelen mostrar en sus hojas de datos, dichos parámetros a diferentes frecuencias y condiciones de polarización. El utilizar los parámetros ("S" y de ruido) proporcionados por el fabricante de un determinado dispositivo en el diseño, puede introducir variaciones en la respuesta deseada de factor de ruido o ganancia en potencia, ya que los fabricantes publican en sus hojas de datos valores promedio de un número determinado de muestras. Al llevar a cabo el diseño con los datos proporcionados por el fabricante, se obtiene en algunos casos una aproximación aceptable, ya que es posible utilizar la técnica de sintonización post-fabricación, con el objeto de ajustar la respuesta obtenida a la deseada. Dicha técnica se describe en el Capítulo IV.

Una posible forma de disminuir el error entre la respuesta deseada y la calculada se puede lograr

caracterizando específicamente al o los transistores que se van a utilizar en la construcción del amplificador en el rango de frecuencias de interés y bajo las condiciones de polarización adecuadas. Un método de caracterización de transistores de microondas fué definido por Covarrubias Rosales (1980).

- Los pasos correspondientes al análisis del transistor, búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos, diseño de las redes de acoplamiento, análisis del amplificador, modificación selectiva por elemento y cálculo de las dimensiones de las microtiras, se llevan a cabo por un programa de computadora que se describe en la siguiente sección.

- Finalmente, lo correspondiente a la construcción y caracterización del amplificador se expone en los Capítulos III y IV respectivamente.

II.2.1.- Descripción del Programa de Diseño.

El programa general para el diseño de amplificadores de microondas, está formado por un programa principal, cuatro subrutinas principales, y un conjunto de subrutinas auxiliares que sirven de apoyo al programa y subrutinas principales. La función del programa principal es la de leer los datos de

entrada y establecer una secuencia en el llamado de las diferentes subrutinas existentes en el programa general, dependiendo de la función que realizan cada una de ellas. En la figura 8 se muestra un diagrama de flujo del programa utilizado para el diseño.

Una de las subrutinas principales es denotada como AMPLIF. Esta subrutina es llamada una vez para cada etapa a diseñar y efectúa el análisis de los transistores, la búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones de factor de ruido y ganancia de cada etapa y proporciona finalmente las impedancias de entrada y salida de cada uno de los transistores que intervienen en el amplificador. Al terminar su función, el programa principal calcula el factor de ruido y ganancia para el número de etapas deseado, y hace una comparación de los valores obtenidos con los deseados. El número de etapas puede en este momento ser modificado.

El diseño de las redes de acoplamiento se lleva a cabo con la subrutina ACOPL. Esta subrutina realiza el acoplamiento empleando de uno a tres segmentos de línea de transmisión en serie para cada red de acoplamiento. Entregando las impedancias y longitudes eléctricas de los elementos calculados.

Si se requiere hacer un análisis del amplificador previamente diseñado, el programa principal llama a la subrutina ANALIS. Dicha subrutina proporciona resultados del comportamiento del amplificador en el ancho de banda de interés. Si dicho comportamiento difiere de los objetivos planteados inicialmente, se efectúa una modificación selectiva de los elementos que constituyen las redes de acoplamiento, con el objeto de ajustar la respuesta del amplificador a los requisitos de diseño.

La transformación a microtira de los elementos de acoplamiento se efectúa por medio de la subrutina MICROS, la cual entrega las dimensiones físicas de los circuitos de acoplamiento listos para su realización.

El programa está hecho para que el usuario pueda elegir la función a desempeñar, esto es, hacer el análisis de un circuito determinado, transformar a microtiras un conjunto de elementos o bien hacer el diseño completo.

En las siguientes secciones se describen las subrutinas empleadas por el programa de diseño.

II.2.2.- Subrutina AMPLIF.

La subrutina AMPLIF analiza a los transistores que intervienen en el diseño, efectúa la búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones de factor de ruido y ganancia deseadas y entrega finalmente las impedancias de entrada y salida óptimas de cada uno de los transistores que constituyen el amplificador. Un diagrama de flujo de esta subrutina se proporciona en la figura 9.

El primer paso en esta subrutina, es llamar a un archivo de datos previamente creado donde se encuentran los parámetros 'S' y de ruido del transistor a utilizar. Como el diseño se hace a una frecuencia fija, el usuario tiene la libertad de elegir la frecuencia de diseño, esto es, al límite inferior, a la frecuencia central o a la frecuencia superior de la banda de interés. Se ha observado que haciendo el diseño a la frecuencia superior se tiene una mejor aproximación, ya que la ganancia del transistor decrece aproximadamente 6dB/octava.

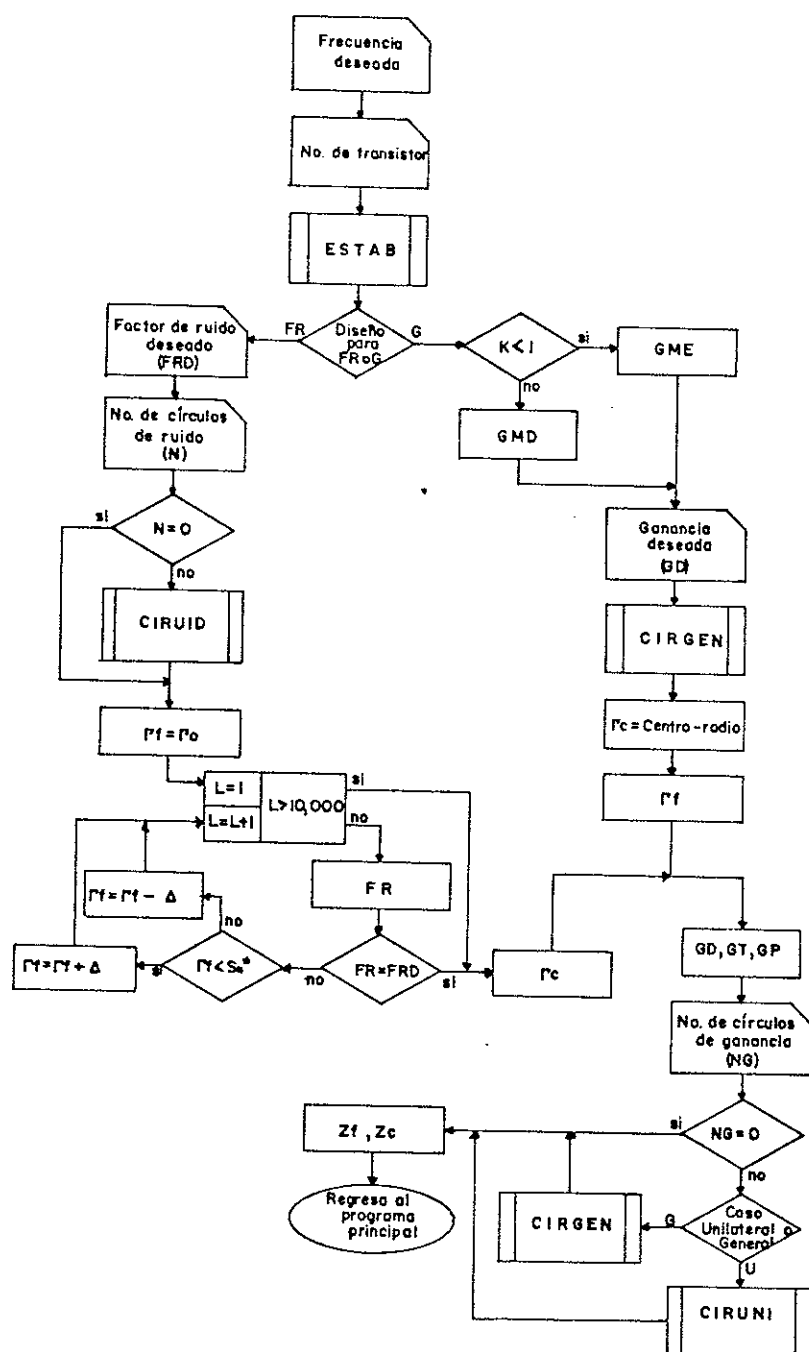


Figura 9.- Diagrama de flujo de la subrutina AMPLIF

El análisis del transistor se hace a la frecuencia deseada. Consiste en hacer la prueba de estabilidad, calcular su ganancia máxima disponible en caso de que el transistor sea estable y su ganancia máxima estable cuando el transistor es condicionalmente estable. La prueba de estabilidad se efectúa con la subrutina ESTAB que calcula el factor de estabilidad (K) o factor de Rollet, dado por:

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

donde:

$$|D| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}|$$

Un dispositivo es incondicionalmente estable si sus resistencias de entrada y salida son positivas para terminaciones pasivas y se puede considerar estabilidad incondicional cuando se cumplen las condiciones siguientes: $K > 1$, $B_1 > 0$ y $|S_{11}| < 1$. [Froehner, 1967].

donde B_1 se define por:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2 \quad (3)$$

Si el dispositivo es condicionalmente estable, sus resistencias de entrada y salida pueden ser negativas. Una forma de encontrar los coeficientes de reflexión que hacen inestable al dispositivo es trazando en la carta de Smith sus

círculos de inestabilidad, cuyos centros son calculados por medio de la siguiente expresión:

$$C_f = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D|^2} \quad (4)$$

para el puerto de entrada, y cuyo radio esta dado por:

$$R_f = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |D|^2} \quad (5)$$

donde:

$$C_1 = (S_{11} - |D| S_{22}^*)$$

Para el puerto de salida se substituyen los subindices 11 por 22 y C_1 por C_2 en las ecs. (4) y (5), donde:

$$C_2 = (S_{22} - |D| S_{11}^*)$$

Sí $K < 1$ la ganancia máxima estable (GME) puede calcularse de:

$$GME = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (6)$$

Cuando $K > 1$ y $B_1 > 0$ la ganancia máxima disponible (GMD) se expresa como:

$$GMD = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (7)$$

La búsqueda de los coeficientes de reflexión óptimos se hace de acuerdo a los siguientes criterios.

- Ganancia Máxima: se calculan los coeficientes de reflexión de entrada y salida solo cuando $K > 1$ y se dan como:

$$\Gamma_f = \Gamma_{Mf} = C_1 * \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (8)$$

y

$$\Gamma_c = \Gamma_{Mc} = C_2 * \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (9)$$

donde $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D|^2$. En las ecs. 7, 8 y 9, el signo negativo se utiliza cuando $B_1 > 0$ y el signo positivo cuando $B_1 < 0$.

- Ganancia Deseada: se calcula el círculo de ganancia deseada para el puerto de salida por medio de la subrutina CIRGEN, la cual entrega el centro (CGD) y radio (RGD) correspondiente al círculo de ganancia deseada y calcula el coeficiente de reflexión óptimo para la carga de la manera siguiente:

$$\Gamma_c = \frac{|CGD| - RGD}{1 + CGD} \quad (10)$$

y el coeficiente de reflexión de la fuente por:

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

- Mínimo Factor de Ruido: con el objeto de obtener los coeficientes de reflexión óptimos para mínimo ruido, la subrutina toma del archivo de datos del transistor sus parámetros de ruido (F_{min} , R_n y Γ_o) e iguala el coeficiente de reflexión de la fuente al coeficiente de reflexión para mínimo ruido ($\Gamma_f = \Gamma_o$). El coeficiente de reflexión de la carga se obtiene de [Eisenberg, 1974]:

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

- Factor de Ruido Deseado: con el propósito de encontrar el coeficiente de reflexión de la fuente que proporcione un factor de ruido deseado, la subrutina AMPLIF utiliza un algoritmo en el cual se varía el coeficiente de reflexión de la fuente partiendo de la condición $\Gamma_f = \Gamma_o$ e incrementando o disminuyendo la magnitud y ángulo siguiendo la trayectoria hacia el coeficiente de reflexión que proporciona máxima ganancia unilateral S_{11}^* . Conforme Γ_f varía, se calcula el factor de ruido como sigue [Anón, 1972]:

$$FR = F_{min} + 4 R_n \frac{| \Gamma_f - \Gamma_o |^2}{(1 - |\Gamma_f|^2) | 1 + \Gamma_o |^2} \quad (13)$$

donde Γ_o es el coeficiente de reflexión óptimo de la fuente que proporciona F_{min} (factor de ruido mínimo), y r_n es la resistencia equivalente de ruido normalizada ($r_n = R_n/50$). Si el valor obtenido de FR no es igual al factor de ruido deseado, el coeficiente de reflexión de la fuente se vuelve a variar hasta que FR sea igual al factor de ruido deseado. Una vez encontrado Γ_f , el coeficiente de reflexión de la carga se calcula con la ec.12. En la figura 10 se muestra la trayectoria seguida para encontrar el coeficiente de reflexión óptimo de la fuente.

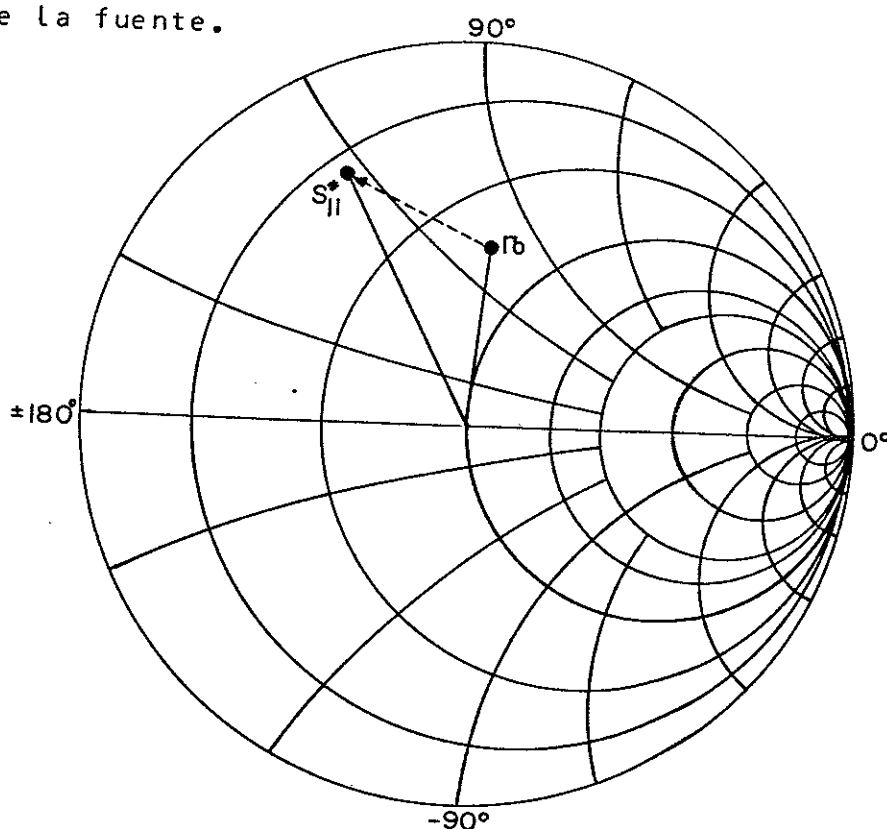


Figura 10.- Búsqueda del coeficiente de reflexión óptimo.

El uso del algoritmo permite obtener gráficas de factor de ruido contra ganancia en función de la variación del

coeficiente de reflexión. El utilizar éstas gráficas facilita el diseño de los amplificadores de microondas, debido a que proporciona el valor del factor de ruido deseado para una ganancia específica a diferentes frecuencias. En la figura 11, se muestra un ejemplo de dichas gráficas a tres frecuencias para el transistor NE218.

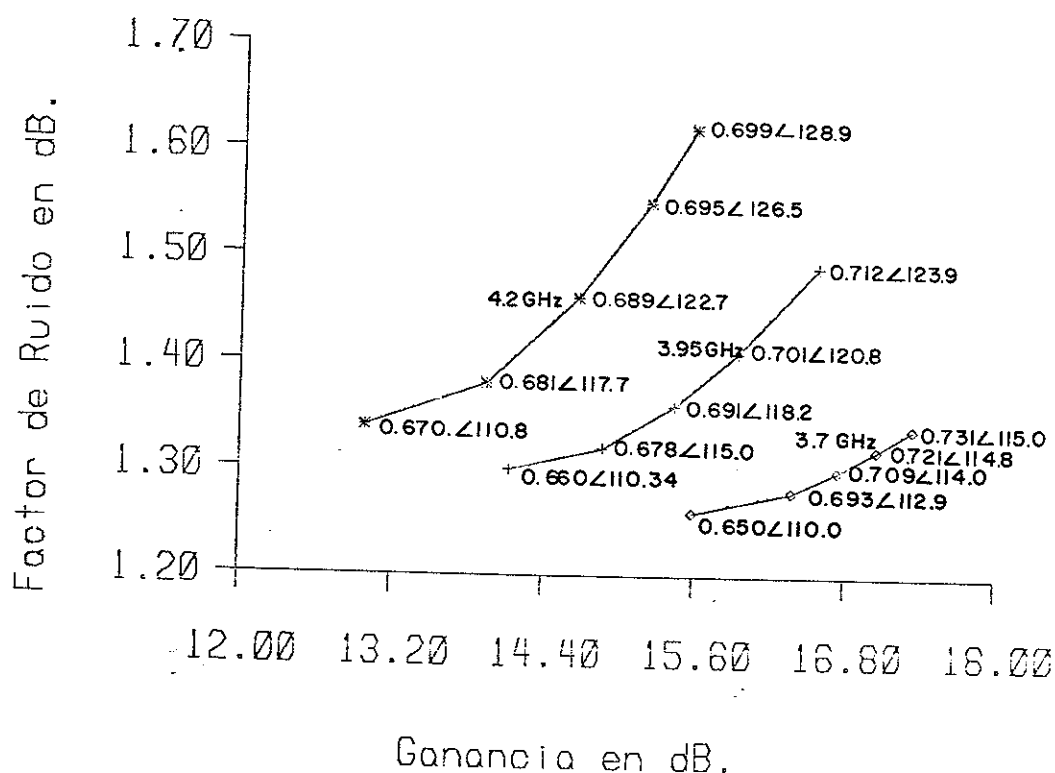


Figura 11.- Gráfica de factor de ruido vs ganancia en función de la variación del coeficiente de reflexión.

Una vez encontrados los coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones deseadas de factor de ruido o ganancia, la subrutina AMPLIF calcula la ganancia de transductor (GT), la ganancia disponible (GD) y la ganancia en potencia (GP) [Bodway, 1967] cuyas expresiones son, respectivamente,

$$\begin{aligned}
 GT &= \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible de la fuente}} \\
 &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_c)(1 - S_{22}\Gamma_c) - (S_{12}S_{21}\Gamma_f\Gamma_c)|^2} \quad (14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 GD &= \frac{\text{Potencia disponible de la red}}{\text{Potencia disponible de la fuente}} \\
 &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_f|^2 (|S_{11}|^2 - |D|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_f C_1)} \quad (15)
 \end{aligned}$$

y

$$\begin{aligned}
 GP &= \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia de entrada de la red}} \\
 &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_c|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_c|^2 (|S_{22}|^2 - |D|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_c C_2)} \quad (16)
 \end{aligned}$$

Los círculos de ganancia y de ruido son opcionales y se calculan por la subrutina CIRGEN (Ganancia General), CIRUNI (Ganancia unilateral) y CIRUID (Factor de Ruido).

Finalmente, la subrutina AMPLIF calcula, de los coeficientes de reflexión óptimos encontrados (Γ_f y Γ_c), las impedancias de entrada y salida del transistor que proporcionan las condiciones requeridas del factor de ruido y ganancia mediante las siguientes expresiones [Anón., 1980b]:

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{(1 + |\Gamma_f|^2) 50}{1 - |\Gamma_f|^2 - 2|\Gamma_f| \cos(\angle \Gamma_f)} + j \frac{(2|\Gamma_f| \sin(\angle \Gamma_f)) 50}{1 - |\Gamma_f|^2 - 2|\Gamma_f| \cos(\angle \Gamma_f)} \quad (17)$$

y:

$$Z_c = R_c + jX_c = \frac{(1 - |\Gamma_c|^2) 50}{1 - |\Gamma_c|^2 - 2|\Gamma_c| \cos(\angle \Gamma_c)} + j \frac{(2|\Gamma_c| \sin(\angle \Gamma_c)) 50}{1 - |\Gamma_c|^2 - 2|\Gamma_c| \cos(\angle \Gamma_c)} \quad (18)$$

II.2.3.- Subrutina ACOPL.

El diseño de las redes de acoplamiento consiste en determinar las impedancias y longitudes eléctricas de los elementos que constituyen las redes de acoplamiento de los transistores, de tal manera que éstas proporcionen los coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones deseadas de ganancia o factor de ruido. La subrutina ACOPL tiene como función diseñar las redes de acoplamiento del amplificador, donde el número de redes de acoplamiento se determina por $NR = NE + 1$. Por ejemplo, si se considera un amplificador de 2 etapas, se tiene que el número de redes de acoplamiento es 3, estas son, la red de acoplamiento de entrada (RAE), red de acoplamiento intermedia (RAI) y la red de acoplamiento de salida (RAS). En la figura 12 se muestra un amplificador con sus respectivas redes de acoplamiento.

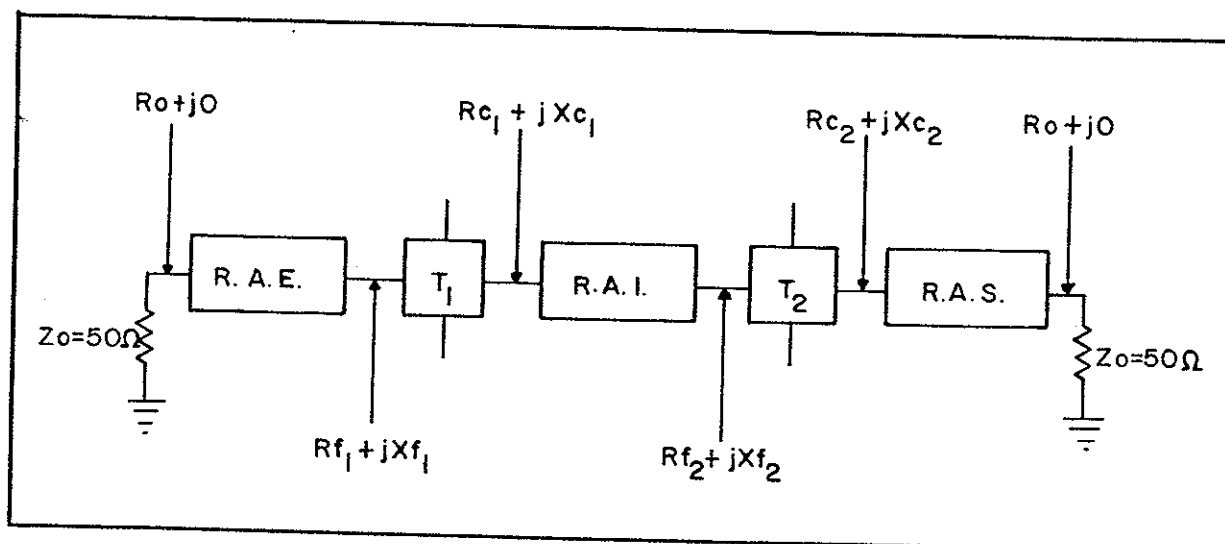


Figura 12.- Redes de acoplamiento de un amplificador de 2 etapas.

Como se indica en la figura 12, las impedancias de entrada y salida de los transistores generalmente son complejas y la impedancia característica de la línea (Z_0) es de naturaleza resistiva (reactancia=0). Por esta razón se diseñan las redes de acoplamiento de entrada y salida efectuando una transformación de complejo a real y para las redes intermedias el acoplamiento es de complejo a complejo.

En el rango de microondas, los elementos distribuidos son utilizados generalmente para sintetizar los circuitos de acoplamiento, estos se realizan comúnmente con líneas de transmisión en serie o en paralelo de determinada impedancia y longitud eléctrica. Una de las formas de efectuar la transformación de impedancias es utilizando segmentos de línea de transmisión en paralelo llamados 'Stubs' en circuito

abierto o en corto circuito y transformadores de un cuarto de longitud de onda. Los stubs acoplan la parte reactiva de la impedancia compleja, y los transformadores la parte resistiva [Anón.,1980a]

La subrutina ACOPL tiene la capacidad de efectuar la transformación de impedancias tanto de reales a complejas como de compleja a compleja utilizando de uno a tres segmentos de línea de transmisión de diferente impedancia y longitud eléctrica para cada red de acoplamiento. Cabe mencionar que el acoplamiento se hace a una sola frecuencia por lo cual se efectúa un análisis del comportamiento de cada elemento en el ancho de banda deseado con la subrutina BANDW. En la figura 13 se muestra un diagrama de flujo de la subrutina ACOPL.

El desarrollo del algoritmo para la subrutina ACOPL se hizo en base a las ecuaciones exactas [Przedpelski, 1980] para determinar la impedancia y longitud eléctrica de un sólo elemento de acoplamiento, teniendo en mente un acoplamiento conjugado con el objeto de lograr la máxima transferencia de potencia .

La figura 14 muestra un acoplamiento entre impedancias complejas empleando un solo segmento de línea de transmisión, la impedancia (Z) de éste segmento está dada de la siguiente manera:

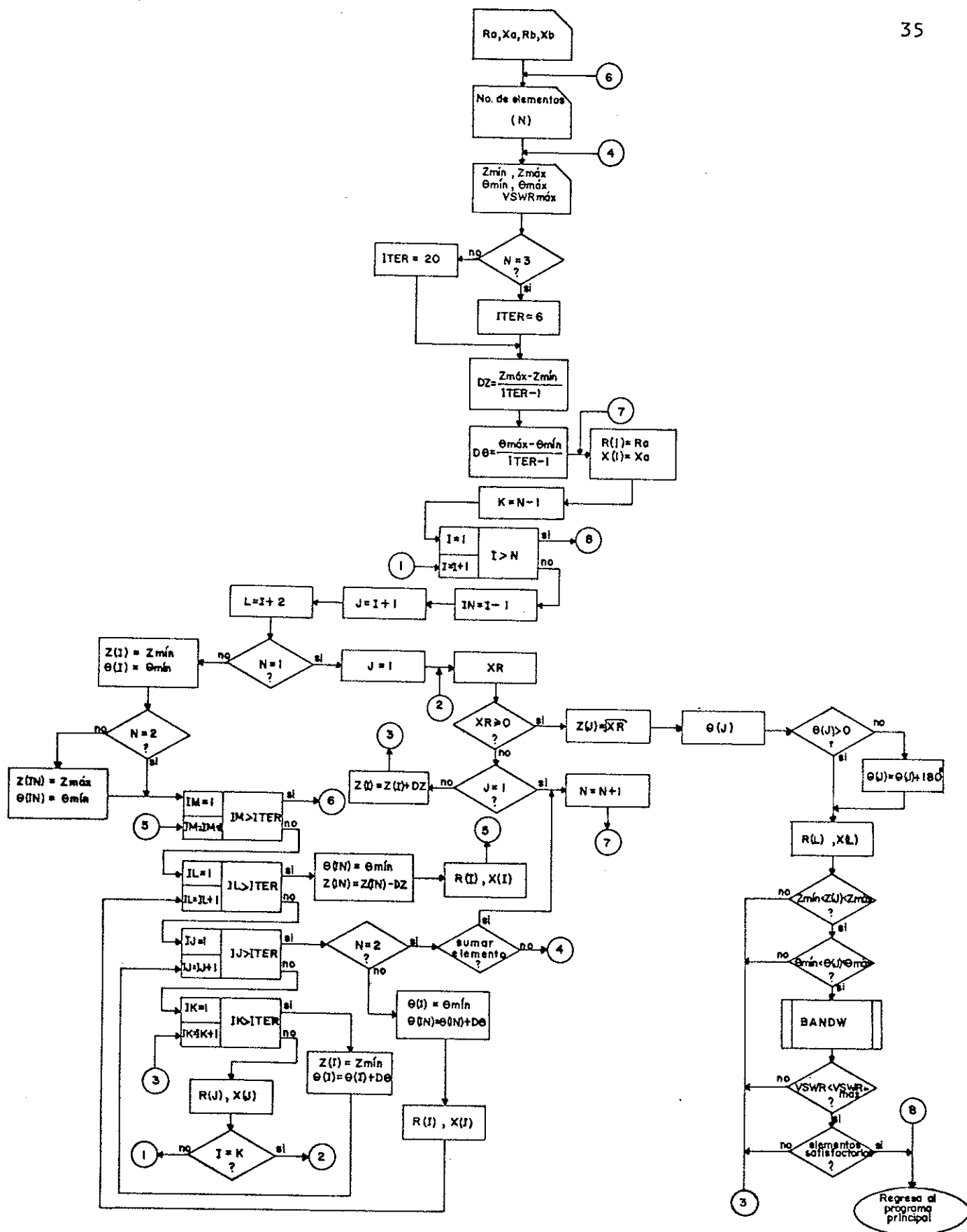


Figura 13.- Diagrama de flujo de la subrutina ACOPL.

$$Z = \sqrt{\frac{Ra^2(Rb + Xb^2) - Rb(Ra + Xa^2)}{Rb - Ra}} \quad (19)$$

y la longitud eléctrica por:

$$\theta = \text{Tan}^{-1} \left[\frac{Z(Ra - Rb)}{Ra Xb - Rb Xa} \right] \quad (20)$$

A pesar que las ecuaciones (19) y (20) son exactas a la frecuencia central, no siempre se cumplen. Una transformación con un sólo elemento es imposible cuando el valor dentro del radical de la ecuación (19) es negativo y cuando esto sucede, se debe sumar otro elemento a la red de acoplamiento. Cuando de la ecuación (20) resulta un valor negativo, el valor correcto de θ se obtiene sumando 180 grados.

Para un acoplamiento de real a complejo, la parte reactiva de una de las impedancias se hace cero y las ecuaciones se reducen. Para $Xa = 0$ la impedancia de la línea es:

$$Z = \sqrt{\frac{Ra^2(Rb + Xb^2) - Rb(Ra^2)}{Rb - Ra}} \quad (21)$$

y la longitud eléctrica es:

$$\theta = \text{Tan}^{-1} \left[\frac{Z(Ra - Rb)}{Ra Xb} \right] \quad (22)$$

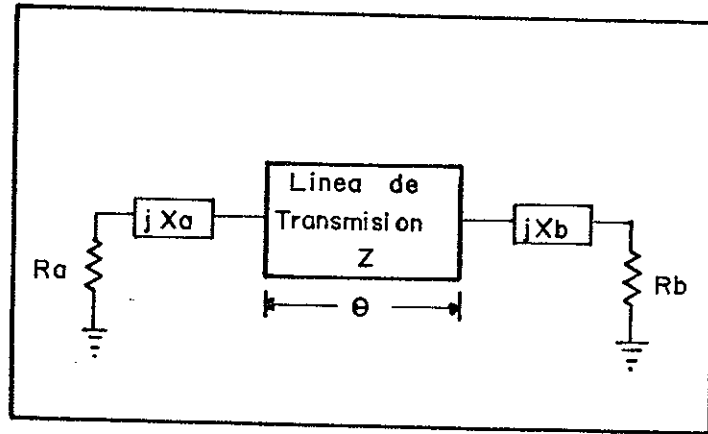


Figura 14.- Acoplamiento de impedancias complejas con un solo segmento de línea de transmisión.

En el caso en que la transformación no se pueda llevar a cabo con un solo elemento o bien que los valores obtenidos no son realizables físicamente, la transformación se hace con 2 o más elementos. No son realizables cuando las impedancias y longitudes son demasiado grandes o demasiado pequeñas. Los valores típicos de impedancias realizables son de 20 a 120 ohms y longitudes de 20° a 90° ($\lambda/4$).

Cuando la transformación requiere más de un elemento, la subrutina ACOPL realiza el acoplamiento mediante la técnica de prueba y error. La figura 15 muestra una red de acoplamiento que utiliza dos elementos para la transformación entre dos impedancias complejas Z_a y Z_b con el objeto de ilustrar la forma en que se determinan las impedancias y longitudes eléctricas de dichos elementos. Para efectuar el acoplamiento, se parte de valores realizables de Z_1 y θ_1 y se

calcula la impedancia intermedia resultante, (punto 2 de la figura 15), la cual se obtiene de:

$$R_2 + j X_2 = \left[\frac{Z_1 [R_1 Z_1 (1 + \tan \theta_1)]}{(Z_1 - X_1 \tan \theta_1)^2 + (R_1 \tan \theta_1)^2} + j \frac{Z_1 [X_1 Z_1 + \tan \theta_1 (Z_1^2 - R_1^2 - X_1^2 - Z_1 X_1 \tan \theta_1)]}{(Z_1 - X_1 \tan \theta_1)^2 + (R_1 \tan \theta_1)^2} \right] \quad (23)$$

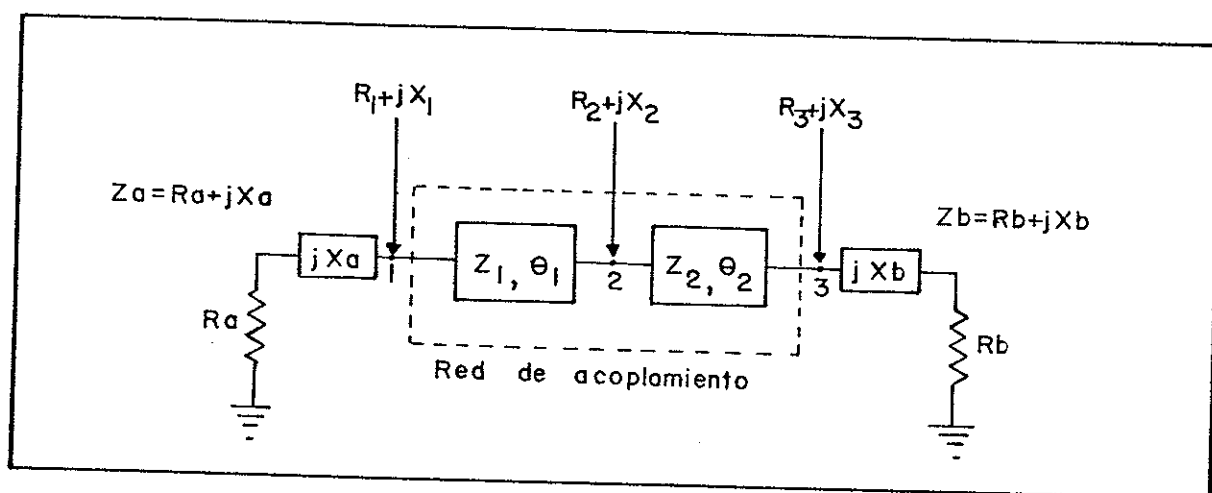


Figura 15.- Redes de acoplamiento utilizando dos elementos.

Una vez obtenida la impedancia intermedia, se calculan la impedancia Z_2 y la longitud eléctrica θ_2 utilizando las ecuaciones (19) y (20) respectivamente. Si la transformación no es posible, esto es, si los valores de Z_2 y θ_2 no son realizables, o si el VSWR de cada elemento es mayor que el deseado, entonces, Z_1 y θ_1 se varían para así lograr nuevos valores de Z_2 y θ_2 . El proceso se repite hasta obtener resultados adecuados para Z_2 y θ_2 .

Como se mencionó anteriormente, al programa se le acopló la subrutina BANDW con el objeto de analizar el comportamiento de cada uno de los elementos en cuanto a su VSWR o coeficientes de reflexión en el ancho de banda de interés. El criterio que utiliza ésta subrutina está dado en Przedpelski (1978) y consiste en calcular el coeficiente de reflexión resultante de un elemento de acoplamiento del tipo mostrado en la figura 14. Dicho coeficiente de reflexión depende de la frecuencia, de las impedancias de entrada y salida y de la impedancia y longitud eléctrica del elemento de acoplamiento. El coeficiente de reflexión Γ se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\Gamma = \frac{[\bar{R}_a + \tan \theta (\bar{X}_a \bar{R}_b - \bar{X}_b \bar{R}_a) - \bar{R}_b] + j [\tan \theta (\bar{R}_a \bar{R}_b + \bar{X}_a \bar{X}_b) - \bar{X}_a - (\bar{X}_b + \tan \theta)]}{[\bar{R}_a + \tan \theta (\bar{X}_a \bar{R}_b - \bar{X}_b \bar{R}_a) + \bar{R}_b] + j [\tan \theta (\bar{R}_a \bar{R}_b + \bar{X}_a \bar{X}_b) - \bar{X}_a + (\bar{X}_b + \tan \theta)]} \quad (24)$$

donde: $\bar{R} = R/Z$, $\bar{X} = X(f/f_0)$ para $X > 0$ y $\bar{X} = X(f_0/f)$ para $X < 0$

El VSWR de cada elemento se encuentra de la siguiente forma:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (25)$$

Para ilustrar el análisis de ancho de banda que realiza la subrutina BANDW, la figura 16 muestra tres circuitos de acoplamiento de diferente ancho de banda. En esta figura se proporciona también la gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión contra frecuencia normalizada, (f/f_0) , para cada uno de los circuitos. La red que muestra mejores

características de ancho de banda es el circuito (c).

Una manera de comprobar si la transformación de impedancias es aceptable se hace con ayuda de la carta de Smith. El método consiste en partir de una de las impedancias y efectuar normalizaciones, rotaciones y desnormalizaciones hasta llegar a la impedancia final.

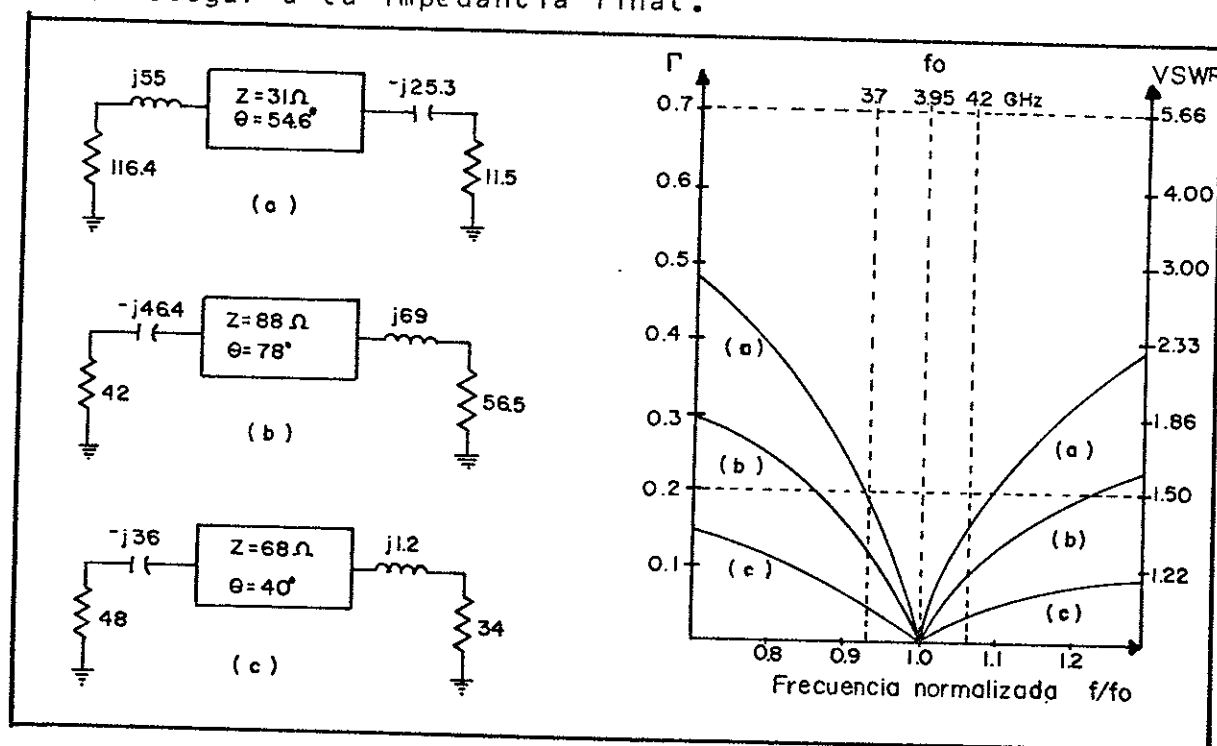


Figura 16.- Coeficiente de reflexión vs. frecuencia de algunos circuitos de acoplamiento.

Para ilustrar el método de comprobación gráfico para la transformación de impedancias, la figura 17 muestra una red de acoplamiento de dos elementos sujeta a comprobar con el ejemplo que se cita a continuación.

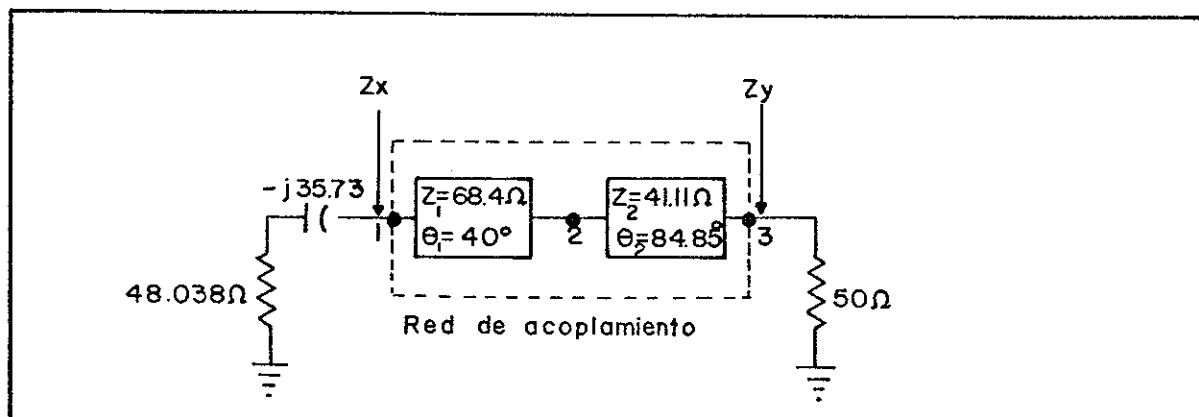


Figura 17.- Red de acoplamiento considerada en el ejemplo para comprobación de la transformación de impedancias.

Como se observa en esta figura, se tiene una impedancia compleja Z_x la cual se normaliza a $Z_o = 50\Omega$ con el objeto de trazarla en la carta de Smith de la figura 18. La impedancia normalizada $\bar{Z}_x$ se obtiene de la siguiente forma:

$$\bar{Z}_x = Z_x / Z_o = (48.038 - j35.733) / 50 = 0.96 - j0.715$$

Efectuando una normalización a $\bar{Z}_x$ con respecto a Z_1 y desnormalizando de Z_o , se obtiene Z_a :

$$Z_a = \bar{Z}_x (Z_o / Z_1) = (0.96 - j0.715) 50 / 68.421 = 0.7 - j0.522$$

Haciendo una rotación en la escala de longitudes de onda (hacia el generador) de $L_1 = (\theta_1 / 360^\circ) \lambda = (40^\circ / 360^\circ) \lambda = 0.111\lambda$, se obtiene Z_b leyendo de la carta de Smith:

COORDENADAS DE IMPEDANCIA O ADMITANCIA

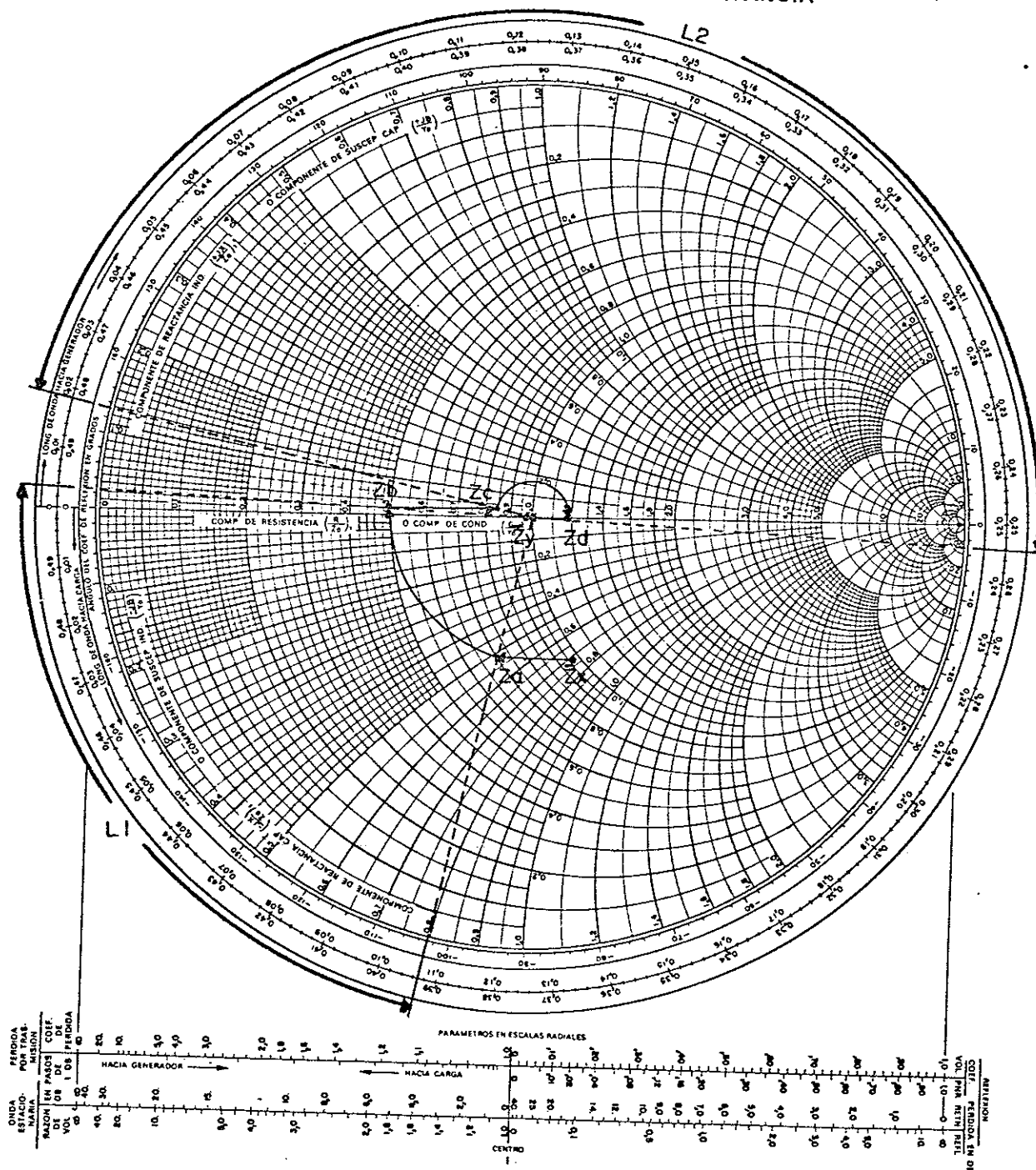


Figura 18.- Trayectoria seguida para el acoplamiento de la red mostrada en la figura 17.

$$Z_b = (0.51 + j0.02)$$

la cual es normalizada a Z_2 y desnormalizada de Z_1 para obtener el valor de Z_c :

$$Z_c = Z_b(Z_1/Z_2) = (0.51 + j0.02)68.941/41.11 = 0.849 + j0.033$$

Se traza en la carta de Smith y se efectúa una rotación de $L_2 = (82^\circ/360^\circ)\lambda = (84.858^\circ/360^\circ)\lambda = 0.236\lambda$ hacia el generador para obtener el valor de Z_d cuyo valor es:

$$Z_d = 1.2 - j0.001$$

Para obtener el valor final Z_y , Z_d se desnormaliza de Z_2 y se obtiene :

$$Z_y = Z_d(Z_2) = (1.2 - j0.001)41.11 = 49.332 - j0.04 \approx 50 - j0$$

y normalizando Z_y a Z_0 con el fin de trazarlo en la carta de Smith resulta :

$$\tilde{Z}_y = Z_y/Z_0 = (49.332 - j0.04)/50 = 0.9866 - j0.0008 \approx 1.0 - j0$$

El valor de Z_y obtenido resulta muy aproximado al valor deseado, no obstante que el método de comprobación es un método gráfico.

II.2.4.- Subrutina ANALIS.

El proceso de análisis consiste en obtener el comportamiento del amplificador en cuanto a factor de ruido, ganancia, estabilidad, pérdidas por regreso y VSWR en función de la frecuencia. La subrutina ANALIS es llamada tantas veces como frecuencias de análisis se deseen. Actualmente el programa está limitado a solo tres frecuencias de análisis, esto es, a la frecuencia inferior, frecuencia central y frecuencia superior de la banda de interés, sin embargo el número de frecuencias de análisis puede ser ampliado.

La subrutina ANALIS está basada en el método descrito por Velázquez Ventura (1980) y este a su vez es similar al tratado por Perlman y Gelnovatch (1974). Este método consiste en obtener la matriz ABCD total del circuito a través de una multiplicación de las matrices ABCD de cada uno de los elementos y convertirla a una matriz de parámetros 'S'. Posteriormente se efectúa una evaluación en las ecuaciones de diseño. En la figura 19 se muestra el método empleado para obtener la matriz de parámetros ABCD total del circuito.

El diagrama de flujo de la subrutina ANALIS se encuentra en la figura 20.

Actualmente la subrutina ANALIS reconoce cinco tipos de

elementos (concentrados y distribuidos) los cuales se muestran en la figura 21 con su código y matriz ABCD correspondiente.

En una línea con pérdidas la constante de propagación γ está dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (26)$$

donde α es la atenuación en la línea por unidad de longitud, β la constante de fase ($\beta = 2\pi / \lambda$) y λ la longitud de onda. En una línea sin pérdidas $\alpha = 0$ y $\gamma = j\beta$.

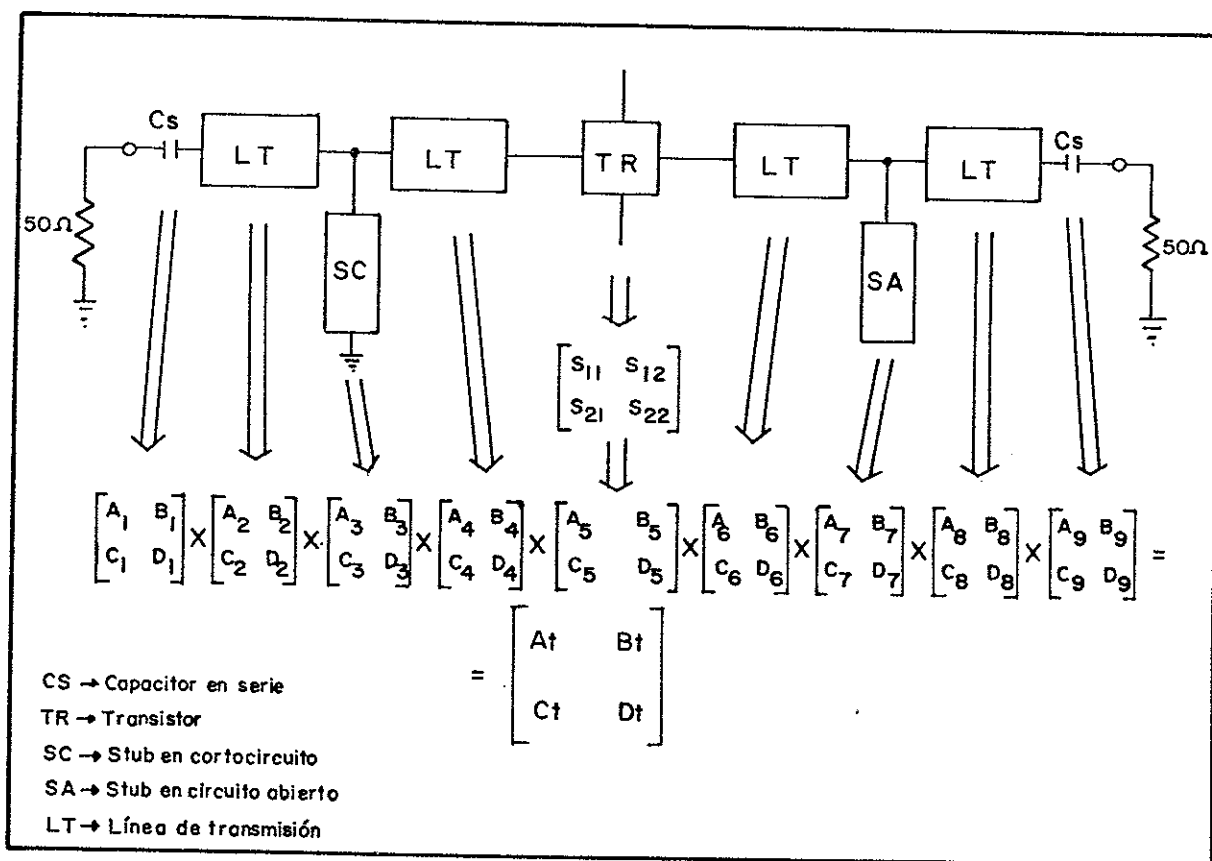


Figura 19.- Método empleado para la obtención de la matriz ABCD del amplificador.

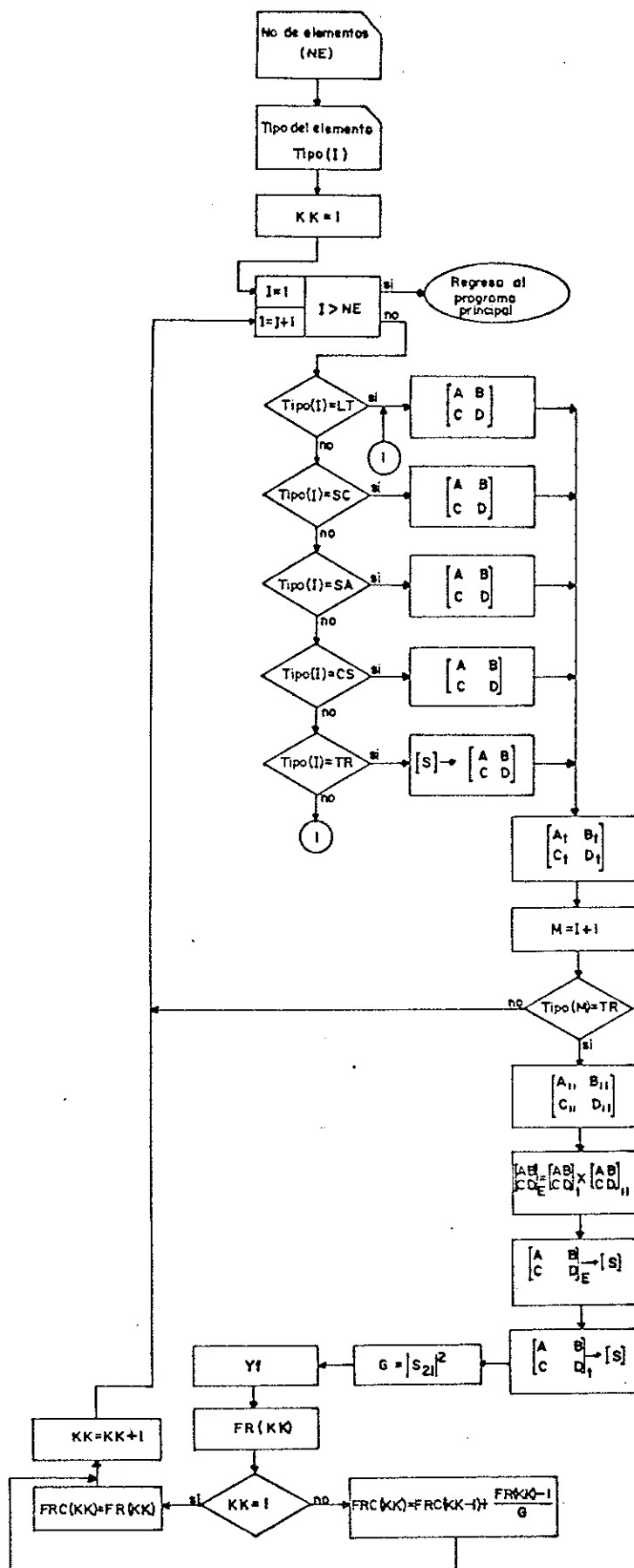
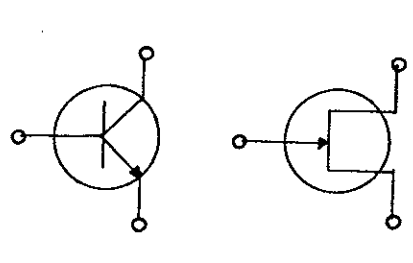


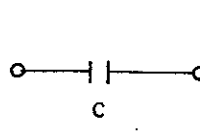
Figura 20.- Diagrama de flujo de la subrutina ANALIS.

Transistor bipolar o GaAsFET (Código: TR)



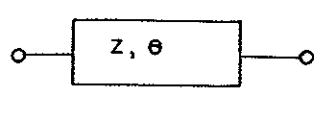
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12} S_{21} + (1 + S_{11})(1 - S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{-Z_o [S_{12} S_{21} + (1 + S_{11})(1 + S_{22})]}{2 S_{21}} \\ \frac{-S_{12} S_{21} + (1 - S_{11})(1 - S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{S_{12} S_{21} + (1 - S_{11})(1 + S_{22})}{Z_o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

Capacitor en serie (Código: CS)



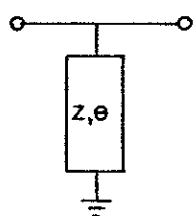
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1/2\pi f C \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Línea de transmisión en serie (Código: LT)



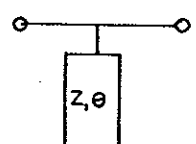
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_o \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_o \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$$

Stub en corto circuito en paralelo (Código: SC)



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

Stub en circuito abierto en paralelo (Código: SA)



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

Figura 21.- Tipos de elementos utilizados por la subrutina ANALIS.

Para ilustrar el proceso que efectúa la subrutina ANALIS para calcular el factor de ruido de un amplificador, se hace uso de la figura 22, la cual muestra un diagrama a bloques de un amplificador de dos etapas. En esta figura, se muestran los transistores T_1 y T_2 , cuyos parámetros de ruido R_n , T_o y F_{min} deben ser conocidos para efectuar el cálculo del factor de ruido total del amplificador. R_n es la resistencia equivalente de ruido, T_o el coeficiente de reflexión que proporciona el factor de ruido mínimo y F_{min} el factor de ruido mínimo del transistor.

El factor de ruido de la primera etapa se obtiene con la siguiente ecuación:

$$F_1 = F_{min} + \frac{r_n}{Re Y_{f_1}} |(Y_{f_1} - Y_o)|^2 \quad (27)$$

siendo Y_o la admitancia de fuente que proporciona el mínimo factor de ruido F_{min} , Y_{f_1} la admitancia de fuente que se presenta a la entrada del primer transistor. Y_{f_1} se obtiene convirtiendo la matriz ABCD que se tiene hasta el punto 1 de la figura 22, en matriz de parámetros 'Y'. Cabe mencionar que si $Y_{f_1} = Y_o$, se obtiene $F_1 = F_{min}$. Obsérvese que el valor de F_1 no es influenciado por Y_{f_2} .

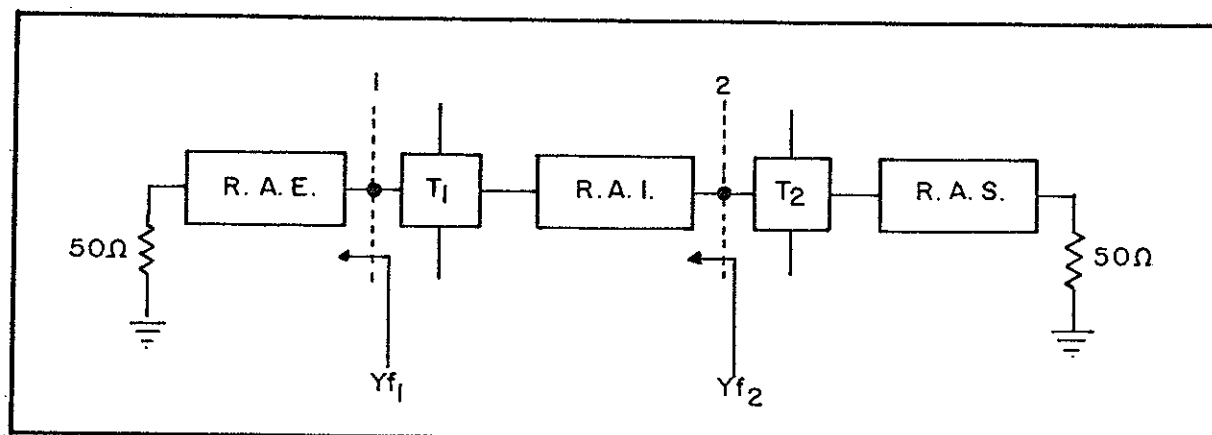


Figura 22.- Diagrama a bloques de un amplificador que ilustra el cálculo de factor de ruido de etapas en cascada.

Para determinar el factor de ruido de la segunda etapa, se calcula la matriz ABCD hasta el elemento anterior a T_2 (punto 2). Obteniendo Y_{f2} de la misma manera que Y_{f1} , y calculando el factor de ruido de la segunda etapa con la ecuación 27 (substituyendo Y_{f1} por Y_{f2}), se obtiene F_2 .

Para obtener el factor de ruido total, se necesita conocer la ganancia de la primera etapa, la cual se determina convirtiendo la matriz ABCD hasta el punto 2, en matriz de parámetros 'S' para obtener $G_1 = |S_{21}|^2$.

El factor de ruido total correspondiente a las dos etapas se obtiene por la ecuación de Friis (1944) dada por:

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (28)$$

Si el amplificador está constituido por múltiples etapas, el factor de ruido total se da como:

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (29)$$

Una vez obtenido el factor de ruido total, se calcula la matriz ABCD total del circuito y se convierte a matriz de parámetros 'S' para calcular lo siguiente:

$$\text{Ganancia (dB)} = 10 \log |S_{21}|^2 \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \text{Pérdidas por regreso de entrada (PRE)} &= \\ &= -20 \log |S_{11}| \quad (31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Pérdidas por regreso de salida (PRS)} &= \\ &= -20 \log |S_{22}| \quad (32) \end{aligned}$$

$$\text{VSWR Ent.} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + 10^{-0.05 \text{PRE}}}{1 - 10^{-0.05 \text{PRE}}} \quad (33)$$

$$\text{VSWR Sal.} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} = \frac{1 + 10^{-0.05 \text{PRS}}}{1 - 10^{-0.05 \text{PRS}}} \quad (34)$$

El factor de estabilidad (K) se obtiene por la ec.(2). Una vez calculados los factores de mérito para una frecuencia, el proceso se repite tantas veces como frecuencias de análisis se hayan proporcionado al programa.

II.2.5 Subrutina MICROS.

La función que desempeña la subrutina MICROS es la de efectuar la transformación a microtira de los elementos de acoplamiento.

Los datos que requiere esta subrutina son la impedancia Z y longitud eléctrica θ de cada uno de los elementos de acoplamiento, la constante dieléctrica ϵ_r y el espesor del dieléctrico h del material a utilizar, y la frecuencia de diseño. La subrutina MICROS entrega finalmente las dimensiones (ancho w y largo L) de cada uno de los elementos de acoplamiento.

Para la realización de circuitos con elementos distribuidos existen algunos tipos de configuraciones conocidas, entre ellos se encuentran la línea de tira (stripline), línea ranurada (slotline) y la microtira (microstrip). Solo que debido a la facilidad de integración, menor tamaño, facilidad de reproducción y bajo costo, la utilización de las microtiras ha aumentado considerablemente para aplicaciones en longitudes de onda de centímetros y milímetros.

Las microtiras constituyen un tipo de líneas de transmisión planar que consisten de una simple tira conductora

separada por un material dieléctrico de un plano conductor. En la figura 23 se presenta la geometría de una microtira.

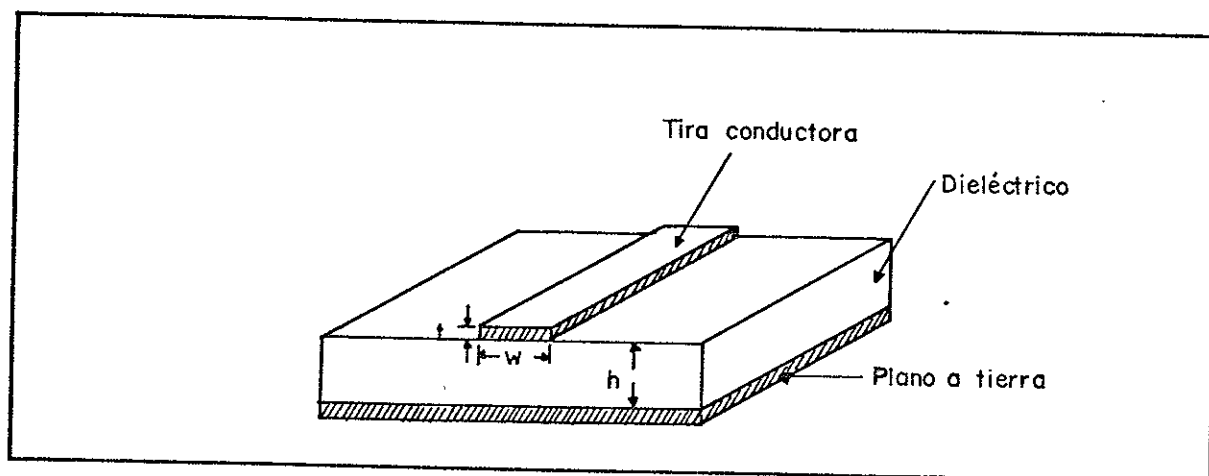


Figura 23.- Geometría de una Microtira.

Para circuitos de microondas en los cuales el tamaño es una restricción de importancia, se utilizan materiales con alta constante dieléctrica como Alumina ($\epsilon_r=9.699$). Si la miniaturización no es un requisito indispensable, se emplean materiales con baja constante dieléctrica como es el Duroid 5880 ($\epsilon_r=2.23$).

La subrutina MICROS esta basada en el trabajo descrito por Schneider, (1969) quien supone que el modo de propagación en las microtiras es el modo transversal electromagnético (TEM) para llegar a la obtención de las ecuaciones que se citan a continuación. Dichas ecuaciones son obtenidas por aproximación de funciones racionales.

La impedancia característica de la microtira se obtiene de la siguiente forma:

$$Z_0 = 60 \ln(8h/w + w/4h) \text{ ohms} \longrightarrow w/h < 1 \quad (35)$$

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{w/h + 2.42 - 0.44 h/w + (1 - h/w)^6} \text{ ohms} \longrightarrow w/h > 1 \quad (36)$$

Con estas ecuaciones se obtiene una precisión de ± 0.25 por ciento para $0 < w/h < 10$ y para $w/h > 10$ se obtiene una exactitud de ± 1 por ciento. Con el propósito de lograr más exactitud, Hammerstaed, (1975) modificó la ec.(36) basándose en datos empíricos :

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{w/h + 2.46 - 0.49 h/w + (1 - h/w)^6} \text{ ohms} \longrightarrow w/h > 1 \quad (37)$$

con la cual se obtiene una precisión de ± 0.7 por ciento.

La constante dieléctrica efectiva E_{eff} está en función de la relación w/h (ancho sobre espesor del dieléctrico) y la constante dieléctrica relativa ϵ_r . E_{eff} se obtiene de la siguiente manera :

$$E_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 10h/w)^{-1/2} \quad (38)$$

La precisión de la ec.(38) es del ± 2 por ciento para E_{eff} y para $(E_{eff})^{1/2}$ es del ± 1 por ciento .

La impedancia y longitud de onda de la microtira están en

función de la constante dieléctrica efectiva y se dan por :

$$Z = \frac{Z_0}{(E_{eff})^{1/2}} \quad (39)$$

$$y \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{(E_{eff})^{1/2}} = \lambda_0 V_p \quad (40)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y es igual a la velocidad de la luz sobre la frecuencia ($\lambda_0 = c/f$) y $V_p = 1/(E_{eff})^{1/2}$.

El ancho de la microtira w se determina por la subrutina MICROS, la cual efectúa un proceso iterativo de prueba y error comenzando con valores iniciales de la relación w/h para calcular la impedancia de la microtira. Dicha impedancia es comparada con la impedancia deseada. Si las dos impedancias difieren, se incrementa o se disminuye la relación w/h hasta que la impedancia calculada sea igual a la impedancia deseada. Puesto que h es conocido, el ancho w se despeja de la relación w/h que se obtuvo al igualar ambas impedancias.

Una vez obtenido el ancho de la microtira, la longitud se obtiene de la siguiente forma:

$$L = \frac{\theta}{2\pi} \lambda = \frac{\theta}{360^\circ} \lambda_0 V_p \quad (41)$$

donde θ es la longitud eléctrica del elemento (grados o radianes). La figura 24 muestra el diagrama de flujo de la subrutina MICROS.

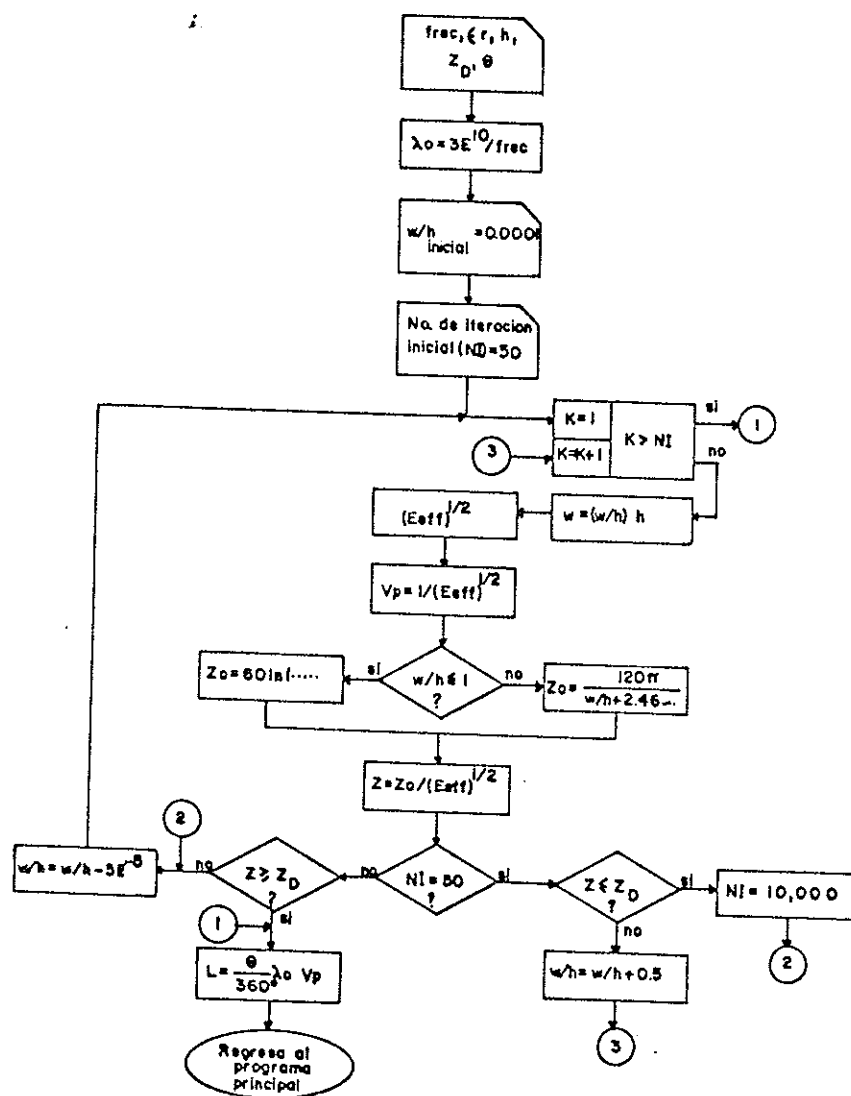


Figura 24 .- Diagrama de flujo de la Subrutina MICROS.

II.3.- Ejemplo de Diseño.

En referencia a las especificaciones que deberá cumplir la etapa de potencia del amplificador para recepción de señales vía satélite, mencionadas en el capítulo I y mismas que se resumen en la Tabla I, se define la estructura del amplificador la cual se muestra en la figura 25.

- Banda de Frecuencias : 3.7 - 4.2 GHz
- Ancho de Banda : 500 MHz
- Factor de Ruido $\leq 2.5\text{dB}$
- Ganancia en Potencia $> 30\text{dB}$
- VSWR 1.5:1
- P1dB $\geq +10\text{dBm}$
- Impedancias de entrada y salida = 50Ω

Tabla I.- Especificaciones de la etapa de potencia a realizar.

El amplificador se llevó a cabo diseñando por separado la etapa con transistores GaAsFET y la etapa con transistores bipolares. La etapa GaAsFET se diseñó con el fin de cumplir los requisitos de factor de ruido, ya que las primeras etapas son las que contribuyen de manera fundamental en el factor de ruido total del amplificador. La etapa bipolar se diseña con

el objeto de lograr la especificación del factor P1dB.

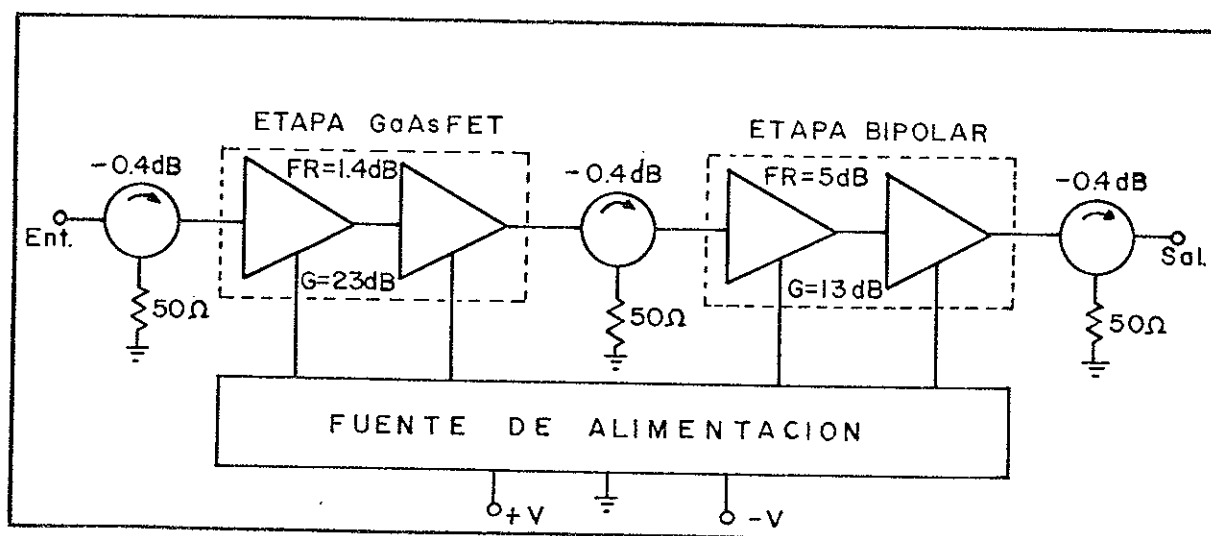


Figura 25.- Amplificador de potencia estructurado.

De acuerdo a los requisitos impuestos de la etapa GaAsFET, se seleccionó el transistor GaAsFET NE21889, y para la etapa bipolar el transistor NE64535, ambos marca NEC, cuyas respectivas hojas de datos se proporcionan en el Apéndice II .

Para la utilización del programa de diseño ADMIC (Amplificador de Microondas), se requiere inicialmente introducir los parámetros "S" y de ruido a las frecuencias de interés para cada uno de los transistores de la manera descrita en el manual de utilización del programa proporcionado en el Apéndice III .

Es necesario mencionar que dichos parámetros se tomaron

de las hojas de datos proporcionados por el fabricante , de acuerdo a las condiciones de polarización necesarias para cumplir con las especificaciones de factor de ruido en la etapa GaAsFET y potencia lineal en la etapa bipolar.

Debido a que la ganancia de los transistores decrece y el factor de ruido aumenta con la frecuencia, se diseñaron tanto la etapa GaAsFET como la etapa Bipolar a la frecuencia superior (4.2 GHz).

En la Tabla II se muestran algunos de los resultados más importantes de la etapa GaAsFET obtenidos por el programa de diseño (excepto los de análisis del transistor y los círculos de estabilidad, ruido y ganancia). Los resultados del análisis en el ancho de banda deseado (3.7 - 4.2 GHz) del circuito diseñado se muestran en la Tabla III. No obstante que muestra buen comportamiento en cuanto a factor de ruido y ganancia, el factor de estabilidad y VSWR son bastante malos, por lo cual se llevó a cabo una modificación selectiva por elemento. Los resultados obtenidos después de hacer una pequeña modificación de la red se muestran en la Tabla IV.

Para la etapa Bipolar, algunos de los resultados más importantes obtenidos por el programa de diseño se muestran en la Tabla V. En la Tabla VI se muestran los resultados obtenidos al hacer un análisis en el ancho de banda deseado

del circuito previamente diseñado (Tabla V) . Con el fin de mejorar la respuesta del amplificador, se realizó una modificación selectiva de los elementos de acoplamiento cuyos resultados se muestran en la tabla VII.

Haciendo un análisis del amplificador completo, esto es, la etapa de GaAsFET y la etapa Bipolar, incluyendo los capacitores en serie cuya función es bloquear la corriente directa, se obtienen los resultados mostrados en la Tabla VIII.

Finalmente en la Tabla IX se muestran las dimensiones en centímetros de cada uno de los elementos que integran el amplificador. Cabe mencionar que las redes de alimentación de los transistores tienen una estructura inductiva-capacitiva de longitud eléctrica $\theta = 90^\circ (\lambda/4)$. La parte inductiva se obtiene con una línea de alta impedancia $\approx 120 \Omega$ y la parte capacitiva, con una línea de baja impedancia $\approx 20 \Omega$. Las dimensiones de dichos elementos se muestran al final de la Tabla IX (Transformación de elementos adicionales).

En la figura 26 se muestra el diagrama del amplificador completo con las dimensiones en centímetros de cada elemento.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C   *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   D
GANANCIA MIN. DEL AMPLIFICADOR ?         23
RUIDO MAXIMO DEL AMPLIFICADOR ?          1.4
NUMERO MAXIMO DE ETAPAS ?                 2
ETAPA NUMERO : 1

      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
NUMERO DE TRANSISTOR ?                   NE218
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R, G) ?    R
FIGURA DE RUIDO DESEADO (DB)?           1.34
      GAMMA S           GAMMA L           FR(DB)
      0.670 < 110.80    0.588 < 101.10    1.34
G DE POTENCIA   G DISPONIBLE   G DE TRANSDUCTOR
      15.82           12.11           12.98
ETAPA NUMERO : 2

      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
NUMERO DE TRANSISTOR ?                   NE218
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R, G) ?    G
GANANCIA MAXIMA ESTABLE= 15.058 DB
GANANCIA DESEADA (DB)?                   13
      GAMMA S           GAMMA L           FR(DB)
      0.713 < 130.04    0.074 < 96.95     1.34
G DE POTENCIA   G DISPONIBLE   G DE TRANSDUCTOR
      12.31           12.86           12.31
NUMERO DE ETAPAS   GANANCIA   RUIDO
      2             25.288     1.398
***** REDES DE ACOPLAMIENTO *****
ELEM # : 1 LT Z = 23.000 L = 67.895
ELEM # : 2 LT Z = 71.482 L = 31.056
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 4 LT Z = 95.000 L = 60.000
ELEM # : 5 LT Z = 35.000 L = 60.000
ELEM # : 6 LT Z = 59.705 L = 59.079
ELEM # : 7 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 8 LT Z = 58.947 L = 30.000
ELEM # : 9 LT Z = 45.401 L = 31.832
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla II.- Resultados de la etapa GaAsFET obtenidos por el programa de diseño.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*      A      D      M      I      C      *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         9
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                0.1
FREC.  RUIDO  GANANCIA  PRE    PRS  VSWRE  VSWRS  K
3.700  1.517  24.797  13.088  2.557  1.569  6.842  0.856
3.950  1.426  26.544  3.977  1.497  4.444  11.635 -0.077
4.200  1.648  22.544  1.217  6.323  14.302  2.868  0.229
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 LT Z = 23.000 L = 67.895
ELEM # : 2 LT Z = 71.482 L = 31.056
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 4 LT Z = 95.000 L = 60.000
ELEM # : 5 LT Z = 35.000 L = 60.000
ELEM # : 6 LT Z = 59.705 L = 59.079
ELEM # : 7 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 8 LT Z = 58.947 L = 30.000
ELEM # : 9 LT Z = 45.401 L = 31.832
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla III.- Análisis de la etapa GaAsFET obtenida con el programa de diseño.

```

RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         9
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                0.1
FREC.  RUIDO  GANANCIA  PRE    PRS  VSWRE  VSWRS  K
3.700  1.926  22.824  19.006  9.169  1.253  2.067  2.920
3.950  1.924  23.127  12.700  10.456  1.603  1.857  2.342
4.200  1.863  24.101  6.187  10.521  2.925  1.848  1.413
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 LT Z = 30.000 L = 63.000
ELEM # : 2 LT Z = 73.000 L = 32.000
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 4 LT Z = 94.000 L = 54.000
ELEM # : 5 LT Z = 35.000 L = 50.000
ELEM # : 6 LT Z = 63.000 L = 44.000
ELEM # : 7 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 8 LT Z = 80.000 L = 45.000
ELEM # : 9 LT Z = 30.000 L = 45.000
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla IV.- Resultados obtenidos de la etapa GaAsFET después de la modificación selectiva de los elementos.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C   *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   D
GANANCIA MIN. DEL AMPLIFICADOR ?        13
RUIDO MAXIMO DEL AMPLIFICADOR ?         5.0
NUMERO MAXIMO DE ETAPAS ?                2
ETAPA NUMERO : 1
      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ?     G
GANANCIA MAXIMA DISPONIBLE = 9.770 DB
GANANCIA DESEADA (DB)?                   9.0
      GAMMA S           GAMMA L           FR(DB)
      0.692< -124.30    0.457< 73.12     4.30
G DE POTENCIA   G DISPONIBLE   G DE TRANSDUCTOR
      8.84         8.48         8.86
ETAPA NUMERO : 2
      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
NUMERO DE TRANSISTOR ?                   NE645
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ?     G
GANANCIA MAXIMA DISPONIBLE = 9.770 DB
GANANCIA DESEADA (DB)?                   8.6
      GAMMA S           GAMMA L           FR(DB)
      0.653< -123.53    0.343< 73.12     4.30
G DE POTENCIA   G DISPONIBLE   G DE TRANSDUCTOR
      8.41         8.64         8.42
NUMERO DE ETAPAS   GANANCIA   RUIDO
      2            17.273     4.641
***** REDES DE ACOPLAMIENTO *****
ELEM # : 1 LT Z = 90.000   L = 65.263
ELEM # : 2 LT Z = 31.007   L = 54.586
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 4 LT Z = 88.000   L = 77.895
ELEM # : 5 LT Z = 37.255   L = 72.392
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 68.421   L = 40.000
ELEM # : 8 LT Z = 41.110   L = 84.858
      *** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla V.- Resultados de la etapa Bipolar obtenidos por el programa de diseño.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C   *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         8
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                0.1
FREC.  RUIDO  GANANCIA  PRE    PRS  VSWRE  VSWRS  K
3.700  8.490  17.295  11.424  11.145  1.734  1.767  2.374
3.950  9.050  17.293  20.496  7.713  1.209  2.398  1.727
4.200  9.513  16.813  10.291  4.450  1.881  3.989  1.338
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO)  SI
ELEM # : 1 LT Z = 90.000 L = 65.263
ELEM # : 2 LT Z = 31.007 L = 54.586
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 4 LT Z = 88.000 L = 77.895
ELEM # : 5 LT Z = 37.255 L = 72.392
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 68.421 L = 40.000
ELEM # : 8 LT Z = 41.110 L = 84.858
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla VI.- Análisis en el ancho de banda del circuito
mostrado en la tabla 5.

```

RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         8
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                0.1
FREC.  RUIDO  GANANCIA  PRE    PRS  VSWRE  VSWRS  K
3.700  8.100  16.836  10.144  24.331  1.903  1.129  2.832
3.950  8.540  16.611  11.661  33.316  1.707  1.044  2.255
4.200  8.950  17.684  26.281  12.835  1.102  1.591  1.605
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO)  SI
ELEM # : 1 LT Z = 90.000 L = 64.000
ELEM # : 2 LT Z = 31.000 L = 53.000
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 4 LT Z = 88.000 L = 62.000
ELEM # : 5 LT Z = 36.000 L = 73.000
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 85.000 L = 40.000
ELEM # : 8 LT Z = 40.000 L = 88.000
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla VII.- Resultados de la etapa Bipolar obtenidos después
de efectuar una modificación selectiva de los elementos.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C   *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         23
FREC.  RUIDO  GANANCIA  PRE    PRS  VSWRE  VSWRS  K
3.700  2.419  38.774  22.934  22.172  1.154  1.169  24.648
3.950  2.275  39.335  14.576  22.101  1.459  1.170  12.991
4.200  2.033  41.885  5.971   9.838  3.023  1.951  3.970
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 CS Z = 800.000 L = 0.000
ELEM # : 2 LT Z = 30.000 L = 63.000
ELEM # : 3 LT Z = 73.000 L = 32.000
ELEM # : 4 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # : 5 LT Z = 94.000 L = 54.000
ELEM # : 6 LT Z = 35.000 L = 50.000
ELEM # : 7 CS Z = 800.000 L = 0.000
ELEM # : 8 LT Z = 63.000 L = 44.000
ELEM # : 9 TR TRANSISTOR NUMERO:NE218
ELEM # :10 LT Z = 80.000 L = 45.000
ELEM # :11 LT Z = 30.000 L = 45.000
ELEM # :12 CS Z = 800.000 L = 0.000
ELEM # :13 CS Z = 800.000 L = 0.000
ELEM # :14 LT Z = 90.000 L = 64.000
ELEM # :15 LT Z = 31.000 L = 53.000
ELEM # :16 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # :17 LT Z = 88.000 L = 62.000
ELEM # :18 CS Z = 800.000 L = 0.000
ELEM # :19 LT Z = 36.000 L = 73.000
ELEM # :20 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # :21 LT Z = 85.000 L = 40.000
ELEM # :22 LT Z = 40.000 L = 88.000
ELEM # :23 CS Z = 800.000 L = 0.000
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla VIII.- Resultados del análisis del amplificador global.

```

*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C       *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           4.2 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   M
CUANTAS TRANSFORMACIONES A MICROTIRA ? 23
MATERIAL DIELECTRICO ?                   DUROID 5880
CONSTANTE DIELECTRICA ?                  2.23
ESPESOR DEL DIELECTRICO ?(CMS)           0.07874
ELEM # 1  CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 2  LT  Z= 30.000 W= 0.486 L= 0.885
ELEM # 3  LT  Z= 73.000 W= 0.129 L= 0.467
ELEM # 4  TR  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 5  LT  Z= 94.002 W= 0.080 L= 0.798
ELEM # 6  LT  Z= 35.000 W= 0.397 L= 0.707
ELEM # 7  CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 8  LT  Z= 63.001 W= 0.167 L= 0.638
ELEM # 9  TR  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 10 LT  Z= 80.000 W= 0.109 L= 0.660
ELEM # 11 LT  Z= 30.000 W= 0.486 L= 0.632
ELEM # 12 CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 13 CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 14 LT  Z= 90.000 W= 0.087 L= 0.944
ELEM # 15 LT  Z= 31.000 W= 0.466 L= 0.745
ELEM # 16 TR  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 17 LT  Z= 88.001 W= 0.090 L= 0.914
ELEM # 18 CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 19 LT  Z= 36.000 W= 0.382 L= 1.033
ELEM # 20 TR  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
ELEM # 21 LT  Z= 85.001 W= 0.097 L= 0.589
ELEM # 22 LT  Z= 40.000 W= 0.331 L= 1.250
ELEM # 23 CS  Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
TRANSFORMACIONES DE ELEMENTOS ADICIONALES
CUANTAS TRANSFORMACIONES A MICROTIRA ? 2
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    20 90
ELEM # 1  LT  Z= 20.000 W= 0.804 L= 1.247
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    120 90
ELEM # 2  LT  Z=120.002 W= 0.044 L= 1.347
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Tabla IX.- Dimensiones en centímetros de los elementos de acoplamiento que constituyen la etapa de potencia diseñada en éste trabajo.

Dimensiones en centímetros
para DUROID 5880.

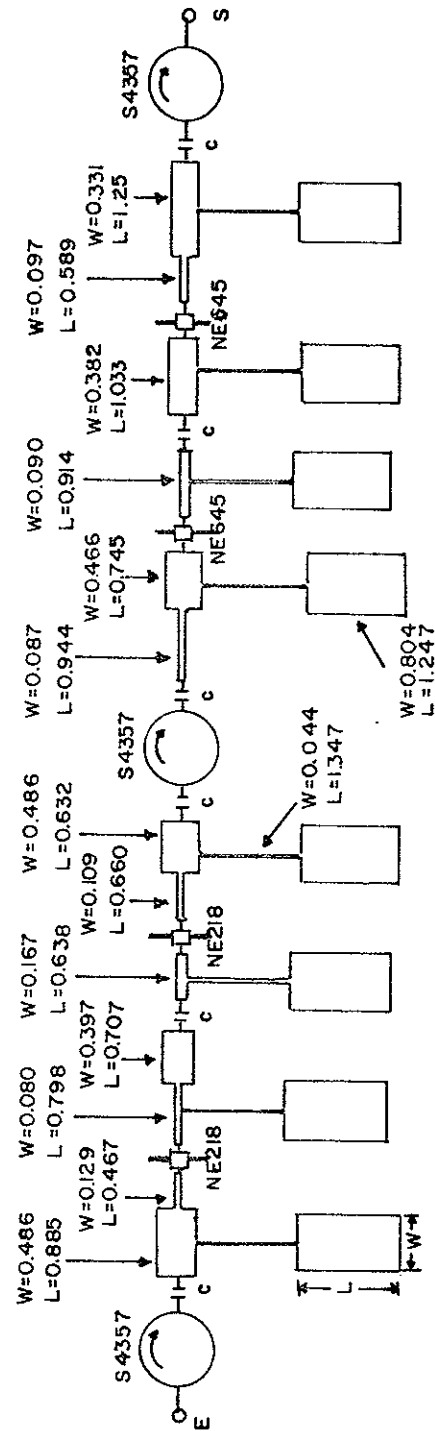


Figura 26.- Amplificador completo mostrando las dimensiones de los
circuitos de acoplamiento .

III.- CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR

En éste capítulo se describe el procedimiento seguido para la construcción de la etapa de potencia de un amplificador para recepción de señales vía satélite.

III.1.- Introducción.

El proceso seguido para la construcción de la etapa de potencia consiste en primer lugar en la obtención de los circuitos de acoplamiento (microtiras) diseñados en el Capítulo II, del cuál se obtuvieron las dimensiones físicas de los elementos que constituyen dichos circuitos para el material dieléctrico considerado para su realización. El método seguido para la elaboración de las microtiras se presenta en la sección III.2 .

La fuente de alimentación del amplificador es otro de los factores que intervienen en el proceso de construcción, ya que se requiere tener las dimensiones de la fuente (aunadas a los del amplificador) para llevar a cabo la construcción del recinto metálico del amplificador. En la sección III.3 se describe la fuente de alimentación y en la sección III.4 lo referente al recinto metálico. Finalmente, en la sección III.5 se mencionan algunos aspectos importantes relacionados

al montaje del amplificador.

III.2.- Circuitos de Microtiras.

El procedimiento seguido para la obtención de las microtiras cuyas dimensiones fueron determinadas después de haber seleccionado el material dieléctrico RT/DUROID 5880 (Anón., 1978), consiste en la elaboración de un patrón del circuito, a una escala de 10 a 20 veces mayor que las dimensiones finales de tal circuito, dependiendo del grado de resolución que se requiera. Dicho patrón es realizado en un material (Rubilith) constituido por dos capas, una transparente y una de color. El patrón del circuito se dibuja primero sobre el Rubilith para posteriormente utilizar un equipo de corte fino con el objeto de despegar la capa de color de las áreas que no son de interés en caso de que se requiera una mascarilla negativa. Si se requiere una mascarilla positiva, se levanta la capa de color que corresponde al circuito, de tal manera que este quede transparente.

El patrón obtenido se coloca sobre una pantalla traslúcida e iluminada (por la parte posterior) con el fin de tomar una fotografía del dibujo.

La fotografía se toma con una cámara situada a una

distancia que depende de la escala a la que se hizo el patrón con el objeto de hacer una reducción para obtener una mascarilla con las dimensiones reales del circuito.

La mascarilla se puede obtener utilizando películas fotográficas de alta resolución.

Las condiciones del proceso fotográfico para la obtención de la mascarilla en películas de alta resolución del tipo poliéster (Kodalith) fueron:

- Abertura del diafragma de la cámara : 5.6
- Tiempo de exposición : 2 Seg.
- Tiempo de revelado : 2.5 min.
- Tiempo en parador : 1 min.
- Tiempo en fijador : 2 min.
- Enjuague en agua : 15 min.

Una vez elaborada la mascarilla, el siguiente paso es hacer el grabado del circuito sobre el material dieléctrico.

El procedimiento para hacer el grabado es similar al utilizado en la fabricación de circuitos impresos, sin embargo requiere mas precisión. Este procedimiento consiste de los siguientes pasos:

- Limpieza.- Con el objeto de remover contaminantes que
-

puedan evitar una buena adherencia del recubrimiento fotosensible, se debe limpiar el material con tricloetileno, acetona, metanol y agua destilada por un tiempo de 3 minutos en cada solución y utilizando para ello una unidad ultrasónica.

- Secado.- El material no debe tener humedad para asegurar una buena adhesión del recubrimiento fotosensible y para esto se introduce en el horno a 90°C por un tiempo de 10 minutos.

- Aplicación del recubrimiento fotosensible.- El recubrimiento fotosensible puede ser del tipo photoresist (negativo o positivo) o bien del tipo filmina, dependiendo del grado de resolución que se requiera.

- Exposición a la fuente luminosa.- Se coloca la mascarilla del circuito sobre el material con recubrimiento fotosensible y se expone a la fuente luminosa.

- Revelado del material previamente expuesto.

- Enjuague en agua.

- Decapado.- Se hace a través de la inmersión del sustrato grabado en una solución de Cloruro Férrico a una

temperatura de 90°C durante 30 minutos.

- Lavado con acetona para remover el recubrimiento fotosensible adherido sobre las áreas metálicas que no fueron atacadas.

- Lavado en agua y secado.

Al terminar este proceso, se obtiene el circuito del amplificador en microtira.

III.3.- Fuente de Alimentación.

En ésta sección se describe la fuente de alimentación utilizada para polarizar el amplificador construido en este trabajo en el cual intervienen dos transistores GaAsFET y dos transistores bipolares.

Dado a que el transistor GaAsFET es un dispositivo fácilmente destruible y que un cambio repentino en la corriente de drenaje-fuente (I_{ds}) puede dañarlo, se requiere de una fuente regulada (protegida contra transitorios y cambios bruscos de I_{ds}). Una fuente con estas características se describe por Mc Collum, (1981) la cual se modificó y adaptó a las características requeridas por los transistores GaAsFET utilizados en éste trabajo. A la fuente anteriormente

mencionada se le hicieron las siguientes modificaciones:

- Al integrador se le cambió la ganancia con el fin de obtener un V_{ds} constante de 3V.

- Se agregó un circuito para polarizar a un segundo transistor.

- Se le acopló un circuito divisor de tensión con el objeto de tener una variación en el voltaje de compuerta y así poder ajustar la corriente I_{ds} de los dos transistores.

Los voltajes de entrada de la fuente de alimentación son $\pm 15V$, entregando un V_{ds} constante de 3 Volts y un V_{gs} variable de 0 a -5 Volts. El voltaje V_{gs} debe ser ajustado para obtener el valor deseado de I_{ds} de acuerdo a las características de transconductancia (I_{ds} contra V_{gs}) del GaAsFET a utilizar [Arden,1976]. Esta fuente regulada tiene la característica de que al encenderla, el voltaje V_{gs} previamente ajustado, se presenta repentinamente al dispositivo y el voltaje V_{ds} aumenta lentamente hasta llegar a 3 Volts.

El diagrama completo de la fuente de alimentación, incluyendo el circuito de polarización de los transistores bipolares, se muestra en la figura 27.

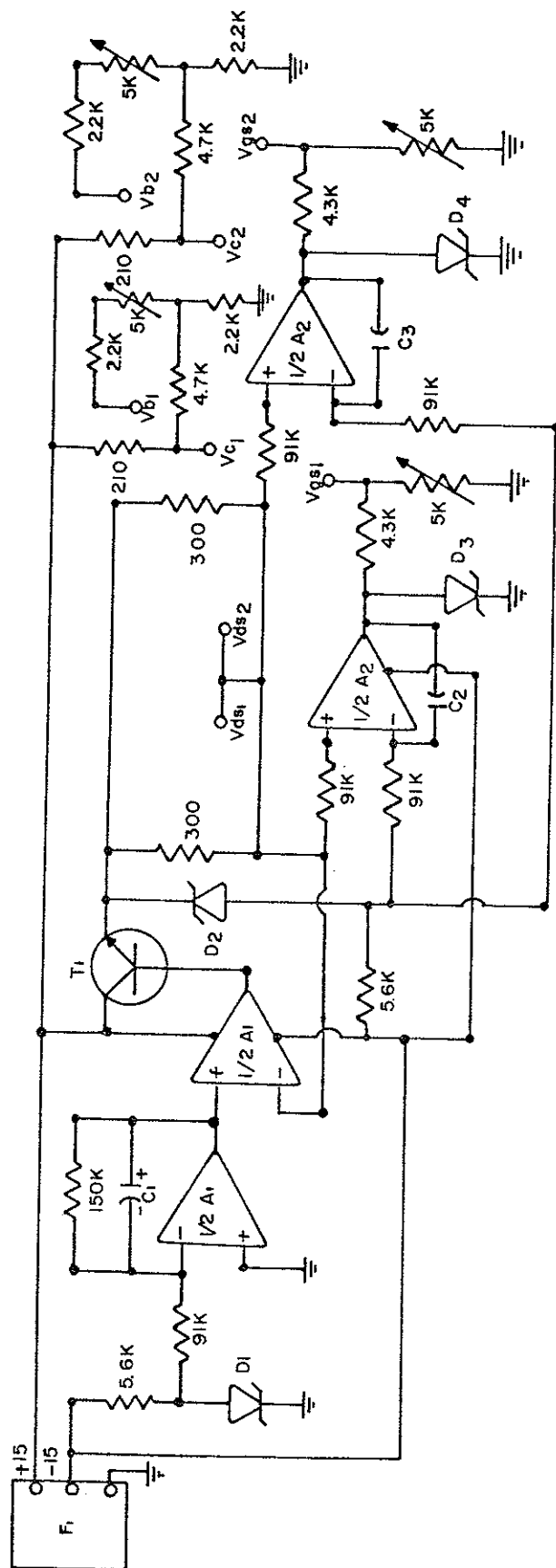


Figura 27.- Fuente de alimentación del amplificador.

$F_i \rightarrow$ Fuente Dual $\pm 15V$, 120mA min.

$A_1 = A_2 \rightarrow$ Amplificador Operacional Dual 747

T: $\rightarrow$ Transistor NPN TCG324

D1 → Diodo Zener (3V) TCG5065A

$$D_2 = D_3 = D_4 \rightarrow \text{Diodo Zener (6.8) TCG5071A}$$

C1 → Capacitor electrolítico 4.7 μ f, 25V

$C_2=C_3 \rightarrow$ Capacitor de cerámico 0.01uf

La fuente de alimentación de los transistores Bipolares es de la forma descrita en Anón., (1975) cuyo circuito es menos complicado que el utilizado para los transistores GaAsFET, ya que es un circuito pasivo retroalimentado que provee una corriente de base constante. Dicho circuito se muestra en la figura 28.

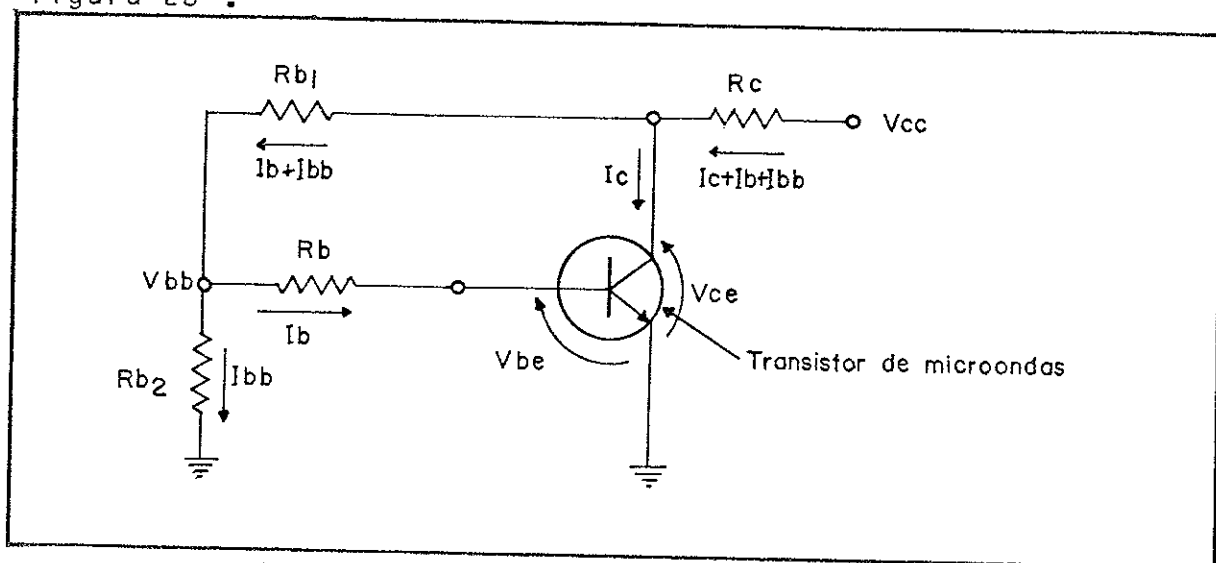


Figura 28.- Circuito de Polarización para Transistores Bipolares.

Para determinar las resistencias de polarización, se establecen el valor del voltaje de alimentación de la fuente $V_{cc} = 15 \text{ V.}$, y las condiciones de polarización requeridos por el transistor de microondas utilizado (NE645) $V_{ce} = 8 \text{ V.}$, $I_c = 30 \text{ mA.}$ Posteriormente se toman (de las hojas de datos del transistor) los valores de ganancia $h_{fe} \approx 100$ y de $I_{cbo} \approx 0.1 \mu\text{A.}$ Puesto que el valor de I_{cbo} es pequeño en comparación con la corriente de colector, se considera $I_{cbo} = 0$. Para calcular los valores de las resistencias de polarización, se supone lo siguiente:

$$\begin{aligned} V_{be} &= 0.7V. \\ V_{bb} &= 2.0V. \\ I_{bb} &= 1mA \end{aligned}$$

La corriente de base (I_b) se determina de :

$$I_b = I_c/h_{fe} = 30mA/100 = 0.3mA$$

y se calculan las resistencias del circuito como sigue:

$$R_b = \frac{V_{bb} - V_{be}}{I_b} = \frac{(2.0 - 0.7) \text{ Volts}}{0.3mA} = 4.33 \text{ K}\Omega$$

$$R_{b_2} = \frac{V_{bb}}{I_{bb}} = \frac{2.0 \text{ V}}{1mA} = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_{b_1} = \frac{V_{ce} - V_{bb}}{I_b + I_{bb}} = \frac{(8 - 2) \text{ Volts}}{(0.3+1.0)mA} = 4.61 \text{ K}\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_c + I_b + I_{bb}} = \frac{(15 - 8) \text{ Volts}}{(30+0.3+1.0)mA} = 223.6 \Omega$$

Con el propósito de ajustar la corriente de base se substituyó la resistencia R_b con un potenciómetro de $5K\Omega$ en serie con una resistencia de $2.2K\Omega$. Además los valores de las resistencias R_c , R_{b_1} y R_{b_2} , se ajustaron a los valores comerciales de resistencias disponibles, como se muestra en el circuito completo de la figura 27.

Finalmente se construyó el circuito de la fuente de alimentación completo (GaAsFET y bipolar) en un circuito impreso el cual se muestra en la figura 29, incluyendo sus dimensiones.

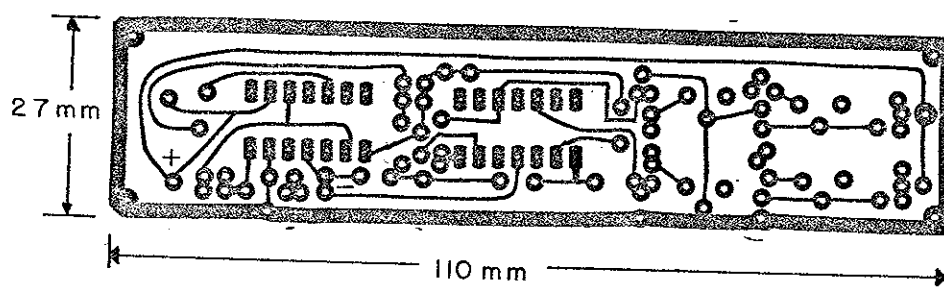


Figura 29.- Circuito impreso de la Fuente de Alimentación del Amplificador.

III.4.- Recinto Metálico.

El proceso utilizado para la construcción del recinto metálico que contiene el amplificador es el siguiente:

- Se eligió al aluminio como el material del recinto metálico por ser más liviano, menos costoso y más manejable para su realización.

- Se determinaron las dimensiones del recinto en base a los componentes activos y pasivos que integran al amplificador

incluyendo conectores y fuente de alimentación. Dichas dimensiones se muestran en la figura 30. Es necesario mencionar que la altura del recinto metálico, es muy importante para mantener invariante la respuesta del amplificador al taparlo, ya que se forma una cavidad resonante dentro del recinto, por lo cual dicha altura debe ser a $\lambda/4$.

- Acorde a los dos pasos previos, se depositó Cromo y Oro mediante evaporación con el objeto de establecer un buen plano de tierra, el cual se puede obtener también depositando Níquel.

Dimensiones en milímetros
Escala 1:1

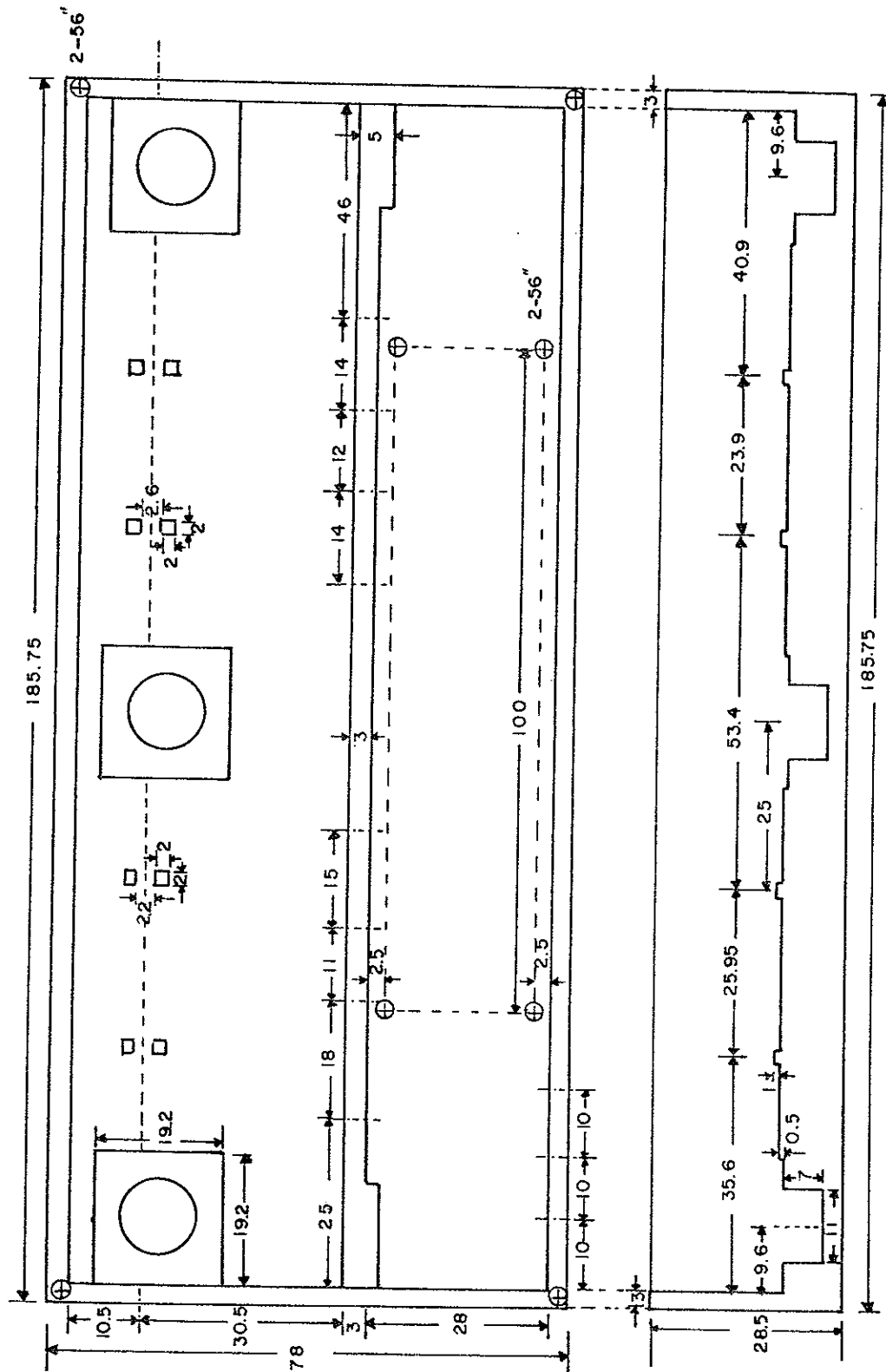


Figura 30.- Dimensiones del recinto metálico.

III.5.- Montaje General.

El montaje de las componentes que integran el amplificador se realizó de acuerdo al siguiente procedimiento:

Los circuitos de microtiras se fijaron al recinto metálico con soldadura tipo Epoxy conductivo. Este tipo de soldadura requiere despues de su deposición un recocido a 100° C por una hora. Además se utilizaron pequeños tornillos para asegurarlos al recinto y para lograr una adhesión perfecta.

Los aisladores se fijaron al recinto metálico utilizando el mismo tipo de soldadura y siguiendo las intrucciones de montaje proporcionadas por el fabricante de los aisladores y cuyos datos se presentan en el Apéndice II. Los conectores de entrada y salida y los capacitores miniatura para microondas se soldaron a los aisladores y microtiras.

Para aplicar la polarización al amplificador, se utilizaron conectores especiales que contienen internamente un capacitor aterrizado, los cuales, por un lado, se soldaron al circuito amplificador por medio de un alambre delgado, en la transición del elemento inductivo-capacitivo y por el otro lado, a la fuente de alimentación.

Antes de colocar los transistores GaAsFET y bipolares en el circuito, se debe de asegurar que no existen cortos o circuitos abiertos en las microtiras o capacitores. Además, se debe cerciorar que lleguen los voltajes deseados en los lugares donde se colocarán los transistores.

Finalmente los transistores se colocan en el circuito utilizando soldadura de plata líquida o del tipo Epoxy. Para los transistores GaAsFET se recomienda aterrizar las herramientas utilizadas para manejar al dispositivo, y además, contar con una estación de ensamble y prueba debidamente aterrizada. Dichas recomendaciones también se pueden seguir para el montaje de los transistores bipolares.

En la figura 31 se proporciona una fotografía del amplificador final.

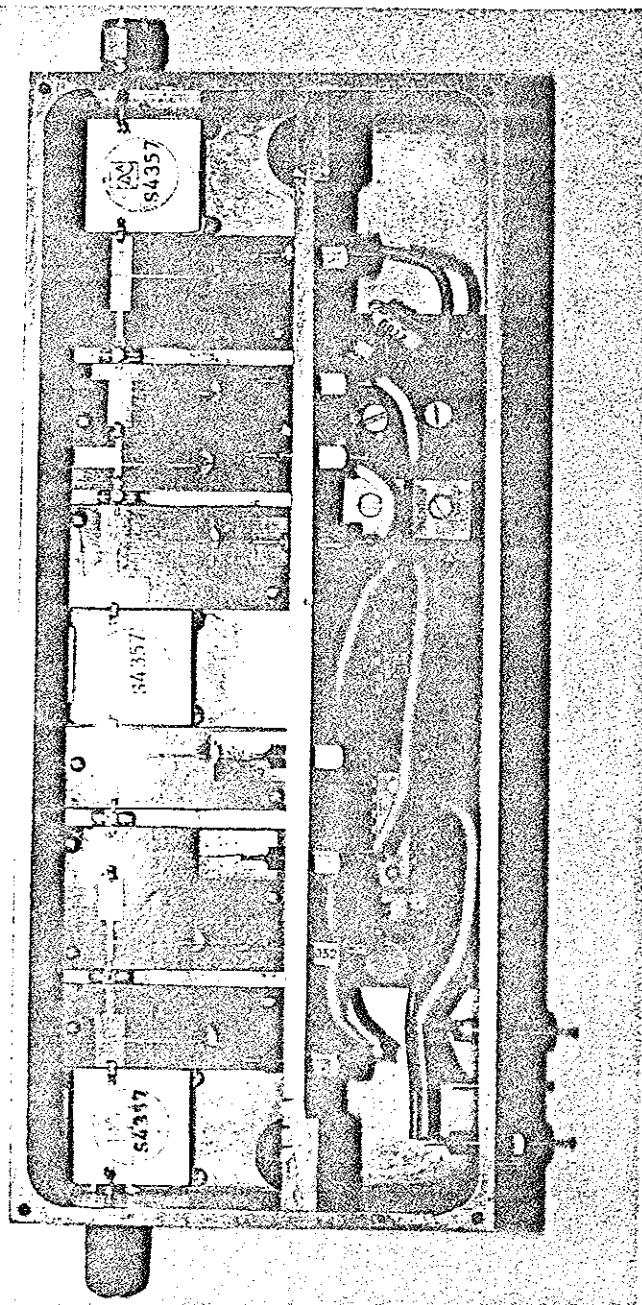


Figura 31.- Fotografía del Amplificador final.

IV.- CARACTERIZACION DEL AMPLIFICADOR

IV.1.- Introducción

En este capítulo se presentan las técnicas de medición utilizadas para la caracterización del amplificador diseñado y construido en esta tesis.

Se hicieron mediciones de potencia de salida, ganancia en potencia, factor de ruido y VSWR sobre el amplificador en el ancho de banda de interés (3.7-4.2GHz). Se presentan los resultados obtenidos del amplificador final habiendo efectuado el proceso de sintonización post-fabricación.

El proceso de sintonización post-fabricación consiste en ajustar las condiciones del comportamiento del amplificador, (ganancia, ruido, etc.), con el objeto de compensar los errores introducidos y que pueden estar sujetos a variaciones tales como los parámetros 'S' y de ruido de un transistor; espesor y constante dieléctrica del sustrato; aisladores y conectores con mayores pérdidas y los errores introducidos durante el proceso de construcción, esto es, variaciones en las dimensiones de las microtiras, transistor demasiado separado de las microtiras, etc.

El proceso de sintonización post-fabricación se efectúa

directamente sobre las microtiras y consiste en adherir al circuito pequeños segmentos de líneas metálicas (fig.32a) o discos metálicos (fig.32b) que harán que la respuesta del amplificador se altere. Cabe mencionar que existen algunos elementos del circuito más sensitivos que otros con respecto al factor de ruido o ganancia del amplificador. Por ejemplo, si se requiere mejorar el factor de ruido, se deben sintonizar los elementos de la red de acoplamiento de entrada. Otro de los métodos de sintonización se hace utilizando cuadros metálicos pequeños grabados sobre el sustrato, mismos que habrán de interconectarse entre sí con alambres muy delgados (fig.32c) hasta conseguir la respuesta deseada [Cripps,1980].

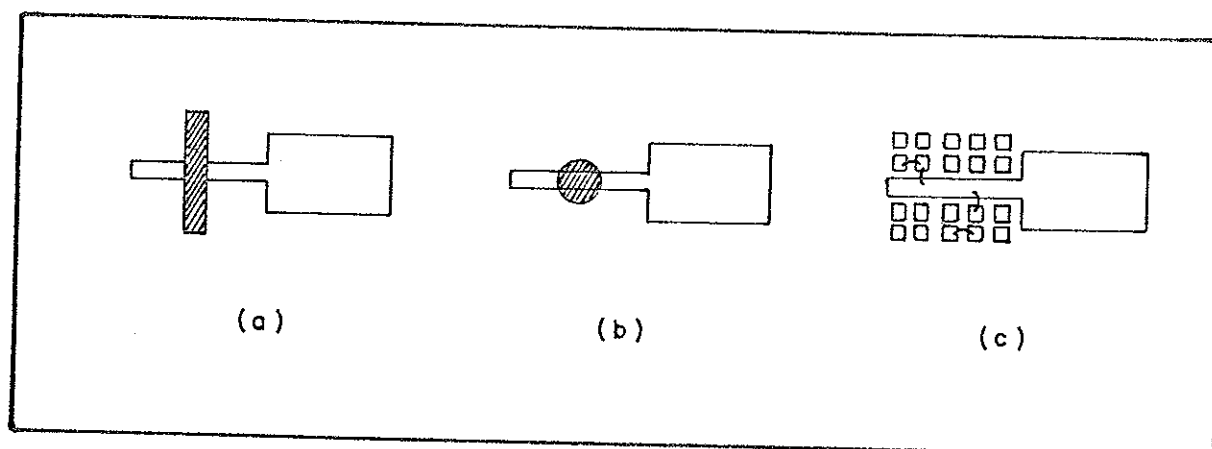


Figura 32.- Técnicas de sintonización post-fabricación.

La técnica utilizada en este trabajo fué la que se muestra en la fig.32a. Se llevó a cabo con el objeto de obtener una ganancia más plana en el ancho de banda,

sintonizando solamente las redes de entrada e intermedia de la etapa bipolar.

Los métodos utilizados para efectuar la caracterización del amplificador se describen en las secciones siguientes.

IV.2.- Medición de potencia de salida.

La capacidad de potencia de salida de un amplificador se determina usualmente especificando el punto de compresión de 1 dB (P_{1dB}). Cuando la potencia de entrada se incrementa y el amplificador comienza a saturarse, se obtiene un nivel de salida al cual la ganancia se reduce 1dB. Este nivel se define como la potencia de salida a 1dB de compresión de ganancia (P_{1dB}) [Anón., 1980b].

La medición de potencia de salida del amplificador se realizó a las frecuencias inferior, central y superior del ancho de banda de 3.7-4.2 GHz, utilizando un sistema de medición como el mostrado en la figura 33. El método consiste, en primer lugar, en determinar los voltajes de referencia (V_{ref}) para cada nivel de potencia de entrada siguiendo la trayectoria 1 (sin amplificador) de la figura 33. Dichos voltajes se determinan aumentando la potencia del generador de RF en pasos de 1 dB desde -35dBm hasta -15dBm, (cuando la ganancia del amplificador es alrededor de 30 dB), y se anota la lectura del voltímetro digital (V_{ref})

correspondiente a cada nivel de entrada. Posteriormente se inserta el amplificador bajo prueba y se determina la potencia de salida del amplificador, (con el medidor de potencia), para cada potencia de entrada.

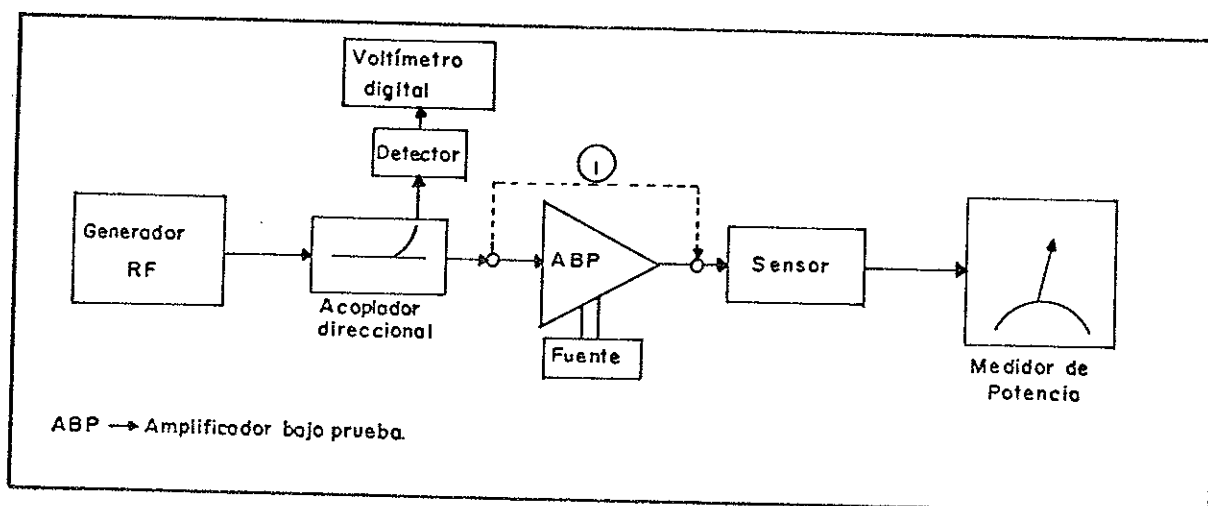


Figura 33.- Diagrama a bloques del sistema de medición de potencia de salida.

Los resultados obtenidos de la medición de potencia del amplificador final (sintonizado) a las frecuencias de 3.7, 3.95 y 4.2 GHz se presentan en la tabla X.

* Frecuencia = 3.70 GHz.				* Frecuencia = 3.95 GHz.				* Frecuencia = 4.2 GHz.			
Pent	Vref	Psat	G	Pent	Vref	Psat	G	Pent	Vref	Psat	G
(dBm)	(mV)	(dBm)	(dB)	(dBm)	(mV)	(dBm)	(dB)	(dBm)	(mV)	(dBm)	(dB)
* -35	0.193	- 0.60	34.20	* -35	0.205	- 2.1	32.9	* -35	0.218	- 2.2	32.8
* -34	0.243	+ 0.20	34.20	* -34	0.259	- 1.1	32.9	* -34	0.278	- 1.2	32.8
* -33	0.300	+ 1.20	34.20	* -33	0.323	- 0.1	32.9	* -33	0.340	- 0.2	32.8
* -32	0.366	+ 2.20	34.20	* -32	0.393	+ 0.9	32.9	* -32	0.411	+ 0.8	32.8
* -31	0.471	+ 3.20	34.20	* -31	0.471	+ 1.9	32.9	* -31	0.513	+ 1.6	32.8
* -30	0.590	+ 4.20	34.20	* -30	0.612	+ 2.9	32.9	* -30	0.649	+ 2.8	32.8
* -29	0.735	+ 5.20	34.20	* -29	0.763	+ 3.9	32.9	* -29	0.812	+ 3.6	32.8
* -28	0.906	+ 6.20	34.20	* -28	0.953	+ 4.9	32.9	* -28	0.989	+ 4.7	32.7
* -27	1.148	+ 7.20	34.20	* -27	1.183	+ 5.85	32.85	* -27	1.221	+ 5.7	32.7
* -26	1.434	+ 8.15	34.15	* -26	1.505	+ 6.85	32.85	* -26	1.550	+ 6.6	32.6
* -25	1.753	+ 9.05	34.05	* -25	1.824	+ 7.8	32.8	* -25	1.933	+ 7.5	32.5
* -24	2.239	+ 9.95	33.95	* -24	2.345	+ 8.8	32.8	* -24	2.464	+ 8.4	32.4
* -23	2.770	+ 10.90	33.90	* -23	2.924	+ 9.7	32.7	* -23	3.055	+ 9.3	32.3
* -22	3.434	+ 11.80	33.80	* -22	3.600	+ 10.65	32.65	* -22	3.775	+ 10.2	32.2
* -21	4.328	+ 12.75	33.75	* -21	4.567	+ 11.60	32.60	* -21	4.728	+ 11.0	32.0
* -20	5.378	+ 13.65	33.65	* -20	5.633	+ 12.5	32.50	* -20	5.843	+ 11.9	31.9
* -19	6.730	+ 14.50	33.50	* -19	7.003	+ 13.4	32.40	* -19	7.308	+ 12.8	31.8
* -18	8.291	+ 15.20	33.20	* -18	8.628	+ 14.2	32.2	* -18	8.950		
* -17	10.293			* -17	10.608	+ 14.9	31.9	* -17	11.053		
* -16	12.624			* -16	13.045			* -16	13.652		
* -15	15.595			* -15	16.033			* -15	16.690		

Tabla 10.- Resultados obtenidos de la medición de potencia de salida del amplificador.

Finalmente en la figura 34 se muestran las gráficas de potencia de entrada contra potencia de salida de los resultados obtenidos de la medición del amplificador a las tres frecuencias anteriormente mencionadas.

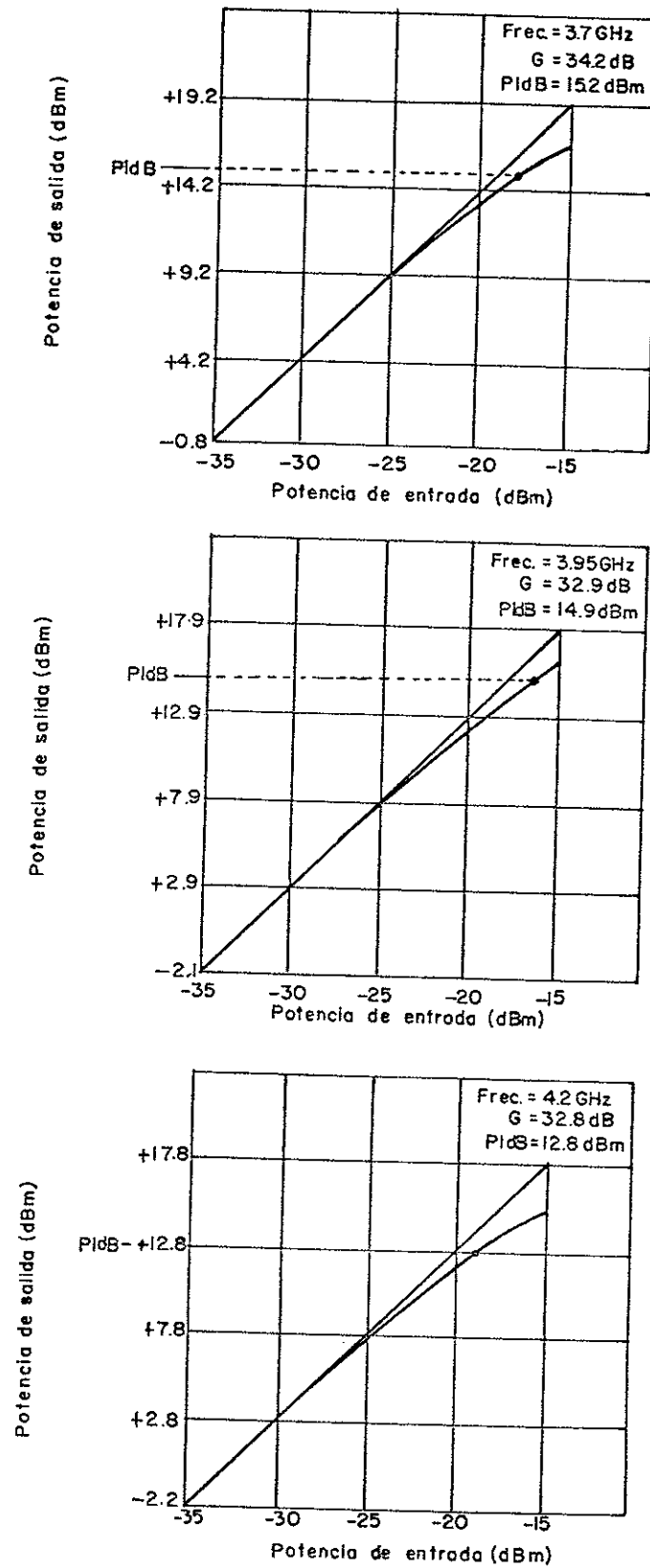


Figura 34.- Gráfica de potencia de salida vs potencia de entrada de los valores obtenidos.

IV.3.- Medición de ganancia en potencia.

Las mediciones de ganancia en potencia del amplificador se efectuaron con un Analizador de Redes HP 4910-A de la forma descrita en [Anón.,1970] haciendo mediciones de punto a punto (para cada frecuencia) en el intervalo de 3.7 a 4.2 GHz.

Para hacer las mediciones de ganancia, debe de asegurarse que el amplificador no se encuentre trabajando en la región no lineal, es decir, que la potencia de entrada no sea tan elevada que haga que la ganancia del amplificador se reduzca.

Para lograr que el amplificador trabaje en la región lineal se requiere que la potencia de salida no exceda a la potencia a la cual comienza a disminuir su ganancia [Arnold,1980]. Para este amplificador en particular, dicha potencia se encuentra aproximadamente a +3.8dBm a la frecuencia de 4.2 GHz (ver Tabla X). Considerando que la ganancia del amplificador es aproximadamente 30 dB se determina la potencia de entrada máxima y es igual a -26.2dBm.

El analizador de redes utilizado para medir la ganancia en potencia del amplificador, se calibró a una potencia de entrada de -28 dBm con el fin de asegurar que el amplificador opere en la región lineal. En la figura 35 se muestra la respuesta en frecuencia de la ganancia del amplificador en el

ancho de banda de 3.7 a 4.2 GHz del cual se obtiene una ganancia de 33.65 ± 0.45 dB en el ancho de banda anteriormente mencionado.

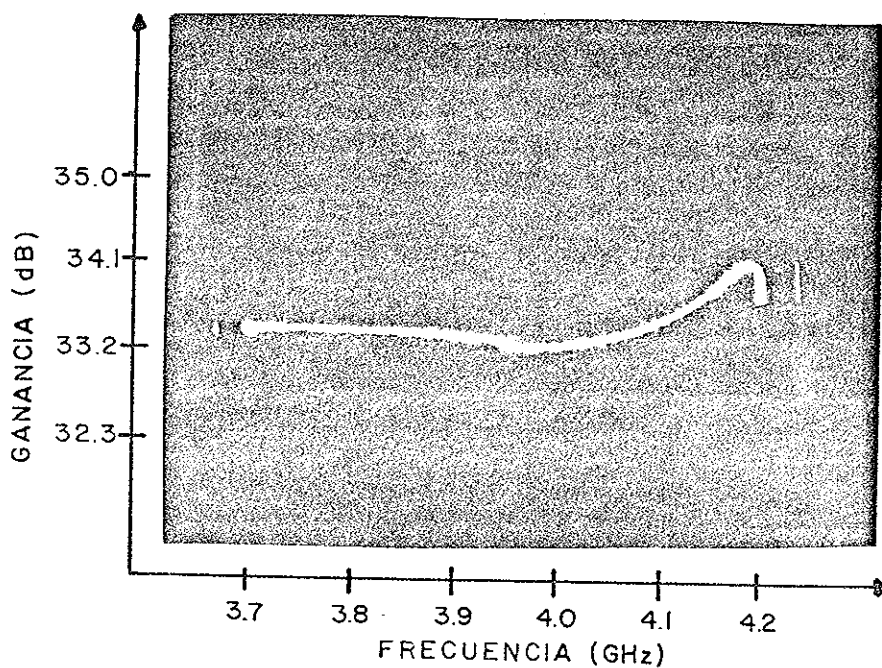


Figura 35.- Comportamiento en ganancia del amplificador en el ancho de banda de 3.7-4.2 GHz.

La respuesta en frecuencia a 3dB del amplificador se muestra en la figura 36 del cual se obtiene una ganancia de 32.6 ± 1.6 dB en el ancho de banda de 2.9 a 4.22 GHz.

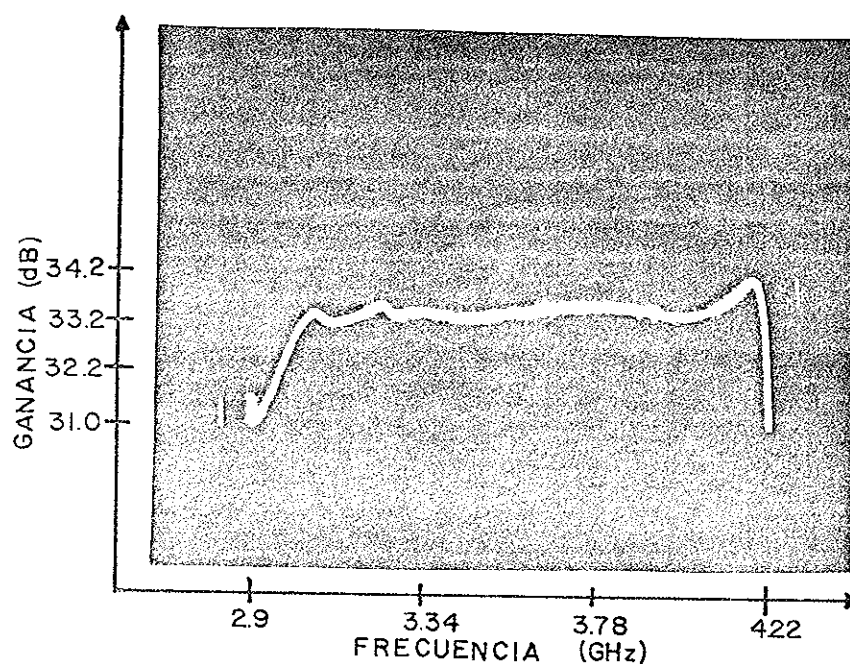


Figura 36.- Respuesta en frecuencia a 3dB de la ganancia del amplificador.

Se debe mencionar que además del analizador de redes, existen otros medios para determinar la ganancia en potencia del amplificador, de los cuales se pueden citar, el analizador de espectros [Anón,1977], el medidor de potencia y el medidor de ruido. En los dos primeros, la ganancia se obtiene de la relación entre las potencias de entrada y salida. Y con el último se determinan simultáneamente el factor de ruido y ganancia asociada. Dicho método se describe en la siguiente sección.

IV.4.- Medición de factor de ruido.

Las mediciones de factor de ruido se efectuaron utilizando el sistema de medición que se muestra en la figura 37, [Velázquez Ventura et al., 1981]. Este sistema consta de un equipo AILTECH el cuál consiste de un generador de ruido de 1 a 12 GHz, un mezclador/preamplificador para la banda de 3.6 a 4.2 GHz con salida de FI a 30 MHz y un indicador automático de factor de ruido. En el sistema se utiliza también un post-amplificador (OMNIPAC) con un factor de ruido de 3.7 dB con una ganancia asociada de 19 dB, un atenuador variable (Hewlett Packard) y aisladores que presentan pérdidas por inserción de 0.4 dB.

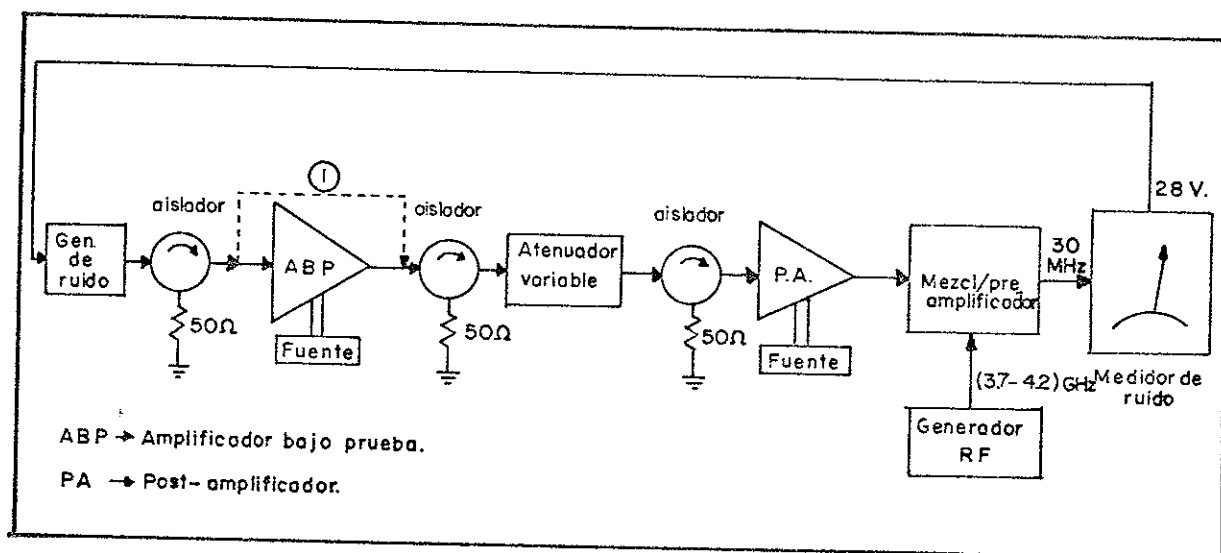


Figura 37.- Diagrama de Bloques del Sistema de Medición de Factor de Ruido.

Utilizando el sistema de medición mostrado en la figura 36 se tiene la capacidad de determinar tanto el factor de ruido como la ganancia asociada del amplificador. Para utilizar esta técnica de medición se efectúa lo siguiente para cada frecuencia de medición:

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

- Se mide el factor de ruido del sistema siguiendo la trayectoria 1 (sin el amplificador bajo prueba). Con el atenuador ajustado a un valor fijo, el valor obtenido F_{rs} representa el factor de ruido de cadena del sistema de medición considerando desde el generador de ruido hasta el indicador del medidor de ruido.

- Se coloca el amplificador bajo prueba y se mide el factor de ruido total del sistema (F_{sa}) con el mismo valor de atenuación que el paso anterior.

- Se ajusta el valor del atenuador variable a un valor mayor que el anterior, por ejemplo a 20 dB si el valor anterior era 10 dB y se mide el factor de ruido del sistema (F_{ca}) obtenido con la atenuación (A).

- Se calcula la ganancia del amplificador con la siguiente ecuación :

$$G = \frac{Frs (1/A - 1)}{Fca - Fsa} \quad (42)$$

y en decibeles se da por:

$$G(dB) = 10 \text{ Log } (G) \quad (43)$$

- Se calcula el factor de ruido del amplificador de la siguiente manera :

$$FR = Fsa - \frac{(Frs - 1)}{G} \quad (44)$$

y en decibeles se obtiene como:

$$FR(dB) = 10 \text{ Log } (FR) \quad (45)$$

Es necesario mencionar que los valores medidos de Frs, Fsa, Fca y A se deben convertir a valores absolutos (no en decibeles) con el objeto de aplicarlos en las ecs.(42) y (44) y que las pérdidas por inserción del primer aislador se le suman a la ganancia en dB y se restan del factor de ruido en dB .

Finalmente se obtiene la temperatura de ruido en grados Kelvin del amplificador por la siguiente ecuación :

$$Tr(^{\circ}K) = 290 (10^{\frac{FR(dB)}{10}} - 1) \quad (46)$$

En la Tabla XI se presentan los resultados obtenidos de la medición de factor de ruido y ganancia asociada del amplificador en el ancho de banda de 3.7 a 4.2 GHz. En la figura 38 se muestra una gráfica de los resultados obtenidos de factor de ruido del amplificador.

Frec. (GHz)	Frs (dB)	Fsa (db)	Fca (dB)	A (dB)	G (dB)	FR (dB)	Tr ($^{\circ}K$)
3.70	25.5	2.7	4.8	10	34.81	1.99	168.5
3.75	25.5	2.7	4.8	10	34.81	1.99	168.5
3.80	25.5	2.7	4.8	10	34.81	1.99	168.5
3.85	25.5	2.75	4.85	10	34.75	2.04	173.9
3.90	25.5	2.8	4.9	10	34.70	2.09	179.2
3.95	25.5	2.8	5.0	10	34.45	2.07	177.0
4.00	25.5	2.8	5.0	10	34.45	2.07	177.0
4.05	25.5	2.8	4.85	10	34.83	2.10	180.3
4.10	25.5	2.8	4.55	10	35.68	2.15	185.8
4.15	25.5	2.85	4.3	10	36.61	2.25	196.8
4.20	25.5	2.95	4.9	10	34.96	2.26	198.0

Tabla XI.- Resultados obtenidos de la medición de Factor de Ruido y Ganancia asociada del amplificador.

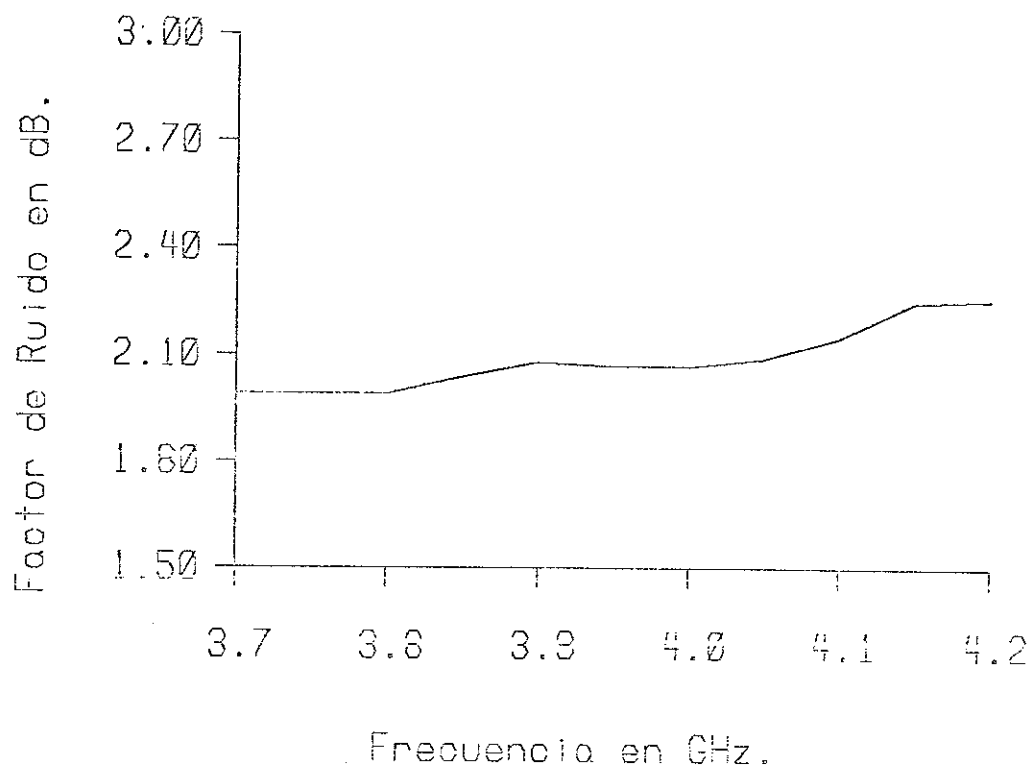


Figura 38.- Resultados obtenidos de Factor de Ruido del amplificador.

IV.5.- Medición de Relación de onda estacionaria (VSWR)

Con el propósito de determinar el VSWR, el cual indica el grado de acoplamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador, se efectuaron mediciones de pérdidas por regreso. Dichas mediciones se realizaron con un analizador de redes HP 4910-A [Anón., 1970].

Las pérdidas por regreso a la entrada (PRE) del amplificador se determinan de la siguiente manera :

$$|S_{22}| = 10^{-\frac{PRS/20}{10}} = 10^{-0.05 PRS} \quad (48)$$

Los VSWR de entrada y salida se calculan con las ecs.(33) y (34) respectivamente.

En la Tabla XII se presentan los resultados obtenidos de la medición de pérdidas por regreso del amplificador.

Frec. (GHz)	PRE (dB)	$ S_{11} $	VSWRe	PRS (dB)	$ S_{22} $	VSWRs
3.70	14.8	0.182	1.44	17.1	0.139	1.32
3.75	14.1	0.197	1.49	17.3	0.136	1.31
3.80	13.8	0.204	1.51	17.5	0.133	1.30
3.85	13.8	0.204	1.51	15.4	0.169	1.40
3.90	14.0	0.199	1.50	12.4	0.239	1.63
3.95	15.8	0.162	1.38	10.4	0.301	1.86
4.00	17.8	0.128	1.29	16.0	0.158	1.37
4.05	17.3	0.136	1.31	12.6	0.234	1.61
4.10	13.9	0.201	1.50	10.0	0.316	1.92
4.15	8.4	0.380	2.22	8.8	0.363	2.13
4.20	5.5	0.530	3.25	10.8	0.288	1.81

Tabla XII.- Resultados obtenidos de la medición de Pérdidas por regreso.,

V.- ANALISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos del amplificador diseñado antes y después del proceso de sintonización post-fabricación, así como su comparación con los valores calculados y los especificados.

La respuesta en frecuencia de la ganancia del amplificador se muestra en la figura 39. En esta figura se hace una comparación de la respuesta objetivo la cual se identifica como la curva (1), la respuesta calculada como la curva (2), la obtenida experimentalmente sin hacer el proceso de sintonización como la curva (3), y la que se obtuvo después del proceso de sintonización como la curva (4).

De la figura 39, se puede observar que la curva 2 diverge de la respuesta medida del amplificador construido sin sintonizar. Dicho distanciamiento en las respuestas calculada y experimental, se debe a una combinación de factores tales como que los parámetros ' S ' y la constante dieléctrica y espesor del dieléctrico utilizados en el diseño presenten desviaciones de los valores reales, y que las dimensiones de las microtiras cambien durante el proceso fotolitográfico o bien que se requiera de un mejor montaje.

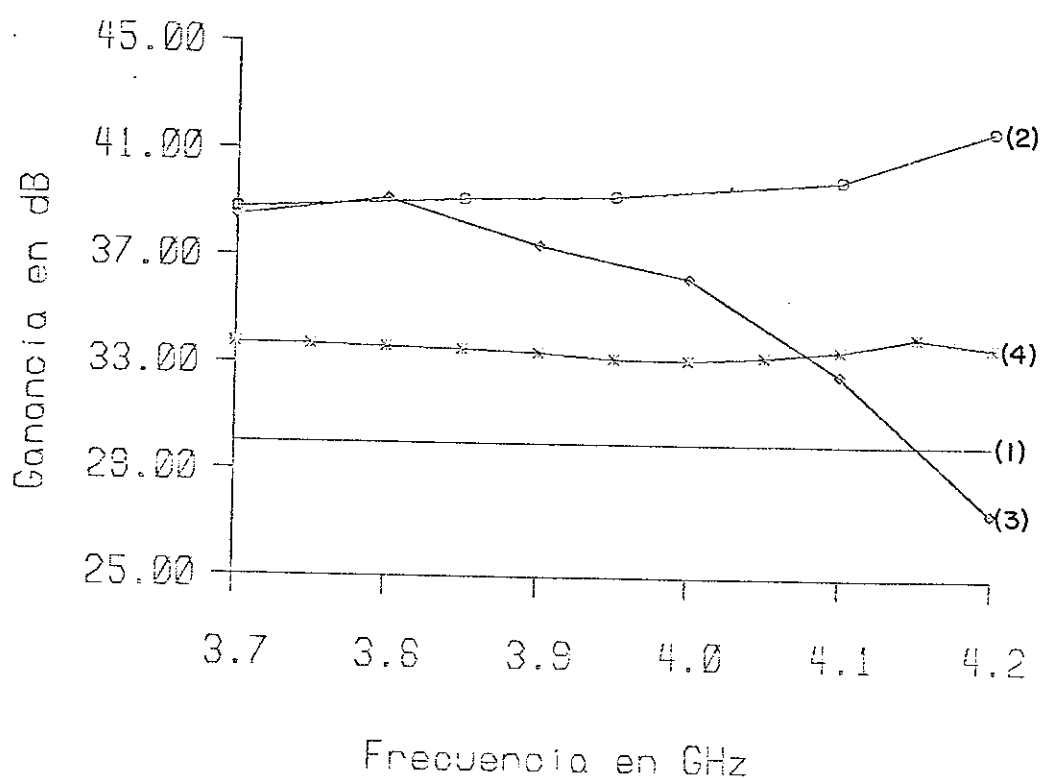


Figura 39.- Comparación de resultados de ganancia requeridos, calculados y experimentales.

En la figura 40, se muestran los resultados obtenidos de factor de ruido. En esta figura, las curvas (1), (2), (3) y (4), se identifican de la misma forma que en la figura 39. La diferencia entre los valores calculados y experimentales, se debe principalmente a que los parámetros de ruido que se utilizaron en el diseño fueron proporcionados por el fabricante. Debido a la razón de que el factor de ruido aumenta con la frecuencia, en el programa de diseño se modificaron selectivamente los elementos de acoplamiento de entrada para contrarrestar éste efecto.

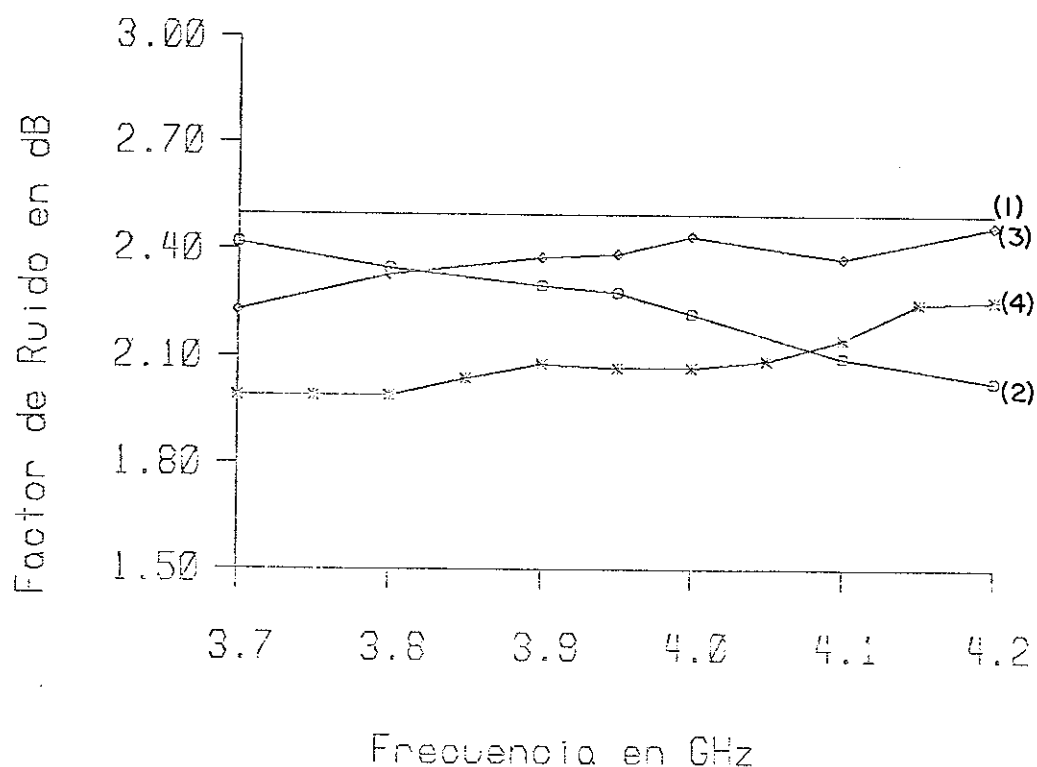


Figura 40.- Comparación de resultados de factor de ruido requeridos, calculados y experimentales.

A la entrada del amplificador se tiene un aislador con 0.4 dB de pérdidas por inserción y estas fueron sumadas directamente al factor de ruido del amplificador, esto significa que si el aislador no es utilizado, el factor de ruido se disminuye a un valor alrededor de 1.5 dB, pero esto implicaría un desacoplamiento a la entrada del amplificador. Este problema de desacoplamiento debe evitarse dado que alteraría la respuesta del amplificador global.

La potencia de salida en el punto de compresión (P1db) obtenida de la medición del amplificador sin sintonizar a la

frecuencia central resultó ser $P_{1dB} = +15.4\text{dBm}$, mientras que la obtenida con el amplificador sintonizado fué $P_{1dB} = +14.9\text{dBm}$ (fig.34b) a la misma frecuencia y ambos cumplen con los requisitos establecidos.

En la figura 41 se presentan los resultados obtenidos del VSWR a la entrada del amplificador y en la figura 42 los correspondientes al VSWR a la salida.

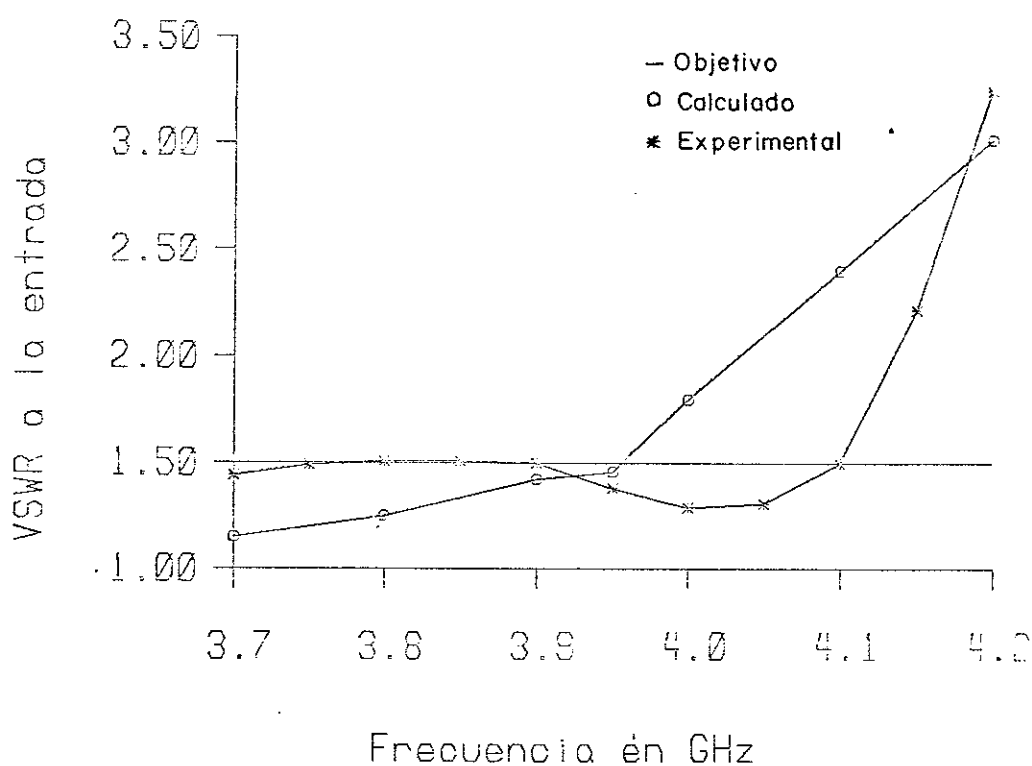


Figura 41.- Resultados obtenidos de VSWR a la entrada.

Como se observa de las figuras 41 y 42, los valores experimentales difieren de los valores especificados; especialmente los correspondientes a la entrada de la frecuencia de 4.1 GHz en adelante. Esto significa que los

aisladores utilizados tienen un mal comportamiento a frecuencias más elevadas, ya que se suponía que dichos aisladores iban a solucionar el problema del VSWR obtenido con el cálculo del amplificador. Cabe mencionar que no es posible diseñar un amplificador para un buen comportamiento de ganancia plana y buen VSWR simultáneamente con amplificadores en cascada, ya que las redes están en función de la frecuencia y al aplanar la respuesta se producen desacoplamientos entre dichas redes.

Se requiere por lo tanto utilizar aisladores con mejores características de acoplamiento.

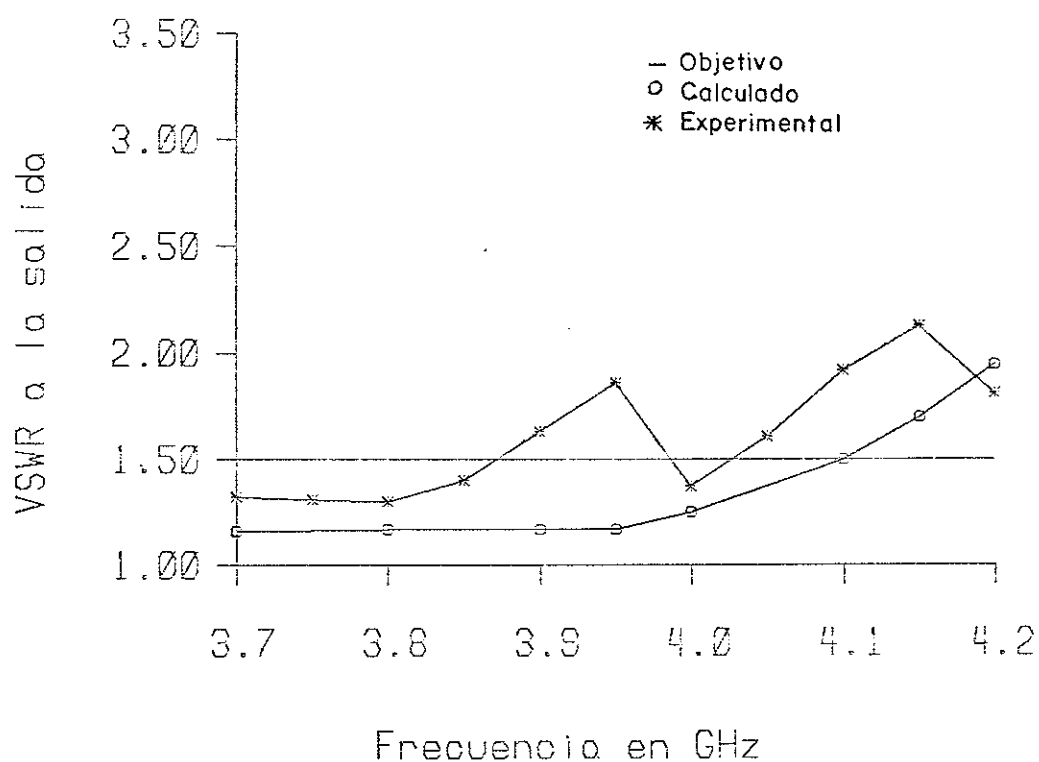


Figura 42.- Resultados obtenidos de VSWR a la salida.

VI.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones:

En este trabajo se hizo mención del papel que representa el amplificador diseñado en una estación terrena para recepción de señales vía satélite, se mencionaron algunos métodos de diseño de amplificadores de microondas, se presentó el método utilizado para el diseño, construcción y caracterización de la etapa de potencia realizada, así como los resultados obtenidos al hacer las mediciones.

Se considera que los resultados obtenidos de ganancia, factor de ruido y potencia de salida en el punto de compresión de 1dB de ganancia, cumplieron con las especificaciones requeridas, excepto los correspondientes a los VSWR de entrada y salida, los cuales se pueden mejorar utilizando aisladores con mejores características o bien con amplificadores balanceados.

En vista de que los resultados obtenidos fueron satisfactorios, se puede concluir que el método descrito en este trabajo para el diseño, construcción y caracterización de amplificadores de microondas se puede utilizar eficazmente para obtener amplificadores con mejores características en el rango de las microondas, ya que este trabajo ha proporcionado

una gran experiencia en este ramo.

No obstante que se obtuvieron buenos resultados del amplificador, al programa de diseño (ADMIC) se le pueden hacer modificaciones para ampliar sus alcances.

Recomendaciones:

Tomando en cuenta lo que se presentó en este trabajo, se recomienda lo siguiente:

- Hacer una caracterización de los Parámetros 'S' y de ruido de los transistores que se van a considerar para hacer el diseño.

- Utilizar aisladores con un mejor ancho de banda y menores pérdidas por inserción.

- Tratar de obtener la máxima precisión posible en la elaboración de los patrones y mascarillas para la realización de microtiras.

LITERATURA CITADA

Anón. 1970. Microwave Network Analyser Applications. Application Note 117-1, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal. p. 1.1-8.9.

Anón. 1972. S parameter Design. Application note 154, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal., 35 pp.

Anón. 1975. Microwave Transistor Bias Considerations. Application note 944-1, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal. p.1-8.

Anón. 1977. Operating the HP8565A Spectrum Analyser. Application note 220, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal. 29 pp.

Anón. 1978. RT/DUROID. Data Sheet, Rogers Co.

Anón. 1980a. Solid State Microwave Amplifier Handbook. Amplica Inc., Newbury Park, Cal. 76 pp.

Anón. 1980b. Diode and Transistor Designers Catalog 1980. Hewlett Packard., San Jose, Cal. 260 pp.

Arden, J. A. 1976. The Design, Performance and Application of the NECV244 and V388 Gallium Arsenide Field Effect Transistor (GaAsFET). California Eastern Laboratories Inc. AN769, June 1, 1976. Burlingame, Cal. p 1-18.

Arnold, J. 1980. Amplifier Evaluation Techniques, p.148-169. En: Microwave Solid State Devices and Applications. (M.J. Howes y D.V. Morgan, eds.). Peter Peregrinus L.T.D., England. 250 pp.

Bell, G. A. 1977. From a to z, Small Earth Receiving Terminal. Engineering Planning Guide, Microdyne Corporation., Rockville MD. p 17-24.

- Besser, L. 1979. Synthesize Amplifiers Exactly. Microwave Systems News. 9:28-40.
- Besser, L. 1981. Computer-Aided Design for the 1980's. I.E.E.E. Trans. on MTT-S International Microwave Symposium Digest. Los Angeles, Cal., June 1981, p. 51-53.
- Bodway, G.E. 1967. Two Port Power Flow Analysis Using Generalized Scattering Parameters. Microwave Journal. 10(6):6.1 - 6.9.
- Cotee, R. M. y W. T. Joines. 1979. Synthesis of Lumped and Distributed Networks for Impedance Matching of Complex Loads. I.E.E.E. Trans. on CAS-26(5):316-329.
- Covarrubias Rosales, D. 1980. Caracterización de Dispositivos de Microondas. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California. 105 pp.
- Cripps, S.C. 1980. GaAsFET Amplifier Realization, p.128-132. En: Microwave Solid State Devices and Applications (M.J. Howes y D.V. Morgan eds.). Peter Peregrinus L.T.D. , England. 250 pp.
- Eisenberg, J. A. 1974. Designing Amplifiers for optimum noise figure. Microwaves. :36-44.
- Emery, F. E. 1977. Low Noise GaAsFET amplifiers. Microwave Journal. :79-82.
- Friis, H.T. 1944. Noise figures of radio receivers. Proc.IRE. 33(2): 419-422.
- Froehner, W. H. 1967. Quick Amplifier Design With Scattering Parameters. Electronics. :5.2-5.11.
- Hammerstaed, E. D. 1975. Microstrip Handbook. ELAB Report No. STF44-A74169, University of Trondheim., Norway. 118 pp.

- MC Collum, G. 1981. FET Bias Supply. California Eastern Laboratories Inc., Santa Clara, Cal. Application note AN81901.
- Medina Monroy, J. L., C. Navarro Peraza y A. Serrano Santoyo. 1979. Diseño Computacional de Amplificadores de Microondas. p.196-200. Memorias Mexican '79, Loose Leaf Pub. México. 285 pp.
- Mellor, D.J. y J. G. Linvill. 1975. Synthesis of Interstage Networks of Prescribed Gain Versus Frequency Slopes. I.E.E.E. Trans. on MTT-23(12):1013-1020.
- Perlman, B. S. y V. G. Gelnovatch. 1974. Computer-Aided Design of Microwave Integrated Circuits. p.322-398. Advances in Microwaves, Vol. 8 (L. Young, Ed.). Academic Press New York.
- Posner, R. 1980. Design of Modern TVRO Stations. Satellite Communications Division., Harris Corporation.
- Przedpelski, A. B. 1978. Bandwith of Transmission Line Matching Circuits. Microwave Journal. : 71-76.
- Przedpelski, A. B. 1980. Simple Transmission Line Matching Circuits. RF Design. : 27-32.
- Schneider, M. V. 1969. Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits. The Bell System Technical Journal. 48(5): 1421-1444.
- Velázquez Ventura, A. 1980. Diseño y Construcción de Amplificadores con GaAsFET de Bajo Ruido para Comunicaciones Vía Satélite. Tesis de Maestría en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, Baja California. 109 pp.
- Velázquez Ventura, A., A. Serrano Santoyo y J. L. Medina Monroy. 1981. Diseño, Construcción y Caracterización de Preamplificadores de Bajo Ruido para Microondas. Informe Técnico. F.A. 81-001. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California. 61 pp.

APENDICE I

En este Apéndice se presentan los materiales y equipo utilizado para la realización de la etapa de potencia de un amplificador para recepción de señales vía satélite.

Dentro de los materiales utilizados se mencionan los siguientes:

- Papel especial para el patrón a escala del circuito (rubilith).
 - Película de alto contraste para la elaboración de la mascarilla (kodalith).
 - Materiales de procesamiento fotográfico (revelador, parador y fijador).
 - Material dieléctrico con capas metálicas por ambos lados (DUROID 5880).
 - Material fotosensible para el grabado en las microtiras (filmina).
 - Capacitores miniatura para altas frecuencias.
 - Aisladores (S4357).
 - Transistores GaAsFET y Bipolares (NE218 y NE645).
 - Conectores de precisión en miniatura (SMA).
 - Conectores especiales para polarización.
 - Aluminio para la elaboración del recinto metálico.
 - Cromo y oro para evaporación sobre el recinto metálico.
 - Epoxy conductor y plata líquida para soldar los diversos componentes activos y pasivos.
 - Componentes para la construcción de la fuente (amplificadores operacionales, transistores, diodos Zener,
-

capacitores, resistencias y potenciómetros).

El equipo utilizado para la construcción y caracterización del amplificador es el siguiente:

- Cámara fotográfica.
- Equipo de corte para la elaboración del patrón a escala en el papel especial.
- Equipo para la fabricación de circuitos impresos.
- Máquina ultrasónica para la limpieza de materiales.
- Equipo analizador de redes.
- Equipo para medición de factor de ruido.
- Medidor de potencia.
- Equipo general para mediciones de microondas.

APENDICE II

En este Apéndice se proporcionan las hojas de datos de los dispositivos activos y pasivos utilizados para el diseño, construcción y caracterización de la etapa de potencia de un amplificador para recepción de señales vía satélite.

Dentro de los componentes activos se presentan las hojas de datos del transistor GaAsFET NE218889 de la compañía NEC (Nippon Electric Co.) y los correspondientes al transistor Bipolar NE64535 de la misma compañía.

En cuanto a los componentes pasivos, se presentan las características de los aisladores modelo S4357 de la Compañía Microwave Associates Inc. y las del material dieléctrico Duroid 5880, utilizados para la realización del amplificador tratado en esta tesis.

PRELIMINARY DATA SHEET Low-Noise X-Band GaAs MESFET

FEATURES

- OPTIMIZED DESIGN FOR
3.7 TO 4.2 GHz LNA's
- LOW NOISE FIGURE
0.9 dB at 4 GHz
1.7 dB at 8 GHz
2.8 dB at 12 GHz
- HIGH ASSOCIATED GAIN
13.0 dB at 4 GHz
10.5 dB at 8 GHz
7.0 dB at 12 GHz
- HIGH MAXIMUM AVAILABLE GAIN
17.0 dB at 4 GHz
12.0 dB at 8 GHz
10.0 dB at 12 GHz
- PROVEN RELIABILITY AND STABILITY
- RUGGED 1.0 MICRON RECESSED GATE

DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE218 is NEC's most advanced 1.0 μ gallium arsenide (GaAs) n-channel field effect transistor (FET). Offering an exceptionally low noise figure and high associated gain thru X-band, the NE218 is ideal for 3.7 to 4.2 GHz ground station LNA applications.

NEC uses the highest grade materials and the latest design and production techniques, including a recessed gate. The device is available as a chip (NE21800), and in a rugged hermetically sealed metal-ceramic stripline package (NE21889). The chip's gate and channel are glassivated with a thin layer of SiO₂ for mechanical protection only.

Reliability is assured by quality control and test procedures patterned after MIL-S-19500 and MIL-STD-750. Long term performance and stability is assured by NEC's proprietary wafer selection and processing. The NE218 offers the engineer the best performance, reliability and quality at the lowest price.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS ($T_{\theta}=25^{\circ}\text{C}$)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE21800 Chip			NE21889 89		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f_{MAX}	Maximum Frequency of Oscillation at $V_{\text{DS}}=3\text{V}$, $I_{\text{DS}}=30\text{mA}$	GHz		60			60	
MAG	Maximum Available Gain ² at $V_{\text{DS}}=4\text{V}$, $I_{\text{DS}}=30\text{mA}$ (Typ. $I_{\text{DS}}=50\% I_{\text{DSS}}$) $f = 4\text{ GHz}$ $f = 8\text{ GHz}$ $f = 12\text{ GHz}$	dB dB dB		17.0 12.0 10.0			16.5 11.5 9.5	
NF_{MIN}	Minimum Noise Figure ³ at $V_{\text{DS}}=3\text{V}$, $I_{\text{DS}}=10\text{mA}$ (Typ. $I_{\text{DS}}=15\% I_{\text{DSS}}$) $f = 4\text{ GHz}$ $f = 8\text{ GHz}$ $f = 12\text{ GHz}$	dB dB dB		0.9 1.7 2.8	1.2 ⁴		0.9 1.7 2.8	1.2
GNF	Associated Gain at NF at $V_{\text{DS}}=3\text{V}$, $I_{\text{DS}}=10\text{mA}$ (Typ. $I_{\text{DS}}=15\% I_{\text{DSS}}$) $f = 4\text{ GHz}$ $f = 8\text{ GHz}$ $f = 12\text{ GHz}$	dB dB dB		13.5 11.0 7.5			13.0 10.5 7.0	
P_{out}	Output Power at 1 dB Compression Point at $V_{\text{DS}}=4\text{V}$, $I_{\text{DS}}=30\text{mA}$ (Typ. $I_{\text{DS}}=50\% I_{\text{DSS}}$) $f = 4\text{ GHz}$	mW		30			30	

SEE NOTES ON THIRD PAGE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE 21800 Chip			NE 21889 89		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I_{DSS}	Drain Current at $V_{DS}=3\text{V}$, $V_{GS}=0$	mA	30	70	120	30	70	120
V_p	Pinch-off Voltage at $V_{DS}=3\text{V}$, $I_{DS}=0.1\text{mA}$	V	-0.8	-2.0	-6.0	-0.8	-2.0	-6.0
g_m	Transconductance at $V_{DS}=3\text{V}$, $I_{DS}=10\text{mA}$	mS	20	40	100	20	40	100
I_{GS}	Gate to Source Leakage Current at $V_{GS}=-5\text{V}$	μA		1.0	10		1.0	10
R_{th}	Thermal Resistance (c-c)	$^\circ\text{C/W}$			170 ⁵			400
P_T	Total Power Dissipation	mW			500			300 [*]

SEE NOTES ON THIRD PAGE

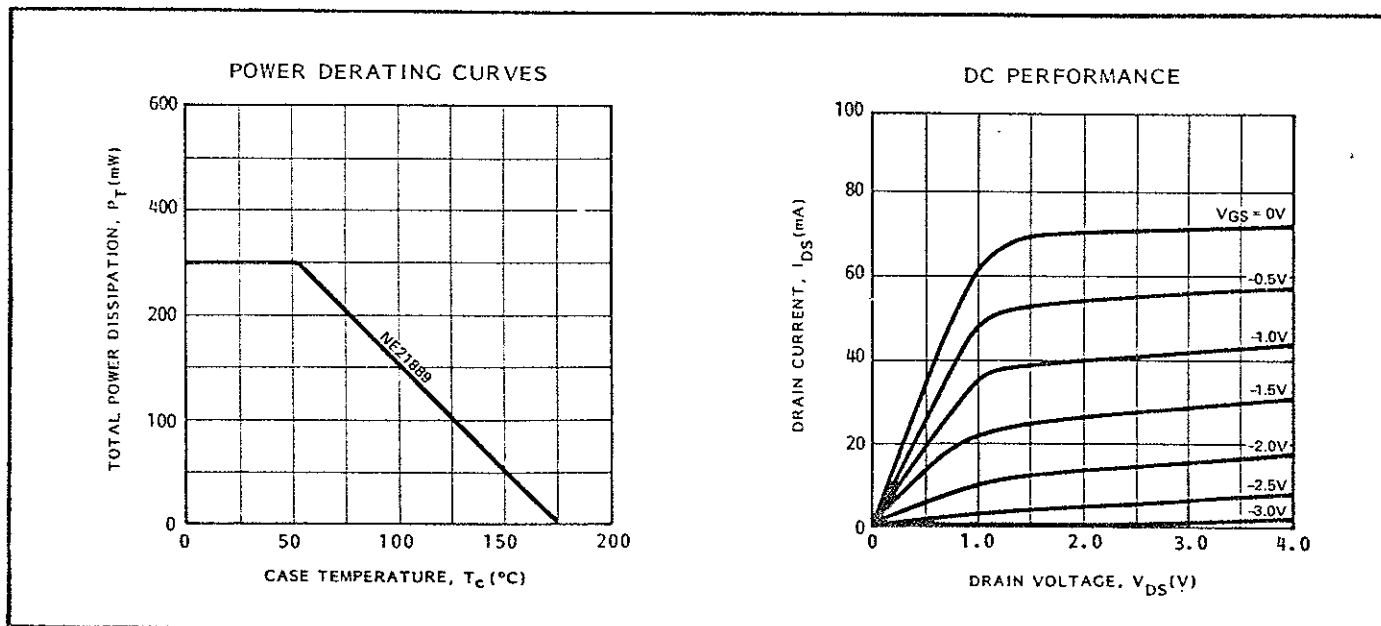
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	SYMBOL	RATINGS	UNITS
Drain to Source Voltage	V_{DS}	5.0	V
Gate to Source Voltage	V_{GS}	-6.0	V
Drain Current	I_{DS}	120	mA
Channel Temperature	T_{ch}	175	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to 175	$^\circ\text{C}$

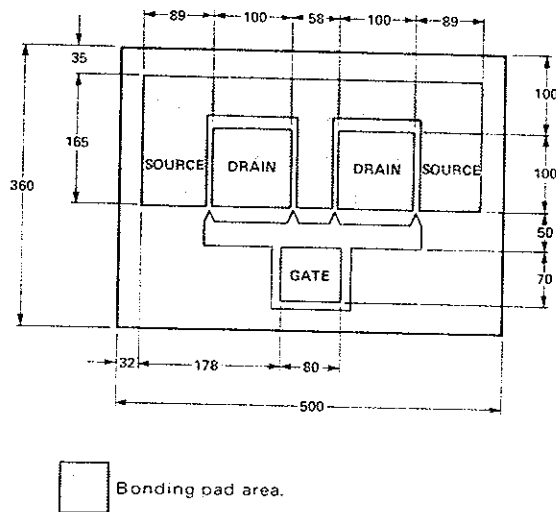
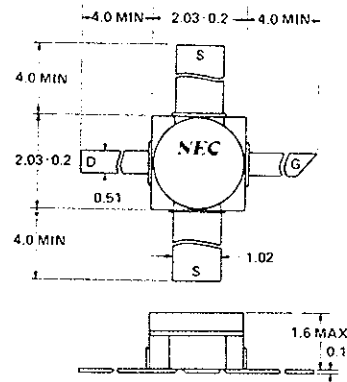
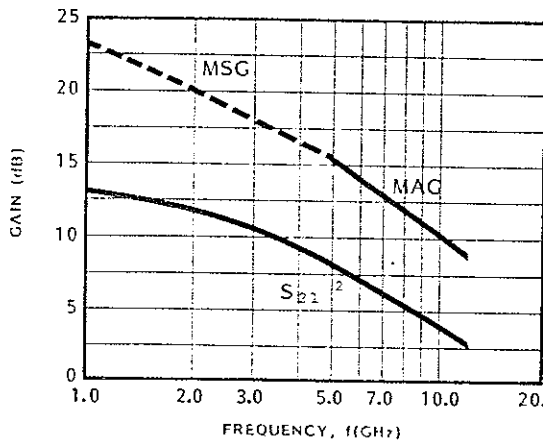
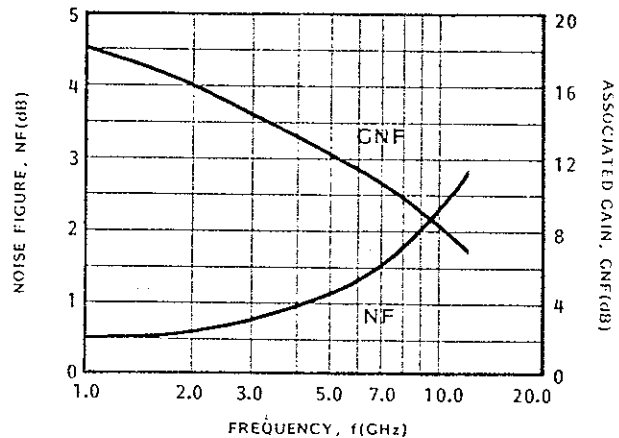
RELIABILITY SCREENING (HES-32325-03)⁶

GRADE D (Standard) 200-1200 Failures in 10^9 Device Hours (FIT)	GRADE C (Military) 50-300 Failures in 10^9 Device Hours (FIT)
Wafer H.T.S. - 200°C , 48 hrs. 100% DC Wafer Probe Pre-Cap Inspection (sample basis) 100% Leak Tests 100% Temp. Cycle 100% Group A Tests	Wafer H.T.S. - 200°C , 48 hrs. 100% DC Wafer Probe 100% Pre-Cap Inspection 100% Vacuum Bake (150°C - 1 hr) 100% Leak Tests 100% High Temperature (175°C - 24 hrs.) 100% Environmental Tests 100% DC Variables Data 100% Power Burn-in ($T_{ch} = 125^\circ\text{C}$, 168 hrs) 100% Delta Calculations 100% Group A Tests

SEE NOTES ON THIRD PAGE

DEVICE CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

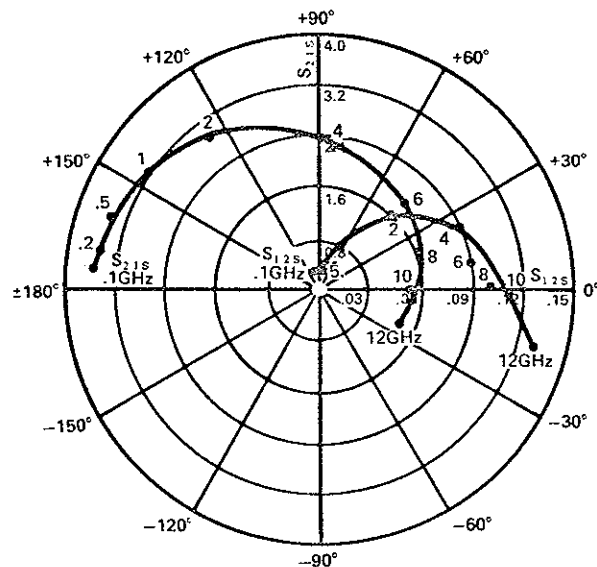
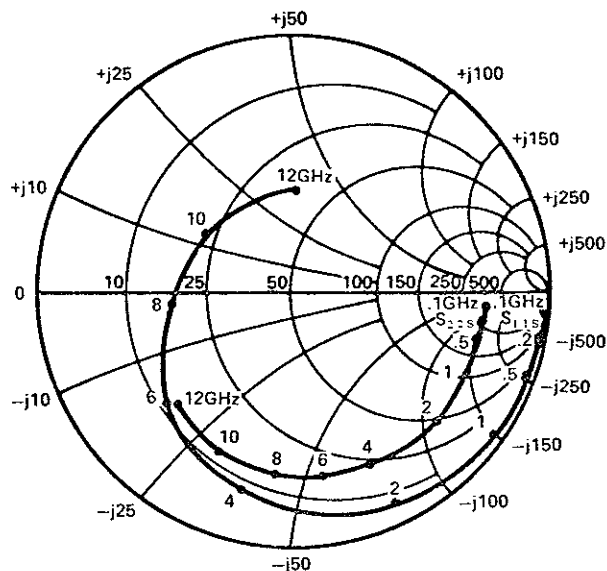
PHYSICAL DIMENSIONS

NE21800 (CHIP)
(Units in μm)NE21889
(Units in mm)PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)TYPICAL GAIN VS FREQUENCY FOR THE
NE21889 AT $V_{DS}=4\text{V}$ AND $I_{DS}=30\text{mA}$ TYPICAL NOISE FIGURE AND ASSOCIATED
GAIN VS FREQUENCY FOR THE NE21889 AT
 $V_{DS}=3\text{V}$ AND $I_{DS}=10\text{mA}$ 

NOTES:

- Electronic Industries Association-Japan
- Gain Calculations: $MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (k \pm \sqrt{k^2 - 1})$, $k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$
- 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 for each specimen.
- RF performance of chips is determined by packaging and testing 10 chips per wafer; wafer rejection criteria for standard devices is 2 rejects for 10 samples.
- R_{th} (channel to case) for chips mounted on a copper heatsink.
- Tests may vary depending on package.

NE21889 COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

$V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 10mA$

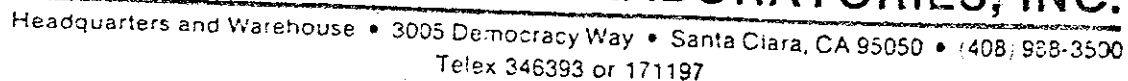
FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
100	.98	-5	3.57	175	.01	105	.76	-3
200	.98	-10	3.50	170	.01	85	.76	-6
500	.98	-20	3.48	160	.01	80	.75	-12
1000	.95	-35	3.23	145	.03	65	.75	-25
2000	.92	-65	2.92	125	.06	45	.74	-40
4000	.80	-105	2.32	85	.09	25	.72	-65
6000	.66	-140	1.92	55	.09	10	.71	-80
8000	.48	-176	1.64	20	.10	1	.70	-95
10000	.42	145	1.38	0	.11	-2	.68	-115
12000	.40	90	1.32	-25	.13	-15	.61	-135

$V_{DS} = 4V$, $I_{DS} = 30mA$

100	.99	-7	4.89	175	.01	75	.71	-4
200	.98	-10	4.79	170	.01	75	.71	-5
500	.97	-20	4.73	160	.01	75	.70	-10
1000	.94	-40	4.36	145	.02	65	.70	-25
2000	.87	-70	3.81	120	.03	60	.69	-40
4000	.74	-115	2.92	85	.06	30	.68	-60
6000	.58	-150	2.30	50	.07	25	.67	-75
8000	.42	170	1.89	20	.08	20	.66	-90
10000	.40	125	1.56	-5	.11	20	.64	-110
12000	.39	60	1.39	-35	.14	-5	.63	-130



EXCLUSIVE SALES AGENT FOR **Nippon Electric Co. Ltd** MICROWAVE SEMICONDUCTORS USA • CANADA • EUROPE
CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3005 Democracy Way • Santa Clara, CA 95050 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393 or 17115



DEVICE TYPE	S/N	FREQ (Ghz)	BIAS		NF opt (db)	Ga opt (db)	r _o opt	θ degree	Rn/50Ω	INPUT loss (db)	REMARKS
			V	mA							
21889		1.0	3	10	0.4	16.0	0.69	33	0.60		output not matched
		1.5	3	10	0.1	16.9	0.82	46	0.69		
		2.0	3	10	0.5	14.9	0.44	56	0.65		
		2.5	3	10	0.7	13.7	0.46	57	0.60		
		3.0	3	10	0.48	14.3	0.59	73	0.53		
		3.5	3	10	0.7	14.4	0.62	86	0.45		
		4.0	3	10	1.14	13.3	0.67	104	0.32		
		4.5	3	10	1.49	12.6	0.63	119	0.28		
		5.9	3	10	1.7	10.6	0.43	127	0.21		
		1.0	3	10	0.8	15.0	0.67	26	0.70		
		3.24	3	10	0.8	15.1	0.67	68	0.51		
		4.0	4	30	1.4	12.8	0.61	108	0.26		
		4.3	3	10	1.2	11.4	0.71	87	0.39		
		6.1	3	10	1.8	10.2	0.56	112	0.34		
		6.5	3	10	2.0	9.9	0.53	121	0.23		
		7.0	3	10	1.9	9.9	0.37	145	0.27		
		3.7	3	10	0.7	14.2	0.59	80	0.37		
		4.2	3	10	0.9	12.7	0.69	80	0.39		
		11.7	3	10	1.6	7.5	0.53	147	0.04		
		12.2	3	10	2.0	5.7	0.29	-133	0.12		
		4.0	3	20	1.3	13.0	0.66	110	0.25		
		4.0	4	30	1.4	12.6	0.56	106	0.26		
		4.0	3	10	0.8	13.1	0.61	97	0.23		
26		5.0	3	10	1.4	11.9	0.47	126	0.20		
		5.5	3	10	1.4	11.4	0.55	134	0.20		
		6.0	3	10	1.5	11.1	0.52	147	0.16		
		6.5	3	10	1.7	10.9	0.43	159	0.14		
		7.0	3	10	1.7	10.7	0.44	173	0.11		
		7.5	3	10	1.9	10.5	0.50	-172	0.11		

FEATURES

- HIGH f_T
 $f_T = 8.5$ GHz
- LOW NOISE FIGURE
1.3 dB at 1.5 GHz
1.6 dB at 2.0 GHz
- HIGH ASSOCIATED GAIN
14.0 dB at 1.5 GHz
12.0 dB at 2.0 GHz
- SPACE QUALIFIED

DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE645 Series of NPN silicon transistors is designed for low-noise amplifier and medium power oscillator applications. The NE645 Series employs a new NEC proprietary fabrication technique which provides excellent noise figures at high currents, resulting in superior associated gains and a very wide dynamic range. The NE645 is available in a chip form or two rugged hermetically sealed metal-ceramic strip-line packages. Reliability is assured by quality control and test procedures patterned after MIL-S-19500 and MIL-STD-750.

The NE64500 (chip) employs arsenic doped emitters and NEC's reliable Pt/Si-Ti-Pt-Au metallization system. The NE64535 (MICRO-X) is a low cost, hermetically sealed package designed for large volume industrial and military microwave products. The NE64508 is in a low-loss, hi-rel package capable of meeting the rigors of space qualification. The NE64587 is in a common collector configuration suitable for oscillator applications up to 10 GHz.

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

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE64535 2SC2585 35 (MICRO-X)			NE64508 2SC2273 08			NE64587 87		
SYMBOL	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f_T	Gain Bandwidth Product at $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 20\text{ mA}$	GHz		8.5			8.5			8.5	
$ S_{21E} ^2$	Insertion Power Gain at $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 20\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$ $f = 2.0\text{ GHz}$ $f = 4.0\text{ GHz}$	dB dB dB	10.0	18.0 11.0 6.5			18.0 12.0 6.5				
NF_{min}	Minimum Noise Figure ² at $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 7\text{ mA}$, $f = 0.5\text{ GHz}$ $f = 1.5\text{ GHz}$ $f = 2.0\text{ GHz}$	dB dB dB		0.9 1.4 2.0	2.5		0.9 1.3 1.6	2.0			
GNF	Associated Gain at, $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 7\text{ mA}$, $f = 1.5\text{ GHz}$ $f = 2.0\text{ GHz}$	dB dB	10.0	13.0 11.0		11.0	14.0 12.0				
MAG	Maximum Available Gain ³ at $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $f = 2.0\text{ GHz}$ $f = 4.0\text{ GHz}$	dB dB		15.0 10.0			16.0 11.0				
P_{osc}	Oscillator Output Power at $V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 40\text{ mA}$, $f = 6.0\text{ GHz}$	mW								110	

SEE NOTES ON PAGE 6

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE64535 2SC2585 35 (MICRO-X)			NE64508 2SC2273 08			NE64587 87		
SYMBOL	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I_{CBO}	Collector Cutoff Current at $V_{CB} = 8\text{V}$, $I_E = 0$	μA			0.1			0.1			0.1
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current at $V_{EB} = 1\text{V}$, $I_C = 0$	μA			0.1			0.1			0.1
h_{FE}	Forward Current Gain at $V_{CE} = 8\text{V}$, $I_C = 7\text{mA}$		50	100	250	50	100	250	50	100	250
C_{CB}	Collector-Base Capacitance ⁴ at $V_{CB} = 10\text{V}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{MHz}$	pF		0.2	0.6		0.2	0.6		0.4	0.8
R_{th}	Thermal Resistance (J-C)	$^\circ\text{C/W}$			85			85			70
P_T	Total Power Dissipation ⁵	mW			400			400			400

SEE NOTES ON PAGE 6

ALL DC TESTS PERFORMED PER MIL-STD-750

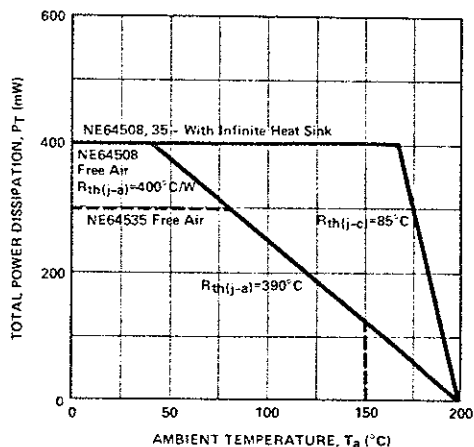
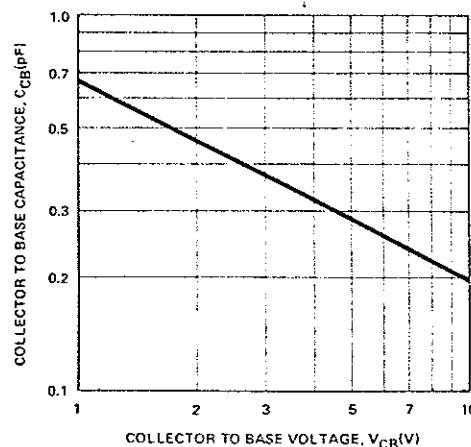
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETERS	SYMBOL	RATINGS	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	25	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	12	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	1.5	V
Collector Current	I_C	65	mA
Operating Junction Temperature	T_j	200	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	$-65 \sim +200^*$	$^\circ\text{C}$

* T_{stg} for NE64535 is $-65^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ because leads are Sn plated and may tarnish above 150°C . Once soldered into a circuit, the unit can be stored at 200°C .

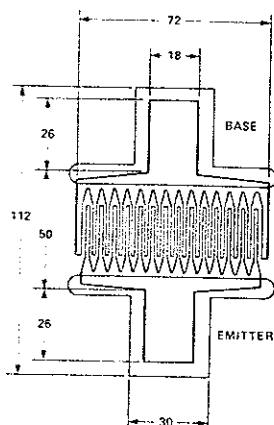
RELIABILITY SCREENING (HES-32200; MIL-STD-750)

GRADE D (Industrial) 200-1200 Failures in 10^9 Device Hours (FIT)	GRADE C (Military) 50-300 Failures in 10^9 Device Hours (FIT)
400 $^\circ\text{C}$ Wafer Bake 100% DC Wafer Probe 100% Visual Inspection (Chip) Pre-cap Inspection (sample basis) 100% High Temperature Storage (200°C -48Hrs) 100% Gross Leak Tests 100% Mechanical Shock Tests 100% Group A Test (Tests may vary depending upon package style.)	400 $^\circ\text{C}$ Wafer Bake 100% DC Wafer Probe 100% Visual Inspection (Chip) 100% Pre-cap Inspection 100% Vacuum Bake (300°C -2Hrs) 100% High Temperature Storage (200°C -48Hrs) 100% Environmental Tests (Heat Cycle, Gross and Fine Leak, Centrifuge, Shock) 100% 168 Hour Power Burn-in at P_{Cmax} and $T_a = 25^\circ\text{C}$ or $T_j \text{ max}$ 100% Group A Test

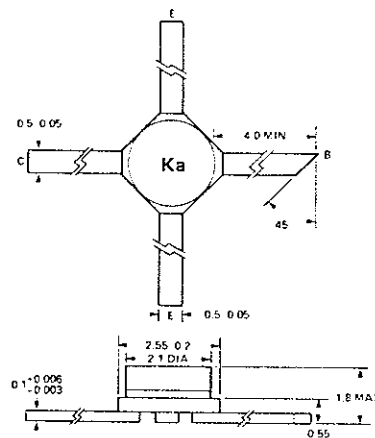
DEVICE CHARACTERISTICS**POWER DERATING CURVE****TYPICAL DEVICE CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE AT 1.0 MHz AND $I_E = 0$** 

PHYSICAL DIMENSIONS (Units in mm)

NE64500
(Chip Size: 300x300 μ m)

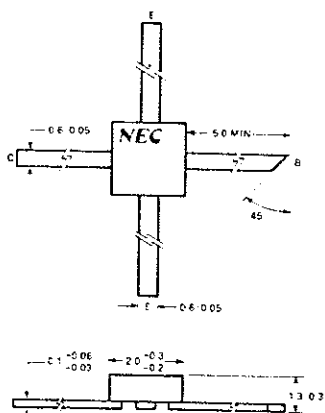


NE64535 (MICRO-X)

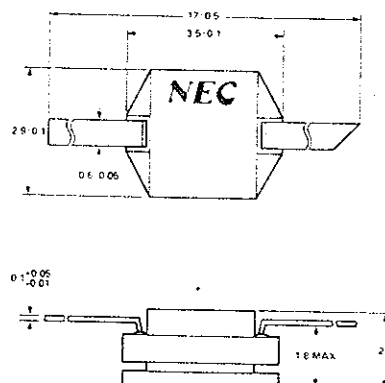


"K" is part identification
"a" is lot date code

NE64508

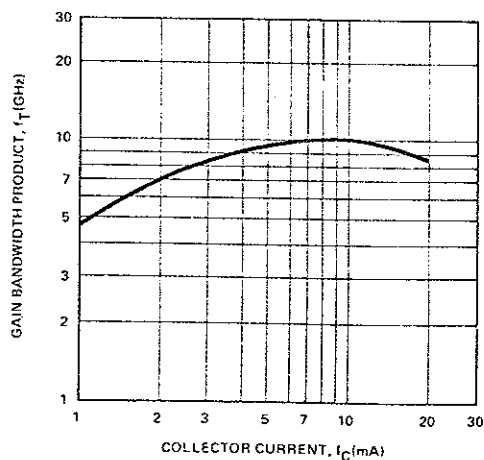


NE64587

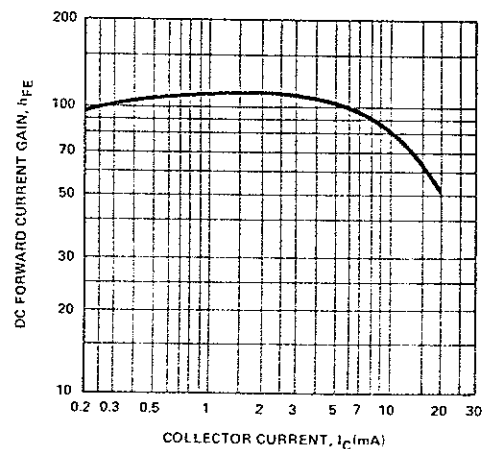


DEVICE CHARACTERISTICS (Con't)

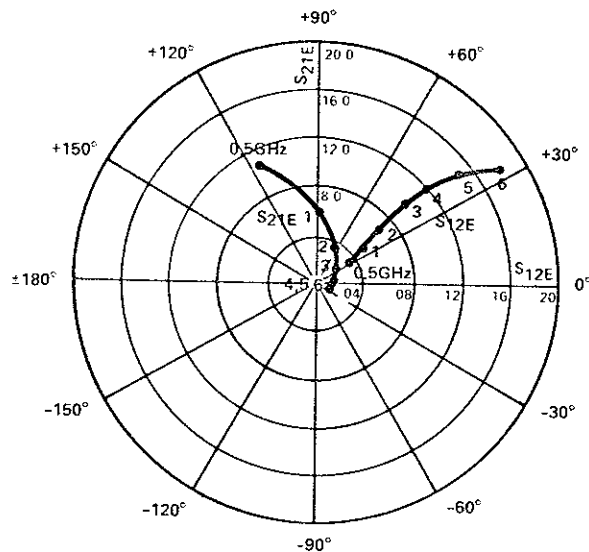
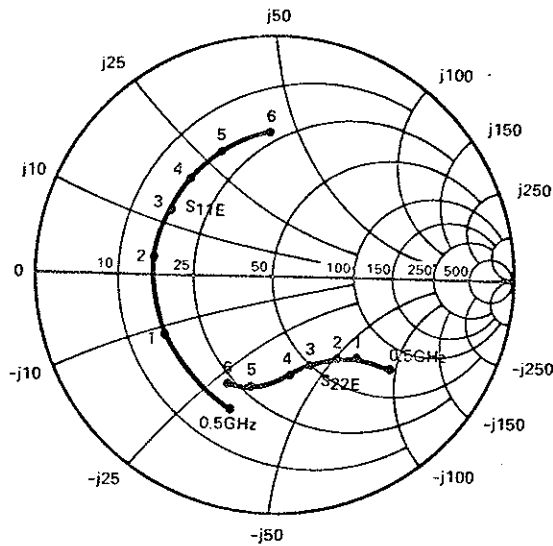
TYPICAL GAIN BANDWIDTH PRODUCT VS. COLLECTOR CURRENT AT $V_{CE}=8V$



TYPICAL DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT AT $V_{CE}=8V$



NE64555 COMMON EMITTER SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{CE}=8V$, $I_C=7mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

$V_{CE}=8V$, $I_C=7mA$

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22		k
500	.61	-108	11.03	115	.03	37	.64	-37	0.53
1000	.54	-151	6.36	89	.05	39	.49	-44	0.87
2000	.53	173	3.45	64	.07	43	.44	-50	1.06
3000	.54	149	2.36	42	.10	44	.43	-64	1.16
4000	.56	131	1.79	24	.12	43	.44	-80	1.13
5000	.60	115	1.44	7	.15	39	.46	-98	1.02
6000	.63	95	1.26	-10	.18	33	.48	-113	0.89

$V_{CE}=8V$, $I_C=10mA$

500	.56	-122	12.34	110	.03	41	.58	-39	0.67
1000	.52	-161	6.83	87	.04	42	.44	-42	1.11
2000	.52	168	3.69	63	.07	48	.40	-49	1.13
3000	.53	146	2.49	42	.10	47	.40	-63	1.16
4000	.56	129	1.89	23	.12	44	.41	-81	1.12
5000	.59	114	1.53	7	.15	39	.44	-98	1.03
6000	.63	94	1.34	-10	.18	32	.46	-112	0.88

$V_{CE}=8V$, $I_C=20mA$

500	.53	-145	13.79	101	.02	40	.48	-38	0.97
1000	.52	-176	7.26	82	.03	54	.39	-38	1.42
2000	.52	162	3.79	60	.06	62	.39	-46	1.23
3000	.53	125	2.58	23	.10	38	.38	-77	1.12
4000	.56	102	1.96	-0	.13	26	.39	-102	1.07
5000	.60	81	1.62	-23	.16	13	.41	-125	0.94
6000	.64	56	1.37	-47	.19	0	.42	-148	0.86

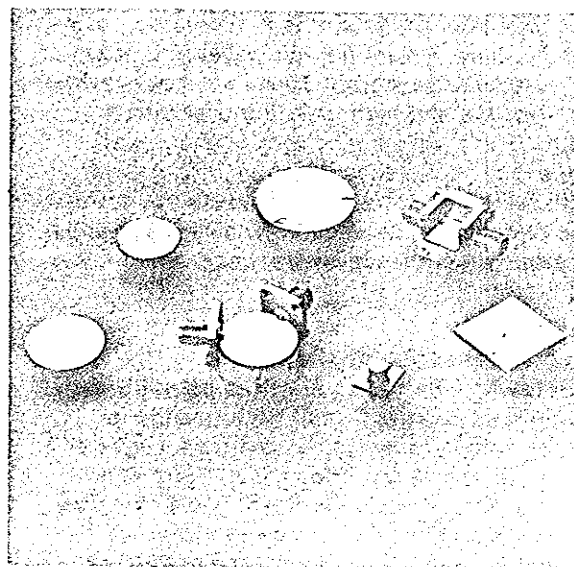
$V_{CE}=8V$, $I_C=30mA$

500	.52	-156	13.77	97	.02	44	.45	-33	1.19
1000	.53	179	7.13	80	.03	60	.38	-34	1.64
2000	.53	158	3.68	59	.06	63	.40	-44	1.24
3000	.54	140	2.52	39	.10	57	.40	-61	1.15
4000	.55	124	1.89	21	.13	51	.42	-79	1.09
5000	.59	109	1.55	4	.16	44	.43	-96	0.98
6000	.65	89	1.33	-14	.19	37	.44	-113	0.84

EXHIBIT 100-100000
100-100000
100-100000

EXHIBIT 100-100000
100-100000
100-100000

Ferrodisc™



Description

With the Ferrodisc™ line of integrable isolators and circulators, it is convenient and economical to incorporate ferrite devices into your microstrip assemblies. Size and cost have been reduced by eliminating connectors. The Ferrodiscs have tabs or areas of solderable metallization for connection. Isolators have a built-in termination capable of dissipating 100 milliwatts. As an option, Ferrodiscs can be supplied soldered to a carrier plate.

The Ferrodisc line is available primarily as a round configuration, except as noted, but is also readily available in rectangular form according to your needs.

Microwave Associates Ferrodisc production has been proven for high reliability aerospace applications exceeding MIL-I-45208. Typical Ferrodisc devices have successfully operated after exposures to temperatures in excess of —100 to 350°F, as well as vibration levels in excess of 40G random noises.

Features

COMPATIBLE WITH MICROSTRIP ASSEMBLIES

LOW VSWR

COMPACT DESIGN

LOW COST

Applications

ALL ABOUT FERRODISC™ ISOLATORS AND CIRCULATORS

Microwave Associates Ferrodisc™ circulators and isolators are a new concept in ferrite design. A Ferrodisc circulator or isolator is a microstrip device designed for direct mounting into either microstrip or stripline integrated packages. These devices provide low insertion loss and high isolation over broad bandwidths. Microwave Associates utilizes quasi-lumped element techniques which provide greater bandwidth for a given size than conventional devices. Ferrodisc devices can be used in receiver front ends and numerous other places where insertion loss is a deciding factor.

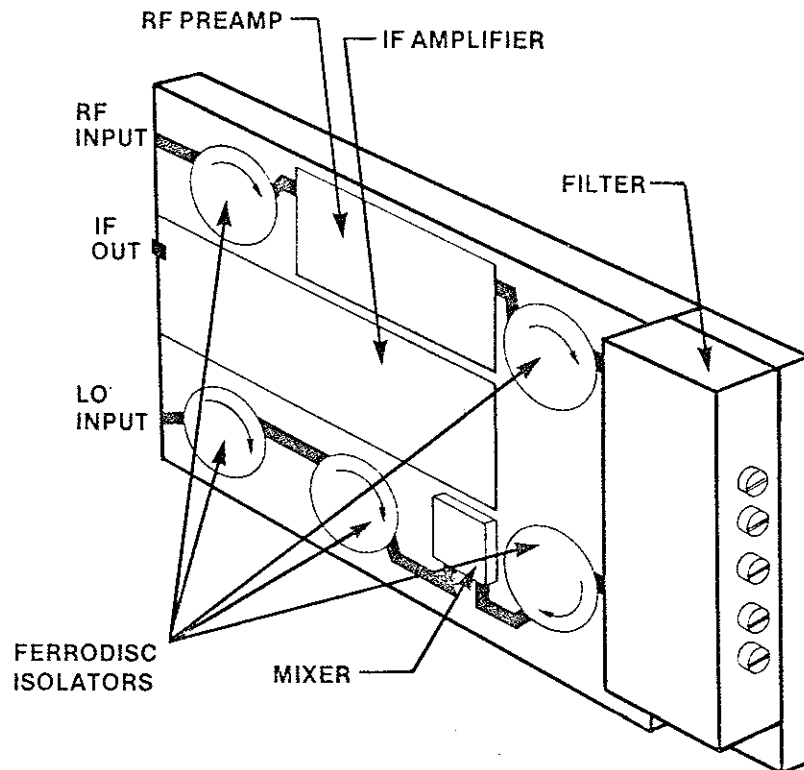
The 9631 receiver assembly shown below demonstrates how Ferrodisc isolators permit greatly simplified circuit design. Circuit performance is improved by compact design. No extra packages or connectors are necessary. The cost of Ferrodisc isolators and circulators is sufficiently low that they may be used in amplifier interstages to improve isolation and prevent interaction between devices.

See the back page for standard off-the-shelf Ferrodisc isolators and circulators. Non-standard frequencies and impedances other than 50 ohms are available on special order.

Standard Ferrodisc units are available in popular bands from 1.7 to 12.4 GHz, in round and rectangular geometries, both as 3-port circulators and as isolators with one port internally terminated. Generally speaking, the round devices are attractive for use with circuitry on a soft dielectric into which a round hole can be easily drilled, whereas the rectangular units are more compatible with ceramic dielectrics. As a consequence, the lower frequency devices are usually round and the higher frequency devices are usually rectangular.

The internal termination in the isolators is capable of dissipating 100 milliwatts over -20 to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range. If more reverse power than this must be dissipated, it is generally best to use the 3-port circulator and a termination mounted directly to the circuit carrier for heat sinking. Ferrodisc circulators will handle several watts of power. For high peak power or high average power applications, consult the factory.

The gold plated copper Ferrodisc circuit is on one side and the gold plated copper ground plane is on the other. Ground connection is by direct contact between the ground metallization on the Ferrodisc and the carrier plate of the user's circuit. Suitable tabs for



MODEL 9631 RECEIVER ASSEMBLY

electrical connections are provided unmounted by Microwave Associates. These tabs are bent to provide an expansion joint for wide temperature operation. The temperature coefficient of expansion of ferrite is approximately +8 ppm/°C.

Operation of Ferrodisc circulators and isolators is generally unaffected by adjacent devices so long as ¼ inch of air is maintained above the unit. The magnetic field generated by Ferrodisc units is typically less than 100 gauss at a distance of ½ inch. The standard circulation direction is clockwise when viewed from the circuit side. Reverse circulation is available as a special option.

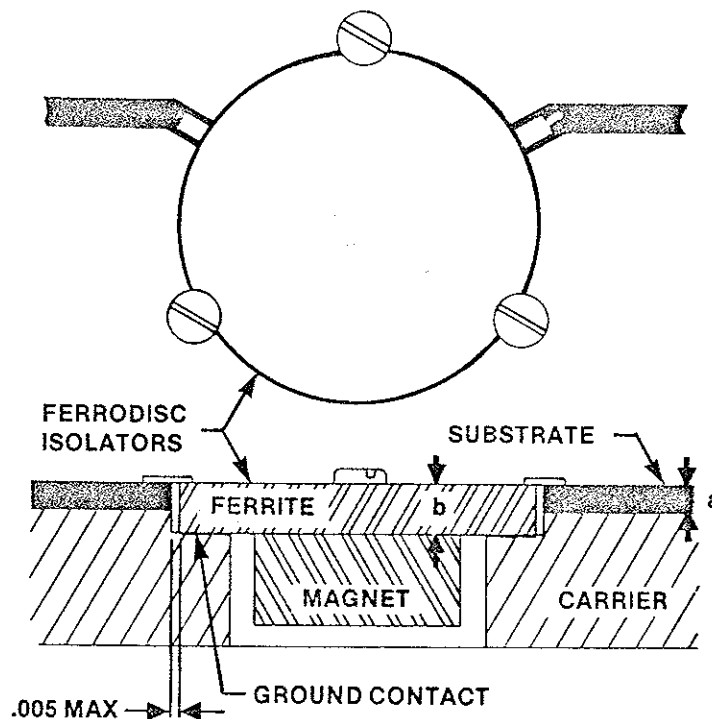
Typical mounting of the Ferrodisc device is shown below. In the situation illustrated, the thickness of the Ferrodisc substrate is greater than the thickness of the user's dielectric, so that the carrier is counterbored to put the surface of the Ferrodisc and the surface of the circuit in the same plane. The Ferrodisc is held in place by three screws around its periphery with the screw heads extending over the Ferrodisc. Nylon screws may be used, or steel screws with a dielectric washer between the screw head and the Ferrodisc. Some users find it desirable to use a conductive gasket between the Ferrodisc ground and

the carrier plate to assure uniform electrical contact, although this is usually not necessary if the contacting surface is smooth and free of burrs. As an alternative to the use of screws for mounting, it is possible to solder or use conductive epoxy to bond the Ferrodisc to the carrier. As an option, Ferrodiscs can be supplied soldered to a metal carrier plate. The ratio of the ferrite thickness (b) to the substrate thickness (a) shows little effect on the device operation provided:

$$\frac{1}{2} < \frac{a}{b} < 2$$

The gap between the ferrite and the surrounding substrate should be less than 0.005 inch. It is recommended that the circuit surface of the ferrite be flush with the adjacent surface ±10% of the ferrite thickness.

As a typical example of Ferrodisc application, Microwave Associates has built a 2.2 — 2.3 GHz dual-channel down converter which uses Ferrodiscs to obtain 80 dB channel-to-channel isolation. Ferrodiscs are useful in most of the conventional circulator applications, but, in addition, their size and cost make them useful in some applications where the use of a conventional coaxial unit would not be possible.



TYPICAL FERRODISC ISOLATOR INSTALLATION

Specifications

RF SPECIFICATIONS

Insertion Loss	0.4 dB max.
Isolation	20 dB min.
VSWR	1.3 max.
Temperature	0 to 50°C

OPTIONS

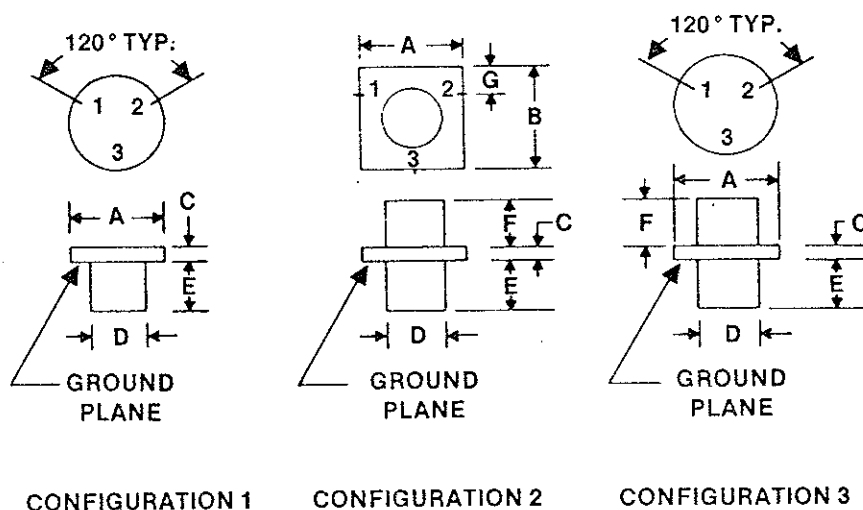
Special frequency bands.
Special temperature ranges.
Reverse circulation direction.
Carrier plate mounting.
Special impedances.

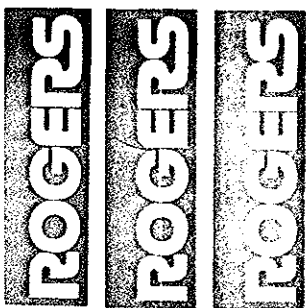
STANDARD FREQUENCY BANDS

Frequency (GHz)	Circulator Model No.	Isolator Model No.	Configuration	A +.000 -.002	B +.001 -.002	C +.001 -.001	D Max.	E Max.	F Max.	G +.010 -.010
1.7 - 1.8	S4240		1	1.150		.090	.94	.20		
1.9 - 2.0	S4241		1	1.150		.090	.94	.20		
2.0 - 2.2	S4349		1	.997		.080	.94	.25		
2.1 - 2.3	S4393	S4392	1	.997		.080	.94	.25		
2.3 - 2.3	S4350	S4358	1	.997		.080	.94	.20		
2.3 - 2.5	S4395		1	.997		.080	.94	.25		
2.7 - 2.95	S4353	S4352	1	.810		.060	.74	.25		
3.1 - 3.5	S4354		1	.748		.045	.54	.25		
3.7 - 4.3	S5356	S4355	2	.478		.045	.54	.20		
3.7 - 4.2		S4357	1	.750	.750	.045	.54	.20	0	.250
4.4 - 5.0	S4440	S4439	1	.623		.040	.54	.20		
5.0 - 5.3	S4441	S4442	1	.623		.040	.49	.20		
5.4 - 5.9	S4444	S4443	1	.623		.040	.49	.20		
5.9 - 6.45	S4445	S4446	1	.623		.040	.31	.20		
7.25 - 7.75	S4447	S4448	3	.450		.030	.26	.20	.20	
7.9 - 8.4	S4452	S4449	3	.450		.030	.26	.20	.20	
8.5 - 9.6	S4565	S4566	2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
9.0 - 10.1	S4567	S4568	2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
9.5 - 9.9		S4574	2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
10.5 - 11.5	S4570		2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
10.6 - 11.7	S4572	S4574	2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
11.7 - 12.2		S4584	2	.350	.400	.025	.25	.20	.20	.125
*14.0 - 14.5	S4636	S4635	2	.250	.300	.015	.18	.07	.07	.1
*14.5 - 15.5		S4633	2	.250	.300	.015	.18	.07	.07	.1

NOTES:

Number 3 port is terminated on isolators.
Standard circulation direction is from port 1 to 2.
For reverse circulation add "L" after the part number.
For a test fixture add "T" after the part number.
* Insertion loss 0.5 dB max.





ROGERS CORPORATION

MICROMAT DIVISION Box 700 Chandler, AZ 85224

DATA SHEET

RT/duroid[®]

(602) 963-4584

**RT/duroid 5880 —
Glass Microfiber Reinforced
Polytetrafluoroethylene**

RT/duroid 5880 is a glass microfiber reinforced PTFE material designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented in the XY plane of the sheet to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5880 is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5880 is easily cut, sheared and machined to shape. It has excellent dimensional stability and is resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electro-deposited copper of ½ to 2 ounces/ft² on both sides, RT/duroid 5880 can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum plate or foil may also be specified.

When copper-clad, RT/duroid 5880 meets MIL-P-13949 Type GRN microwave material specifications.

(See reverse for product data.)

PROPERTY	TEST METHOD, CONDITION	UNITS[1]	DIRECTION	TYPICAL VALUE[2]
Dielectric Constant, ϵ_r	ASTM D1531 1 MHz	—	Z	2.20
Dissipation factor, $\tan \delta$	ASTM D3380 10 GHz	—	Z	2.20 $\pm$.02 Spec.
	ASTM D1531 1 MHz	—		.0004
	10 GHz	—		.0009
Volume resistivity	ASTM D257 C96/23/95	M ohm cm	Z	2 x 10 ¹⁷
Surface resistivity	ASTM D257 C96/23/95	M ohm	X,Y	3 x 10 ⁸
	Temperature During Measurement			
				23°C 100°C
Tensile modulus	ASTM D638 A	MPa (kpsi)	X	1070 (156) 450 (65)
			Y	860 (125) 380 (55)
ultimate stress		MPa (kpsi)	X	29 (4.2) 20 (2.9)
			Y	27 (3.9) 18 (2.6)
ultimate strain		%	X	6.0 7.2
			Y	4.9 5.8
Compressive modulus		MPa (kpsi)	X	710 (103) 500 (73)
			Y	710 (103) 500 (75)
			Z	940 (136) 670 (97)
ultimate stress		MPa (kpsi)	X	27 (3.9) 22 (3.2)
			Y	28 (4.0) 21 (3.1)
			Z	52 (7.5) 43 (6.3)
ultimate strain		%	X	8.5 8.4
			Y	7.7 7.8
			Z	12.5 17.6
Deformation under load	ASTM D621 24 hr/150°C/14 MPa	%	Z	1.0
Water absorption	ASTM D570 D 24/23 at 0.8 mm(.031 in) thickness at or above 1.6 mm (.062 in) thickness	%		.02
		%		.015
Specific gravity	ASTM D792	—		2.2
Heat distortion temperature	ASTM D648 1.82MPa/264 psi	°C (°F)	X,Y	>260 (>500)
Specific heat		J/g/K(BTU/lb./°F)		.96 (.23)
Thermal conductivity		W/m/K(BTU in/ft²/hr./°F)	Z	.26 (1.8)
Thermal expansion (1)	duPont Thermal Analyzer, 0.5 K/min Total change from 35°C zero point at	mm/m	→	X Y Z
	-25°C			-4.8 -5.9 -14.9
	0°C			-2.8 -3.8 -12.3
	15°C			-1.0 -2.3 -9.8
	25°C			- .5 -1.2 -3.9
	75°C			.6 1.3 9.2
	150°C			2.1 3.8 29.4
	250°C			4.6 8.0 79.8

[1] SI Units given first with other frequently used units in parenthesis.

[2] From internal TR's 1391, 1430, 2224.

APENDICE III

En este Apéndice se presenta el manual de operación y listado completo en lenguaje FORTRAN par la computadora PR1ME del CICESE, del programa utilizado para el diseño de amplificadores de microondas (ADMIC), cuya estructura se describe en el Capítulo II (páginas 19 a 65) de este trabajo de tesis.

A D M I C

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

MANUAL DE OPERACION

JOSE LUIS MEDINA MONROY

CICESE

DEPARTAMENTO DE FISICA APLICADA

FEBRERO DE 1982.

ADMIC

I.- Introducción.

El objetivo del programa de computadora ADMIC es facilitar el diseño de amplificadores de microondas que utilizan como dispositivos activos transistores GAaSFET y Bipolares. Este manual proporciona la información básica requerida por el programa de diseño con el objeto de que cualquier usuario adquiera la capacidad de diseñar amplificadores de microondas y pueda utilizar el programa sin dificultad.

Se proporcionan algunos ejemplos para ilustrar la manera en que se le deben suministrar los datos al programa.

Para utilizar el programa ADMIC se recomienda haber leído el capítulo II.

II.- Como Utilizar el Programa.

Antes de comenzar a correr el programa se deben crear los archivos de datos correspondientes a los transistores que se van a utilizar en el diseño. La creación de dichos archivos consiste en introducir los parámetros 'S' y de ruido de los transistores para cada frecuencia en el siguiente orden:

S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}
Mag. Ang.		Mag. Ang.		Mag. Ang.		Mag. Ang.
Rn	Γ_o	Fmin		0	0	0
(s/n) Mag.		Ang.(db)				

Un ejemplo de la introducción de los parámetros 'S' y de ruido a las frecuencias de 3.7, 3.95 y 4.2 GHz de un determinado transistor es el siguiente:

.732	-115.5	.084	23.2	2.997	82.8	.588	-66.1
.713	-124.0	.087	22.0	2.884	76.0	.577	-71.0
.699	-129.0	.087	18.4	2.788	70.7	.577	-73.0
13.0	.65	110.0	1.26	0	0	0	0
12.5	.66	110.34	1.3	0	0	0	0
12.0	.67	110.8	1.34	0	0	0	0

Dado el archivo de datos, el programa se debe compilar y cargar con el objeto de crear la versión ejecutable de dicho programa (*ADMIC).

La manera de ejecutar el programa es como sigue:

R *ADMIC

Dicho programa esta elaborado de tal manera que el usuario pueda elegir la función a realizar, esto es, efectuar el diseño de un amplificador, el análisis de un amplificador o bien el diseño de microtiras. Cada una de estas funciones se tratan por separado en este manual.

Para el diseño de amplificadores se requieren los siguientes datos:

- Frecuencia mínima y máxima de operación del amplificador en GHz.
- Ganancia mínima del amplificador.
- Ruido máximo del amplificador.
- Número máximo de etapas.
- Frecuencia de diseño para cada etapa (inferior[1], central [2] o superior[3]).
- Número del transistor (nombre del archivo de datos del transistor previamente creado).
- Diseño para ruido o ganancia. Si el diseño es para bajo factor de ruido se debe suministrar el factor de ruido deseado y si es para ganancia introducir la ganancia deseada.
- Número de elementos de cada red de acoplamiento.
- Impedancia mínima y máxima de los elementos de acoplamiento requeridos en ohms.
- Longitudes eléctricas mínimas y máximas de los elementos de acoplamiento requeridos en grados.
- VSWR máximo de cada elemento de acoplamiento.

Los resultados entregados durante el proceso de diseño son los que se citan a continuación:

- Factor de estabilidad y círculos de estabilidad.
 - Coeficientes de reflexión óptimos para las condiciones deseadas de factor de ruido o ganancia.
 - Ganancia y factor de ruido totales para un número de etapas dado.
 - Círculos de ruido (opcionales).
 - Círculos de ganancia caso unilateral o caso general (opcionales).
-

- Redes de acoplamiento y VSWR de cada elemento.

A continuación se proporciona un ejemplo del diseño de amplificadores de dos etapas.

Ejemplo de Diseño:

```

OK, R *ADMIC
*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*      A      D      M      I      C      *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   D
GANANCIA MIN. DEL AMPLIFICADOR ?        20
RUIDO MAXIMO DEL AMPLIFICADOR ?         1.5
NUMERO MAXIMO DE ETAPAS ?               2
ETAPA NUMERO : 1
      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 2
NUMERO DE TRANSISTOR ?                  NE388
      PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
      (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.904< -72.00 2.099< 116.00 0.034< 52.00 0.732< -54.00
*****ESTABILIDAD A LA ENTRADA*****
CENTRO EN: 1.075 < 78.18 RADIO EN: 0.173 K= 0.361
*****ES CONDICIONALMENTE ESTABLE*****
*****ESTABILIDAD A LA SALIDA*****
CENTRO EN: 1.299 < 74.22 RADIO EN: 0.544 K= 0.361
*****ES CONDICIONALMENTE ESTABLE*****
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ?    R
FIGURA DE RUIDO DESEADO (DB)?          .99
NUMERO DE CIRCULOS DE RUIDO?            3
FR= 0.99  CENT= 0.640 < 65.12  RAD= 0.000
FR= 1.32  CENT= 0.558 < 65.12  RAD= 0.286
FR= 1.65  CENT= 0.491 < 65.12  RAD= 0.400
      GAMMA S      GAMMA L      FR(DB)
      0.640< 65.12  0.754< 62.00  0.99
G DE POTENCIA  G DISPONIBLE  G DE TRANSDUCTOR
      14.05      11.43      15.11
NUMERO DE CIRCULOS DE GANANCIA ?        2
CASO UNILAT O GENERAL (U,G) ?          G
***** PUERTO DE ENTRADA *****
GAN= 15.11  CENTRO= 0.808< 78.18  RADIO= 0.471
GAN= 13.11  CENTRO= 0.706< 78.18  RADIO= 0.547

```

```

***** PUERTO DE SALIDA *****
GAN= 15.11  CENTRO= 0.638< 74.22  RADIO= 0.675
GAN= 13.11  CENTRO= 0.492< 74.22  RADIO= 0.736
NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)                      NO
ETAPA NUMERO : 2
      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1),CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
NUMERO DE TRANSISTOR ?                      NE645
      PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
      (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.558< 120.80  1.822< 18.10  0.136< 49.40  0.422< -82.40
*****ESTABILIDAD A LA ENTRADA*****
CENTRO EN: 1.863 <-126.08  RADIO EN: 0.836 K= 1.060
*****ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE*****
*****ESTABILIDAD A LA SALIDA*****
CENTRO EN: 2.554 < 73.12  RADIO EN: 1.518 K= 1.060
*****ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE*****
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ? G
GANANCIA MAXIMA DISPONIBLE = 9.770 DB
GANANCIA DESEADA (DB)? 9.5
      GAMMA S      GAMMA L      FR(DB)
      0.763< -125.30  0.629< 73.12  4.30
G DE POTENCIA  G DISPONIBLE  G DE TRANSDUCTOR
      9.26      7.81      9.43
NUMERO DE CIRCULOS DE GANANCIA ? 3
CASO UNILAT O GENERAL (U,G) ? G
***** PUERTO DE ENTRADA *****
GAN= 9.43  CENTRO= 0.818<-126.08  RADIO= 0.150
GAN= 7.43  CENTRO= 0.616<-126.08  RADIO= 0.444
GAN= 5.43  CENTRO= 0.443<-126.08  RADIO= 0.627
***** PUERTO DE SALIDA *****
GAN= 9.43  CENTRO= 0.770< 73.12  RADIO= 0.168
GAN= 7.43  CENTRO= 0.546< 73.12  RADIO= 0.481
GAN= 5.43  CENTRO= 0.374< 73.12  RADIO= 0.663
NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)                      NO
NUMERO DE ETAPAS  GANANCIA  RUIDO
      2      24.536  1.167
***** REDES DE ACOPLAMIENTO *****
NUM.  Z ENTRADA  Z SALIDA
      1  50.000 J  0.000  33.889 J -66.653
NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
IMPEDANCIA (OHMS)MIN Y MAX. ? 20 90
LONGITUD(GRADOS) MIN Y MAX. ? 20 80
VSWR MAXIMO ? 1.5
FREC= 3.700  GAMMA = 0.050VSWR = 1.105
FREC= 3.950  GAMMA = 0.000VSWR = 1.000
FREC= 4.200  GAMMA = 0.053VSWR = 1.111
ELEM. # 1 LT  Z= 20.000  TE= 29.474  LAMD=0.0819
FREC= 3.700  GAMMA = 0.168VSWR = 1.404
FREC= 3.950  GAMMA = 0.000VSWR = 1.000

```

```

FREC= 4.200 GAMMA = 0.138 VSWR = 1.319
ELEM. # 2 LT Z= 88.688 TE= 52.899 LAMD=0.1469
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
R 1 50.000 X 1 0.000
ELEM. # 1 LT Z= 20.000 TE= 29.474 LAMD=0.0819
R 2 22.017 X 2 -19.805
ELEM. # 2 LT Z= 88.688 TE= 52.899 LAMD=0.1469
R 3 33.889 X 3 66.653
NUM. Z ENTRADA Z SALIDA
2 25.086 J -77.353 8.494 J 25.268
NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
IMPEDANCIA (OHMS) MIN Y MAX. ? 30 90
LONGITUD (GRADOS) MIN Y MAX. ? 30 60
VSWR MAXIMO ? 1.5
QUIERES SUMAR UN ELEMENTO ? (SI O NO) NO
IMPEDANCIA (OHMS) MIN Y MAX. ? 20 90
LONGITUD (GRADOS) MIN Y MAX. ? 20 90
VSWR MAXIMO ? 1.5
FREC= 3.700 GAMMA = 0.126 VSWR = 1.289
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.120 VSWR = 1.273
ELEM. # 1 LT Z= 86.316 TE= 67.895 LAMD=0.1886
FREC= 3.700 GAMMA = 0.147 VSWR = 1.345
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.131 VSWR = 1.302
ELEM. # 2 LT Z= 20.125 TE= 61.147 LAMD=0.1699
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
R 1 25.086 X 1 -77.353
ELEM. # 1 LT Z= 86.316 TE= 67.895 LAMD=0.1886
R 2 16.413 X 2 38.490
ELEM. # 2 LT Z= 20.125 TE= 61.147 LAMD=0.1699
R 3 8.494 X 3 -25.268
NUM. Z ENTRADA Z SALIDA
3 29.308 J -58.434 50.000 J 0.000
NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
IMPEDANCIA (OHMS) MIN Y MAX. ? 25 85
LONGITUD (GRADOS) MIN Y MAX. ? 25 85
VSWR MAXIMO ? 1.2
FREC= 3.700 GAMMA = 0.072 VSWR = 1.154
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.068 VSWR = 1.146
ELEM. # 1 LT Z= 78.684 TE= 40.789 LAMD=0.1133
FREC= 3.700 GAMMA = 0.052 VSWR = 1.109
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.052 VSWR = 1.110
ELEM. # 2 LT Z= 30.116 TE= 83.480 LAMD=0.2319
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
R 1 29.308 X 1 -58.434
ELEM. # 1 LT Z= 78.684 TE= 40.789 LAMD=0.1133
R 2 18.289 X 2 2.183
ELEM. # 2 LT Z= 30.116 TE= 83.480 LAMD=0.2319

```


Ejemplo de Análisis:

```

OK, R *ADMIC
*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C       *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   A
# DE ELEMENTOS ?                         8
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                 0.1
CODIGO DEL ELEMENTO # 1?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   20 29.474
CODIGO DEL ELEMENTO # 2?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   88.688 52.899
CODIGO DEL ELEMENTO # 3?
TR
# DE TRANSISTOR ?
                                           NE388
PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
(MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.890< -65.00 2.105< 121.10 0.032< 54.70 0.710< -48.00
0.904< -72.00 2.099< 116.00 0.034< 52.00 0.732< -54.00
0.900< -74.20 2.063< 112.80 0.034< 52.00 0.740< -56.60
CODIGO DEL ELEMENTO # 4?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   86.316 67.895
CODIGO DEL ELEMENTO # 5?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   20.125 61.147
CODIGO DEL ELEMENTO # 6?
TR
# DE TRANSISTOR ?
                                           NE645
PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
(MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.547< 128.70 2.079< 27.50 0.121< 52.50 0.414< -73.80
0.550< 124.00 1.890< 21.00 0.130< 51.00 0.420< -79.00
0.558< 120.80 1.822< 18.10 0.136< 49.40 0.422< -82.40
CODIGO DEL ELEMENTO # 7?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   78.684 40.789
CODIGO DEL ELEMENTO # 8?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) :   30.116 83.48
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.933 23.148 2.952 10.379 5.940 1.868 1.103

```

```

3.950 2.567 24.397 1.080 14.334 16.107 1.475 0.331
4.200 3.529 21.639 1.646 6.546 10.583 2.778 0.524
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 LT Z = 20.000 L = 29.474
ELEM # : 2 LT Z = 88.688 L = 52.899
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE388
ELEM # : 4 LT Z = 86.316 L = 67.895
ELEM # : 5 LT Z = 20.125 L = 61.147
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 78.684 L = 40.789
ELEM # : 8 LT Z = 30.116 L = 83.480
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) P
ELEMENTO # : 4
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 60 60
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.611 19.997 3.402 12.653 5.172 1.608 2.824
3.950 1.535 20.267 2.350 10.011 7.438 1.923 1.601
4.200 1.796 20.355 1.052 10.303 16.528 1.879 0.908
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) P
ELEMENTO # : 1
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20 33
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.557 20.317 3.819 12.487 4.622 1.623 2.826
3.950 1.524 20.572 2.589 10.125 6.760 1.906 1.604
4.200 1.843 20.340 1.054 10.541 16.497 1.846 0.911
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) P
ELEMENTO # : 2
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 90 50
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.626 19.970 3.362 12.443 5.232 1.627 2.820
3.950 1.496 20.690 2.668 9.807 6.563 1.956 1.595
4.200 1.729 21.028 1.245 10.491 13.976 1.852 0.902
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) P
ELEMENTO # : 5
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20 50
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.674 20.009 4.089 12.952 4.326 1.581 3.187
3.950 1.480 19.910 3.925 9.223 4.501 2.057 2.378
4.200 1.698 19.602 2.794 8.607 6.272 2.181 1.857
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) P
ELEMENTO # : 7
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 70 40
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.674 20.188 4.063 19.446 4.354 1.239 3.185
3.950 1.480 20.209 3.985 12.415 4.435 1.630 2.377
4.200 1.698 19.930 2.929 11.498 5.987 1.725 1.857
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO

```

```

MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P)          P
ELEMENTO # :                               8
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 35 75
  FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
  3.700  1.674 20.219 3.843 23.287 4.594 1.147 3.184
  3.950  1.480 20.442 3.763 22.214 4.689 1.168 2.376
  4.200  1.698 20.205 2.817 19.748 6.220 1.230 1.855
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 LT Z = 20.000 L = 33.000
ELEM # : 2 LT Z = 90.000 L = 50.000
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE388
ELEM # : 4 LT Z = 60.000 L = 60.000
ELEM # : 5 LT Z = 20.000 L = 50.000
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 70.000 L = 40.000
ELEM # : 8 LT Z = 35.000 L = 75.000
MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P)          NO
QUIERES NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)          NO
QUIERES REALIZAR EN MICROTIRA ? (SI,NO)NO
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

Para el diseño de microtiras el programa requiere de la siguiente información:

- Frecuencia de diseño.
- Número de transformaciones a microtiras.
- Material dieléctrico.
- Constante dieléctrica.
- Espesor del dieléctrico en centímetros.
- Valores de impedancia (ohms) y longitud eléctrica (grados) de cada elemento.

Entregando como resultados el ancho y largo de cada elemento en centímetros. A continuación se presenta un ejemplo para el cálculo de las microtiras.

Ejemplo de Diseño de Microtiras:

```

OK, R *ADMIC
*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*      A      D      M      I      C      *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           4.2 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   M
CUANTAS TRANSFORMACIONES A MICROTIRA ? 6
MATERIAL DIELECTRICO ?
DUROID 5880
CONSTANTE DIELECTRICA ?                 2.23
ESPESOR DEL DIELECTRICO ?               0.07874
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    20 33
ELEM # 1 LT Z= 20.000 W= 0.804 L= 0.457
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    90 50
ELEM # 2 LT Z= 90.000 W= 0.087 L= 0.738
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    60 60
ELEM # 3 LT Z= 60.000 W= 0.181 L= 0.868
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    20 50
ELEM # 4 LT Z= 20.000 W= 0.804 L= 0.693
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    70 40
ELEM # 5 LT Z= 70.000 W= 0.139 L= 0.583
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS):    35 75
ELEM # 6 LT Z= 35.000 W= 0.397 L= 1.060
*** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

No obstante que el programa puede realizar las funciones anteriormente mencionadas por separado, tiene la capacidad de diseñar, analizar y calcular las dimensiones de las microtiras en forma secuencial. A continuación se proporciona un ejemplo para ilustrar la secuencia que sigue el programa:

Ejemplo de Diseño, Análisis y Cálculo de Microtiras.

```

OK, R *ADMIC
*****
*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*
*   A       D       M       I       C   *
PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.
*****
RANGO DE FRECUENCIAS EN GHZ ?           3.7 4.2
DISEÑO (D), ANALISIS (A) MICROS (M) :   D
GANANCIA MIN. DEL AMPLIFICADOR ?        20
RUIDO MAXIMO DEL AMPLIFICADOR ?         1.5
NUMERO MAXIMO DE ETAPAS ?               2
ETAPA NUMERO : 1
      FRECUENCIA DE DISEÑO
INFERIOR(1), CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 2
NUMERO DE TRANSISTOR ?                  NE388
      PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11          S21          S12          S22
      (MAGN<ANGL)  (MAGN<ANGL)  (MAGN<ANGL)  (MAGN<ANGL)
      0.904< -72.00 2.099< 116.00 0.034< 52.00 0.732< -54.00
*****ESTABILIDAD A LA ENTRADA*****
CENTRO EN: 1.075 < 78.18 RADIO EN: 0.173 K= 0.361
*****ES CONDICIONALMENTE ESTABLE*****
*****ESTABILIDAD A LA SALIDA*****
CENTRO EN: 1.299 < 74.22 RADIO EN: 0.544 K= 0.361
*****ES CONDICIONALMENTE ESTABLE*****
DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R, G) ?   R
FIGURA DE RUIDO DESEADO (DB)?          0.99
NUMERO DE CIRCULOS DE RUIDO?            3
FR= 0.99  CENT= 0.640 < 65.12  RAD= 0.000
FR= 1.32  CENT= 0.558 < 65.12  RAD= 0.286
FR= 1.65  CENT= 0.491 < 65.12  RAD= 0.400
      GAMMA S          GAMMA L          FR(DB)
      0.640< 65.12    0.754< 62.00    0.99
G DE POTENCIA  G DISPONIBLE  G DE TRANSDUCTOR
      14.05          11.43          15.11
NUMERO DE CIRCULOS DE GANANCIA ?        3
CASO UNILAT O GENERAL (U, G) ?         G
***** PUERTO DE ENTRADA *****
GAN= 15.11  CENTRO= 0.808< 78.18  RADIO= 0.471
GAN= 13.11  CENTRO= 0.706< 78.18  RADIO= 0.547
GAN= 11.11  CENTRO= 0.588< 78.18  RADIO= 0.636
***** PUERTO DE SALIDA *****
GAN= 15.11  CENTRO= 0.638< 74.22  RADIO= 0.675
GAN= 13.11  CENTRO= 0.492< 74.22  RADIO= 0.736
GAN= 11.11  CENTRO= 0.361< 74.22  RADIO= 0.803
NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)                NO
ETAPA NUMERO : 2
      FRECUENCIA DE DISEÑO

```

INFERIOR(1),CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? 3
 NUMERO DE TRANSISTOR ? NE645
 PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
 S11 S21 S12 S22
 (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
 0.558< 120.80 1.822< 18.10 0.136< 49.40 0.422< -82.40
 *****ESTABILIDAD A LA ENTRADA*****
 CENTRO EN: 1.863 <-126.08 RADIO EN: 0.836 K= 1.060
 *****ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE*****
 *****ESTABILIDAD A LA SALIDA*****
 CENTRO EN: 2.554 < 73.12 RADIO EN: 1.518 K= 1.060
 *****ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE*****
 DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ? G
 GANANCIA MAXIMA DISPONIBLE = 9.770 DB
 GANANCIA DESEADA (DB)? 9.5
 GAMMA S GAMMA L FR(DB)
 0.763< -125.30 0.629< 73.12 4.30
 G DE POTENCIA G DISPONIBLE G DE TRANSDUCTOR
 9.26 7.81 9.43
 NUMERO DE CIRCULOS DE GANANCIA ? 3
 CASO UNILAT O GENERAL (U,G) ? G
 ***** PUERTO DE ENTRADA *****
 GAN= 9.43 CENTRO= 0.818<-126.08 RADIO= 0.150
 GAN= 7.43 CENTRO= 0.616<-126.08 RADIO= 0.444
 GAN= 5.43 CENTRO= 0.443<-126.08 RADIO= 0.627
 ***** PUERTO DE SALIDA *****
 GAN= 9.43 CENTRO= 0.770< 73.12 RADIO= 0.168
 GAN= 7.43 CENTRO= 0.546< 73.12 RADIO= 0.481
 GAN= 5.43 CENTRO= 0.374< 73.12 RADIO= 0.663
 NUEVO DISEÑO ? (SI O NO) NO
 NUMERO DE ETAPAS GANANCIA RUIDO
 2 24.536 1.167
 ***** REDES DE ACOPLAMIENTO *****
 NUM. Z ENTRADA Z SALIDA
 1 50.000 J 0.000 33.889 J -66.653
 NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
 IMPEDANCIA (OHMS)MIN Y MAX. ? 20 90
 LONGITUD(GRADOS) MIN Y MAX. ? 20 90
 VSWR MAXIMO ? 1.5
 FREC= 3.700 GAMMA = 0.053 VSWR = 1.112
 FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
 FREC= 4.200 GAMMA = 0.056 VSWR = 1.118
 ELEM. # 1 LT Z= 20.000 TE= 31.053 LAMD=0.0863
 FREC= 3.700 GAMMA = 0.170 VSWR = 1.410
 FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
 FREC= 4.200 GAMMA = 0.139 VSWR = 1.323
 ELEM. # 2 LT Z= 82.736 TE= 55.735 LAMD=0.1548
 ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
 R 1 50.000 X 1 0.000
 ELEM. # 1 LT Z= 20.000 TE= 31.053 LAMD=0.0863
 R 2 20.860 X 2 -19.358

```

ELEM. # 2 LT Z= 82.736 TE= 55.735 LAMB=0.1548
R 3 33.889 X 3 66.653
NUM. Z ENTRADA Z SALIDA
2 25.086 J -77.353 8.494 J 25.268
NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
IMPEDANCIA (OHMS) MIN Y MAX. ? 20 90
LONGITUD(GRADOS) MIN Y MAX. ? 20 90
VSWR MAXIMO ? 1.5
FREC= 3.700 GAMMA = 0.126 VSWR = 1.289
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.120 VSWR = 1.273
ELEM. # 1 LT Z= 86.316 TE= 67.895 LAMB=0.1886
FREC= 3.700 GAMMA = 0.147 VSWR = 1.345
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.131 VSWR = 1.302
ELEM. # 2 LT Z= 20.125 TE= 61.147 LAMB=0.1699
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
R 1 25.086 X 1 -77.353
ELEM. # 1 LT Z= 86.316 TE= 67.895 LAMB=0.1886
R 2 16.413 X 2 38.490
ELEM. # 2 LT Z= 20.125 TE= 61.147 LAMB=0.1699
R 3 8.494 X 3 -25.268
NUM. Z ENTRADA Z SALIDA
3 29.308 J -58.434 50.000 J 0.000
NUMERO DE ELEMENTOS ? 2
IMPEDANCIA (OHMS) MIN Y MAX. ? 20 90
LONGITUD(GRADOS) MIN Y MAX. ? 20 90
VSWR MAXIMO ? 1.5
FREC= 3.700 GAMMA = 0.069 VSWR = 1.148
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.066 VSWR = 1.141
ELEM. # 1 LT Z= 82.631 TE= 38.421 LAMB=0.1067
FREC= 3.700 GAMMA = 0.050 VSWR = 1.105
FREC= 3.950 GAMMA = 0.000 VSWR = 1.000
FREC= 4.200 GAMMA = 0.050 VSWR = 1.105
ELEM. # 2 LT Z= 30.772 TE= 86.603 LAMB=0.2406
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) SI
R 1 29.308 X 1 -58.434
ELEM. # 1 LT Z= 82.631 TE= 38.421 LAMB=0.1067
R 2 18.980 X 2 1.133
ELEM. # 2 LT Z= 30.772 TE= 86.603 LAMB=0.2406
R 3 50.000 X 3 0.000
QUIERES ANALIZAR ? (SI O NO) SI
# DE ELEMENTOS ? 8
ATENUACION (DB/LAMBDA) ? 0.1
CODIGO DEL ELEMENTO # 1?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20 31.053
CODIGO DEL ELEMENTO # 2?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 82.736 55.735

```

CODIGO DEL ELEMENTO # 3?

TR

DE TRANSISTOR ?

NE388

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR			
S11	S21	S12	S22
(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)
0.890< -65.00	2.105< 121.10	0.032< 54.70	0.710< -48.00
0.904< -72.00	2.099< 116.00	0.034< 52.00	0.732< -54.00
0.900< -74.20	2.063< 112.80	0.034< 52.00	0.740< -56.60

CODIGO DEL ELEMENTO # 4?

LT

IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 86.316 67.895

CODIGO DEL ELEMENTO # 5?

LT

IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20.125 61.147

CODIGO DEL ELEMENTO # 6?

TR

DE TRANSISTOR ?

NE645

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR			
S11	S21	S12	S22
(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)	(MAGN<ANGL)
0.547< 128.70	2.079< 27.50	0.121< 52.50	0.414< -73.80
0.550< 124.00	1.890< 21.00	0.130< 51.00	0.420< -79.00
0.558< 120.80	1.822< 18.10	0.136< 49.40	0.422< -82.40

CODIGO DEL ELEMENTO # 7?

LT

IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 82.631 38.421

CODIGO DEL ELEMENTO # 8?

LT

IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 30.772 86.603

FREC.	RUIDO	GANANCIA	PRE	PRS	VSWRE	VSWRS	K
3.700	1.935	23.142	2.941	10.441	5.963	1.860	1.106
3.950	2.567	24.395	1.086	14.332	16.012	1.475	0.333
4.200	3.546	21.583	1.613	6.644	10.803	2.741	0.525

QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI

ELEM # : 1 LT Z = 20.000 L = 31.053

ELEM # : 2 LT Z = 82.736 L = 55.735

ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE388

ELEM # : 4 LT Z = 86.316 L = 67.895

ELEM # : 5 LT Z = 20.125 L = 61.147

ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645

ELEM # : 7 LT Z = 82.631 L = 38.421

ELEM # : 8 LT Z = 30.772 L = 86.603

MODIFICACION DE LA RED ? (NO, T, P) P

ELEMENTO # : 4

IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 60 60

FREC.	RUIDO	GANANCIA	PRE	PRS	VSWRE	VSWRS	K
3.700	1.615	19.973	3.385	12.564	5.197	1.616	2.830
3.950	1.535	20.263	2.358	10.013	7.412	1.923	1.607
4.200	1.808	20.276	1.044	10.354	16.656	1.872	0.912

QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) NO

```

MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P)      T
# DE ELEMENTOS ?                        8
ATENUACION (DB/LAMBDA) ?               0.1
CODIGO DEL ELEMENTO # 1?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20 33
CODIGO DEL ELEMENTO # 2?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 90 50
CODIGO DEL ELEMENTO # 3?
TR
# DE TRANSISTOR ?                      NE388
PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
(MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.890< -65.00 2.105< 121.10 0.032< 54.70 0.710< -48.00
0.904< -72.00 2.099< 116.00 0.034< 52.00 0.732< -54.00
0.900< -74.20 2.063< 112.80 0.034< 52.00 0.740< -56.60
CODIGO DEL ELEMENTO # 4?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 60 60
CODIGO DEL ELEMENTO # 5?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 20 50
CODIGO DEL ELEMENTO # 6?
TR
# DE TRANSISTOR ?                      NE645
PARAMETROS S DEL TRANSISTOR
      S11      S21      S12      S22
(MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
0.547< 128.70 2.079< 27.50 0.121< 52.50 0.414< -73.80
0.550< 124.00 1.890< 21.00 0.130< 51.00 0.420< -79.00
0.558< 120.80 1.822< 18.10 0.136< 49.40 0.422< -82.40
CODIGO DEL ELEMENTO # 7?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 70 40
CODIGO DEL ELEMENTO # 8?
LT
IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : 35 75
FREC. RUIDO GANANCIA PRE PRS VSWRE VSWRS K
3.700 1.674 20.219 3.843 23.287 4.594 1.147 3.184
3.950 1.480 20.442 3.763 22.214 4.689 1.168 2.376
4.200 1.698 20.205 2.817 19.748 6.220 1.230 1.855
QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO) SI
ELEM # : 1 LT Z = 20.000 L = 33.000
ELEM # : 2 LT Z = 90.000 L = 50.000
ELEM # : 3 TR TRANSISTOR NUMERO:NE388
ELEM # : 4 LT Z = 60.000 L = 60.000
ELEM # : 5 LT Z = 20.000 L = 50.000
ELEM # : 6 TR TRANSISTOR NUMERO:NE645
ELEM # : 7 LT Z = 70.000 L = 40.000

```

ELEM # : 8 LT Z = 35.000 L = 75.000
 MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P) NO
 QUIERES NUEVO DISEÑO ? (SI O NO) NO
 QUIERES REALIZAR EN MICROTIRA ? (SI,NO) SI
 MATERIAL DIELECTRICO ? DUROID 5880
 CONSTANTE DIELECTRICA ? 2.23
 ESPESOR DEL DIELECTRICO ?(CMS) 0.07874
 ELEM # 1 LT Z= 20.000 W= 0.804 L= 0.457
 ELEM # 2 LT Z= 90.000 W= 0.087 L= 0.738
 ELEM # 3 TR Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
 ELEM # 4 LT Z= 60.000 W= 0.181 L= 0.868
 ELEM # 5 LT Z= 20.000 W= 0.804 L= 0.693
 ELEM # 6 TR Z= 0.000 W= 0.000 L= 0.000
 ELEM # 7 LT Z= 70.000 W= 0.139 L= 0.583
 ELEM # 8 LT Z= 35.000 W= 0.397 L= 1.060
 TRANSFORMACIONES DE ELEMENTOS ADICIONALES
 CUANTAS TRANSFORMACIONES A MICROTIRA ? 2
 MATERIAL DIELECTRICO ?
 DUROID 5880
 CONSTANTE DIELECTRICA ? 2.23
 ESPESOR DEL DIELECTRICO ? 0.07874
 IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS): 120 90
 ELEM # 1 LT Z=120.002 W= 0.044 L= 1.347
 IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS): 20 90
 ELEM # 2 LT Z= 20.000 W= 0.804 L= 1.247
 *** ** TERMINA EL DISEÑO ** ***

```

C ***AMPLIFICADORES DE MICROONDAS***
C ::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
C   PROGRAMA PARA EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE N ETAPAS.
C   J O S E L U I S M E D I N A M O N R O Y
C   OCTUBRE 13 DE 1981                      C I C E S E
C ::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
SINSERT SYSCOM>KEYS.F
  INTEGER*2 TRANS(4),PRE,ELEM(50)
  COMPLEX AB(4),Y1,Y2,Y3,Y4,S1,S2,S3,S4,DEX
  DIMENSION G(10),R(10),BB(10,10),FT(10),REN(30),XEN(30)
  1,RSA(30),XSA(30),RA(30),XA(30),RB(30),XB(30),ES(3)
  1,Z(50),TE(50),W(50),ALON(50),ZR(50),XLAM(50)
  1,F(3),S(6,8),S11M(3,50),S11A(3,50),S21M(3,50)
  1,S21A(3,50),S12M(3,50),S12A(3,50),S22M(3,50),S22A(3,50)
  1,RN(3,50),GOM(3,50),GOA(3,50),FMI(3,50),FRC(3)
  1,FRT(3),GAT(3),EPR(3),SPR(3),VSE(3),VSS(3)
  CALL TNOU('*****',40)
  CALL TNOU('*DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS*',40)
  CALL TNOU('*      A      D      M      I      C      *',40)
  CALL TNOU('PROGRAMA REALIZADO POR : J. L. MEDINA M.',40)
  CALL TNOU('*****',40)
  CALL TONL
  CALL TNOUA('RANGO DE FRECUENCIAS EN GHz ?           ',40)
  READ(1,*)F(1),F(3)
  F(2)=(F(3)+F(1))/2.0
  FC=F(2)
  FI=F(1)
  FA=F(3)
  CALL TNOUA('DISEÑO (D),ANÁLISIS (A) MICROS (M) :    ',40)
  READ(1,113)PRE
  IF(PRE.EQ.'A')GO TO 127
  IF(PRE.EQ.'M')GO TO 116
137 CALL TNOUA('GANANCIA MIN. DEL AMPLIFICADOR ?           ',40)
  READ(1,*)AG
  CALL TNOUA('RUIDO MÁXIMO DEL AMPLIFICADOR ?           ',40)
  READ(1,*)RT
103 CALL TNOUA('NÚMERO MÁXIMO DE ETAPAS ?                 ',40)
  READ(1,*)N
  DO 102 I=1,N
  WRITE(1,101)I
101 FORMAT('ETAPA NÚMERO : ',I3)
  CALL TNOU('          FRECUENCIA DE DISEÑO           ',40)
  CALL TNOUA('INFERIOR(1),CENTRAL(2) O SUPERIOR(3) ? ',40)
  READ(1,*)IF
  FREQ=F(IF)
  CALL AMPLIF (FREQ,IF,GTD,FN,RS,XS,RL,XL)
  G(I)=GTD
  R(I)=FN
  REN(I)=RS
  XEN(I)=XS
  RSA(I)=RL

```

```

      XSA(I)=XL
102  CONTINUE
      DO 104 M=1,N
      R(M)=10.0**((R(M)/10.0)
104  G(M)=10.0**((G(M)/10.0)
      IF(N.NE.1)GO TO 115
      RO=10.0*ALOG10(R(M))
      AO=10.0*ALOG10(G(M))
      J=1
      GO TO 111
115  DO 105 J=2,N
      BB(J,0)=1.0
      L=J-1
      DO 106 I=1,L
      K=I-1
106  BB(J,I)=G(I)*BB(J,K)
      FT(1)=R(1)
      FT(J)=FT(L)+(R(J)-1.0)/BB(J,I)
      AO=0
      DO 107 I=1,J
      RO=10.0*ALOG10(FT(I))
      GDB=10.0*ALOG10(G(I))
107  AO=GDB+AO
111  IF(RO.GT.RT) GO TO 103
      IF(AO.GE.AG) GO TO 108
105  CONTINUE
      CALL TNOU('AUMENTA EL NUMERO DE ETAPAS ',28)
      GO TO 103
108  WRITE(1,109)
109  FORMAT('NUMERO DE ETAPAS      GANANCIA      RUIDO')
      WRITE(1,110) J,AO,RO
110  FORMAT(6X,I3,8X,F8.3,3X,F8.3)
      MM=J+1
      RA(1)=50.0
      XA(1)=0.0
      RB(MM)=50.0
      XB(MM)=0.0
      DO 112 J=2,MM
      I=J-1
      RB(I)=REN(I)
      XB(I)=XEN(I)*(-1.0)
      RA(J)=RSA(I)
      XA(J)=XSA(I)*(-1.0)
112  CONTINUE
      CALL TNOU('***** REDES DE ACOPLAMIENTO *****',40)
      DO 114 LN=1,MM
      CALL TNOU('NUM.      Z ENTRADA      Z SALIDA ',40)
      WRITE(1,117)LN,RA(LN),XA(LN),RB(LN),XB(LN)
117  FORMAT(I3,2X,F8.3,' J',F8.3,2X,F8.3,' J',F8.3)
      CALL ACOPL(RA,XA,RB,XB,LN,Z,TE,FI,FA)
114  CONTINUE

```

```

CALL TNOUA('QUIERES ANALIZAR ?(SI O NO)                                ',40)
READ(1,113)PRE
IF(PRE.EQ.'SI')GO TO 127
GO TO 116
127 CALL TNOUA('# DE ELEMENTOS ?                                        ',40)
READ(1,*)NE
CALL TNOUA('ATENUACION (DB/LAMBDA) ?                                  ',40)
READ(1,*)ATEN
DO 119 I=1,NE
WRITE(1,120)I
120 FORMAT('CODIGO DEL ELEMENTO #',I2,'?')
READ(1,113)ELEM(I)
IF(ELEM(I).NE.'CS')GO TO 206
CALL TNOUA('VALOR DEL CAPACITOR (PF)                                ?    ',40)
READ(1,*)Z(I)
TE(I)=0.0
GO TO 119
206 IF(ELEM(I).NE.'TR')GO TO 121
CALL TNOUA('# DE TRANSISTOR ?                                        ',40)
READ(1,113)TRANS
CALL SRCH$$ (KSREAD,TRANS,8,1,0,0)
DO 122 J=1,6
122 READ(5,*) (S(J,K),K=1,8)
CALL TNOU('PARAMETROS S DEL TRANSISTOR',46)
WRITE(1,141)
141 FORMAT('          S11          S21          S12          S22  ')
WRITE(1,142)
142 FORMAT(' (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
1')
DO 126 J=1,3
S11M(J,I)=S(J,1)
S11A(J,I)=S(J,2)
S12M(J,I)=S(J,3)
S12A(J,I)=S(J,4)
S21M(J,I)=S(J,5)
S21A(J,I)=S(J,6)
S22M(J,I)=S(J,7)
S22A(J,I)=S(J,8)
WRITE(1,140)S11M(J,I),S11A(J,I),S21M(J,I),S21A(J,I),S12M(J,I),
1,S12A(J,I),S22M(J,I),S22A(J,I)
140 FORMAT(F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,
1'<',F7.2)
M=J+3
RN(J,I)=S(M,1)
GOM(J,I)=S(M,2)
GOA(J,I)=S(M,3)
FMI(J,I)=S(M,4)
126 CONTINUE
CALL SRCH$$ (KSCLOS,TRANS,8,1,0,0)
GO TO 119
121 CALL TNOUA('IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : ',40)

```

```

      READ(1,*)Z(I),TE(I)
119  CONTINUE
200  WRITE(1,125)
125  FORMAT('  FREQ.  RUIDO  GANANCIA  PRE  PRS  VSWRE  VSWRS  K  ')
      DO 123 K=1,3
        CALL ANALIS(K,F,FC,S11M,S11A,S21M,S21A,S12M,S12A
1      ,S22M,S22A,RN,GOM,GOA,FMI,ELEM,Z,TE,NE,ATEN,AB,FRC)
        CALL CABCDY(AB,Y1,Y2,Y3,Y4)
        CALL CPYAS(Y1,Y2,Y3,Y4,S1,S2,S3,S4)
        FRT(K)=10.0*ALOG10(FRC(K))
        GAT(K)=10.0*ALOG10(CABS(S3)*CABS(S3))
        EPR(K)=-20.0*ALOG10(CABS(S1))
        SPR(K)=-20.0*ALOG10(CABS(S4))
        VSE(K)=(1.0+CABS(S1))/(1.0-CABS(S1))
        VSS(K)=(1.0+CABS(S4))/(1.0-CABS(S4))
        DEX=(S1*S4)-(S2*S3)
        ES(K)=(1.0+(((CABS(DEX))*2)-((CABS(S1))*2)-((CABS(S4))*2))
1      /(2.0*(CABS(S2))*CABS(S3))
        WRITE(1,124)F(K),FRT(K),GAT(K),EPR(K),SPR(K),VSE(K),VSS(K),ES(K)
124  FORMAT(8F7.3)
123  CONTINUE
        CALL TNOUA('QUIERES IMPRIMIR ELEMENTOS ? (SI O NO)  ',40)
        READ(1,113)PRE
        IF(PRE.EQ.'NO')GO TO 207
        DO 202 KK=1,NE
          IF(ELEM(KK).EQ.'TR')GO TO 203
          WRITE(1,201)KK,ELEM(KK),Z(KK),TE(KK)
201  FORMAT('ELEM # : ',I2,X,A2,' Z = ',F8.3,' L = ',F8.3)
          GO TO 202
203  WRITE(1,205)(KK),ELEM(KK),TRANS
205  FORMAT('ELEM # : ',I2,X,A2,' TRANSISTOR NUMERO:',4A2)
202  CONTINUE
207  CALL TNOUA('MODIFICACION DE LA RED ? (NO,T,P)  ',40)
        READ(1,113)PRE
        IF(PRE.EQ.'NO')GO TO 136
        IF(PRE.EQ.'T')GO TO 127
        CALL TNOUA('ELEMENTO # : ',40)
        READ(1,*)I
        CALL TNOUA('IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS) : ',40)
        READ(1,*)Z(I),TE(I)
        GO TO 200
136  CALL TNOUA('QUIERES NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)  ',40)
        READ(1,113)PRE
        IF(PRE.EQ.'SI')GO TO 137
        CALL TNOUA('QUIERES REALIZAR EN MICROTIRA ? (SI,NO)',40)
        READ(1,113)PRE
        IF(PRE.EQ.'NO') GO TO 128
        CALL TNOUA('MATERIAL DIELECTRICO ? ',40)
        READ(1,113)PRE
113  FORMAT(4A2)
        CALL TNOUA('CONSTANTE DIELECTRICA ? ',40)

```

```

READ(1,*)PER
CALL TNOUA('ESPESOR DEL DIELECTRICO ?(CMS)           ',40)
READ(1,*)H
DO 129 I=1,NE
IF(ELEM(I).EQ.'TR')GO TO 130
IF(ELEM(I).EQ.'CS')GO TO 130
GO TO 131
130 ZR(I)=0.0
W(I)=0.0
ALON(I)=0.0
GO TO 132
131 CALL MICROS(PER,H,FA,Z,TE,I,W,ALON,ZR)
132 WRITE(1,133)I,ELEM(I),ZR(I),W(I),ALON(I)
133 FORMAT('ELEM # ',I2,2X,A2,' Z=',F7.3,' W=',F7.3,' L=',F7.3)
129 CONTINUE
CALL TNOU('TRANSFORMACIONES DE ELEMENTOS ADICIONALES',41)
116 CALL TNOUA('CUANTAS TRANSFORMACIONES A MICROTIRA ? ',40)
READ(1,*)MM
IF(MM.EQ.0)GO TO 128
CALL TNOU('MATERIAL DIELECTRICO ?           ',40)
READ(1,113)PRE
CALL TNOUA('CONSTANTE DIELECTRICA ?           ',40)
READ(1,*)PER
CALL TNOUA('ESPESOR DEL DIELECTRICO ?           ',40)
READ(1,*)H
DO 134 L=1,MM
CALL TNOUA('IMPEDANCIA(OHMS) Y LONGITUD(GRADOS): ',40)
READ(1,*)Z(L),TE(L)
ELEM(L)='LT'
CALL MICROS(PER,H,FA,Z,TE,L,W,ALON,ZR)
WRITE(1,133)L,ELEM(L),ZR(L),W(L),ALON(L)
134 CONTINUE
128 CALL TNOUA(' *** ** TERMINA EL DISENO ** ***           ',40)
CALL EXIT
END
SUBROUTINE AMPLIF(FREC,IF,GTD,FN,RS,XS,RL,XL)
SINSERT SYSCOM>KEYS.F
INTEGER*2 TRANS(4),PRE
COMPLEX S11,S21,S12,S22,DEL,C1,C2,GAMS,GAML,CF,RPD
DIMENSION A(6,8)
502 CALL TNOUA('NUMERO DE TRANSISTOR ?           ',40)
READ(1,100)TRANS
100 FORMAT(4A2)
CALL SRCH$$ (KSREAD,TRANS,8,1,0,0)
DO 601 JF=1,6
601 READ(5,*) (A(JF,K),K=1,8)
S11M=A(IF,1)
S11A=A(IF,2)
S12M=A(IF,3)
S12A=A(IF,4)
S21M=A(IF,5)

```

```

S21A=A(IF,6)
S22M=A(IF,7)
S22A=A(IF,8)
PI=3.1415927
CALL RECTAN(PI,S11A,S11M,S11)
CALL RECTAN(PI,S21A,S21M,S21)
CALL RECTAN(PI,S12A,S12M,S12)
CALL RECTAN(PI,S22A,S22M,S22)
CALL TNOU('PARAMETROS S DEL TRANSISTOR',46)
WRITE(1,105)
105 FORMAT('S11S21S12S22')
WRITE(1,106)
106 FORMAT(' (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL) (MAGN<ANGL)
1')
WRITE(1,107)S11M,S11A,S21M,S21A,S12M,S12A,S22M,S22A
107 FORMAT(F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,'<',F7.2,X,F6.3,
1'<',F7.2)
G1=10.0*ALOG10(1.0/((1.0-((CABS(S11))**2))))
G0=10.0*ALOG10((CABS(S21))**2)
G2=10.0*ALOG10(1.0/((1.0-((CABS(S22))**2))))
GTU=G1+G0+G2
DEL=(S11*S22)-(S12*S21)
B1=1.0+((CABS(S11))**2)-((CABS(S22))**2)-((CABS(DEL))**2)
B2=1.0+((CABS(S22))**2)-((CABS(S11))**2)-((CABS(DEL))**2)
C1=S11-(DEL*CONJG(S22))
C2=S22-(DEL*CONJG(S11))
D1=((CABS(S11))**2)-(CABS(DEL)**2)
D2=((CABS(S22))**2)-(CABS(DEL)**2)
CALL TNOU('*****ESTABILIDAD A LA ENTRADA*****',40)
CALL ESTAB(PI,S11,S21,S12,S22,DEL,C1,D1,B1,EST)
CALL TNOU('*****ESTABILIDAD A LA SALIDA*****',40)
CALL ESTAB(PI,S11,S21,S12,S22,DEL,C2,D2,B2,EST)
503 IK=IF+3
CALL TNOU('DISEÑO PARA RUIDO O GANANCIA (R,G) ?',40)
READ(1,100)PRE
IF(PRE.EQ.'R')GO TO 200
IF(EST.LT.1.0)GO TO 201
IF(B1.GT.0.0)GO TO 202
GAMS=(CONJG(C1))*((B1+SQRT((B1**2)-(4.0*((CABS(C1))**2))))
1/(2.0*((CABS(C1))**2)))
GMA=10.0*ALOG10((CABS(S21/S12))*(EST+SQRT((EST**2)-1.0)))
GO TO 203
202 GAMS=(CONJG(C1))*((B1-SQRT((B1**2)-(4.0*((CABS(C1))**2))))
1/(2.0*((CABS(C1))**2)))
GMA=10.0*ALOG10((CABS(S21/S12))*(EST-SQRT((EST**2)-1.0)))
203 IF(B2.GT.0.0)GO TO 204
GAML=(CONJG(C2))*((B2+SQRT((B2**2)-(4.0*((CABS(C2))**2))))
1/(2.0*((CABS(C2))**2)))
GO TO 205
204 GAML=(CONJG(C2))*((B2-SQRT((B2**2)-(4.0*((CABS(C2))**2))))
1/(2.0*((CABS(C2))**2)))

```

```

205 WRITE(1,206)GMA
206 FORMAT('GANANCIA MAXIMA DISPONIBLE =',F8.3,X,'DB')
    FN=A(1K,4)
    CALL TNOUA('GANANCIA DESEADA (DB)?' ,40)
    READ(1,*)GD
    IF(GD.GE.GMA)GO TO 500
    GO TO 210
201 GMS=10.0*ALOG10(CABS(S21/S12))
    WRITE(1,207)GMS
207 FORMAT('GANANCIA MAXIMA ESTABLE=',F8.3,' DB')
    CALL TNOUA('GANANCIA DESEADA (DB)?' ,40)
    READ(1,*)GD
210 CALL CIRGEN(PI,S22,S11,S12,S21,D2,C2,GD,EST,1,DM,CGA)
    CALL RECTAN(PI,CGA,DM,GAML)
    GAMS=CONJG(S11+((S21*S12*GAML)/(1.0-S22*GAML)))
    GLM=DM
    GLA=CGA
    CALL POLAR(PI,GAMS,GSM,GSA)
    FN=A(1K,4)
    GO TO 600
200 RN=A(1K,1)/50.0
    GOM=A(1K,2)
    GOA=A(1K,3)
    FMIN=A(1K,4)
    CALL TNOUA('FIGURA DE RUIDO DESEADO (DB)?' ,40)
    READ(1,*)FRD
    CALL RECTAN(PI,GOA,GOM,CF)
    FI=FMIN
    FMIN=10.0**((FMIN/10.0))
    CALL TNOUA('NUMERO DE CIRCULOS DE RUIDO?' ,40)
    READ(1,*)N
    IF(N.EQ.0)GO TO 119
    CALL CIRUID (GOA,RN,FMIN,CF,FI,N)
119 SII=S11A*(-1.0)
    DOA=(SII-GOA)/10000
    DOM=(S11M-GOM)/10000
    FRD=10.0**((FRD/10.0))
    FRD=10.0*ALOG10(FRD)
    DO 130 L=1,10000
    CALL RECTAN(PI,GOA,GOM,GAMS)
    FIG=FMIN+((4.0*RN*((CABS(GAMS-CF))**2))/
    1((1.0-((CABS(GAMS))**2))*((CABS(1.0+CF))**2)))
    FN=10.0*ALOG10(FIG)
    IF(FN.GE.FRD) GO TO 131
    IF(SII.GE.GOA) GO TO 132
    GOA=GOA-ABS(DOA)
    GO TO 133
132 GOA=GOA+ABS(DOA)
133 IF(S11M.GE.GOM) GO TO 134
    GOM=GOM-ABS(DOM)
    GO TO 130

```

```

134 GOM=GOM+ABS(DOM)
130 CONTINUE
131 GAML=CONJG(S22+((S21*S12*GAMS)/(1.0-S11*GAMS)))
500 CALL POLAR(PI,GAMS,GSM,GSA)
    CALL POLAR(PI,GAML,GLM,GLA)
600 GTD=10.0*ALOG10((((CABS(S21))**2)*(1.0-((CABS(GAMS))**2))*
1(1.0-((CABS(GAML))**2)))/((CABS(((1.0-S11*GAMS)*(1.0-S22*
1GAML))-(S12*S21*GAML*GAMS)))**2))
    RPD=GAML*(S22-DEL*CONJG(S11))
    RPR=REAL(RPD)
    GPD=10.0*ALOG10((((CABS(S21))**2)*(1.0-CABS(GAML)**2))/CABS((1.0-
1CABS(S11)**2)+((CABS(GAML)**2)*((CABS(S22)**2)-(CABS(DEL)**2)))
1-2.0*RPR))
    RPD=GAMS*(S11-DEL*CONJG(S22))
    RPR=REAL(RPD)
    GPA=10.0*ALOG10((((CABS(S21))**2)*(1.0-CABS(GAMS)**2))/CABS((1.0-
1CABS(S22)**2)+((CABS(GAMS)**2)*((CABS(S11)**2)-(CABS(DEL)**2)))
1-2.0*RPR))
    WRITE(1,166)
166 FORMAT('          GAMMA S          GAMMA L          FR(DB)  ')
    WRITE(1,135)GSM,GSA,GLM,GLA, FN
135 FORMAT(F8.3,'<',F8.2,X,F8.3,'<',F8.2,X,F6.2)
    CALL TNOU('G DE POTENCIA   G DISPONIBLE   G DE TRANSDUCTOR',46)
    WRITE(1,137)GPD,GPA,GTD
137 FORMAT(3X,F7.2,9X,F7.2,8X,F7.2)
    CALL TNOUA('NUMERO DE CIRCULOS DE GANANCIA ?          ',40)
    READ(1,*)N
    IF(N.EQ.0)GO TO 138
    CALL TNOUA('CASO UNILAT  O GENERAL (U,G) ?          ',40)
    READ(1,100)PRE
    IF(PRE.EQ.'U')GO TO 136
    GX=GTD
    CALL TNOU('***** PUERTO DE ENTRADA *****',40)
    CALL CIRGEN(PI,S11,S22,S12,S21,D1,C1,GX,EST,N,DM,CGA)
    CALL TNOU('***** PUERTO DE SALIDA *****',40)
    GX=GTD
    CALL CIRGEN(PI,S22,S11,S12,S21,D2,C2,GX,EST,N,DM,CGA)
    GO TO 138
136 GTU=(((CABS(S21))**2)*(1.0-((CABS(GAMS))**2))*(1.0-((
1CABS(GAML))**2)))/(((CABS(1.0-S11*GAMS))**2)*((CABS(1.0
1-S22*GAML))**2))
    GTUD=10.0*ALOG10(GTU)
    WRITE(1,140)GTUD
140 FORMAT('GANANCIA DE TRANSDUCTOR UNILATERAL =',F8.3,X,'DB')
    CALL TNOU('***** PUERTO DE ENTRADA *****',40)
    CALL CIRUNI(G1,S11A,S11,N)
    CALL TNOU('***** PUERTO DE SALIDA *****',40)
    CALL CIRUNI(G2,S22A,S22,N)
138 GS=GSA*PI/180.0
    DS=1.0+GSM**2-2.0*GSM*COS(GS)
    RS=((1.0-GSM**2)*50.0)/DS

```

```

XS=(2.0*GSM*SIN(GS)*50.0)/DS
GL=GLA*PI/180.0
DL=1.0+GLM**2-2.0*GLM*COS(GL)
RL=((1.0-GLM**2)*50.0)/DL
XL=(2.0*GLM*SIN(GL)*50.0)/DL
CALL TNOUA('NUEVO DISEÑO ? (SI O NO)                                ',40)
READ(1,100)PRE
IF(PRE.EQ.'NO') GO TO 501
CALL TNOUA('NUEVO TRANSISTOR ? (SI O NO)                            ', 40)
READ(1,100) PRE
IF(PRE.EQ.'SI')GO TO 501
GO TO 503
501 CALL SRCH$$ (KSCLOS,TRANS,8,1,0,0)
IF(PRE.EQ.'SI')GO TO 502
RETURN
END
SUBROUTINE ESTAB(PI,S11,S21,S12,S22,DEL,A,B,C,EST)
COMPLEX S11,S21,S12,S22,DEL,CE,A
EST=(1.0+((CABS(DEL))**2)-((CABS(S11))**2)-((CABS(S22))**2))
1/(2.0*(CABS(S12))*(CABS(S21)))
CE=(CONJG(A))/(B)
RE=ABS((CABS(S12*S21))/(B))
CALL POLAR(PI,CE,CEM,CEA)
WRITE(1,10)CEM,CEA,RE,EST
10 FORMAT('CENTRO EN:',F6.3,X,'<',F7.2,2X,'RADIO EN:',F6.3,X,
1'K=',F6.3)
IF(EST.LT.1.0) GO TO 11
IF(C.GT.0.0)GO TO 12
DM=CEM-RE
IF((DM.LT.-1.0).OR.(DM.GT.1.0))GO TO 12
11 CALL TNOU('*****ES CONDICIONALMENTE ESTABLE*****',40)
GO TO 13
12 CALL TNOU('*****ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE*****',40)
13 RETURN
END
SUBROUTINE CIRUID (GOA,RN,FMIN,CF,FI,N)
COMPLEX CF
DX=FI/N
DO 2 K =1,N
FI=10.0*(FI/10.0)
FNI=((FI-FMIN)/(4.0*RN))*((CABS(1.0+CF))**2)
CFI=CABS(CF)/(1.0+FNI)
RFI=(1.0/(1.0+FNI))*(SQRT((FNI**2)+FNI*(1.0-(CABS(CF))**2)))
FI=10.0*ALOG10(FI)
WRITE(1,3)FI,CFI,GOA,RFI
3 FORMAT('FR=',F6.2,2X,'CENT=',F6.3,X,'<',F7.2,2X,'RAD=',F6.3)
FI=FI+DX
2 CONTINUE
RETURN
END
SUBROUTINE CIRGEN(PI,A,B,S12,S21,C,D,GX,EST,N,DM,CGA)

```

```

COMPLEX A,B,S12,S21,CG,D
P1=(CABS(S12*S21))
DO 1 I=1,N
GX=10.0**((GX/10.0)
GI=GX/(((CABS(S21))**2)
CG=(GI*(CONJG(D)))/(1.0+(GI*C))
RG=(1.0-(2.0*EST*P1*GI)+(P1**2)*(GI**2))/(1.0+(GI*C))
RG=SQRT(ABS(RG))
GX=10.0*ALOG10(GX)
CALL POLAR(PI,CG,CGM,CGA)
IF(N.EQ.1)GO TO 2
WRITE(1,3)GX,CGM,CGA,RG
3 FORMAT('GAN=',F6.2,3X,'CENTRO=',F6.3,'<',F7.2,2X,'RADIO=',F6.3)
GX=GX-2.0
1 CONTINUE
2 DM=ABS(CGM-RG)
RETURN
END
SUBROUTINE CIRUNI(Y1,Y3,V1,N)
COMPLEX V1
GC1=10.0**((Y1/10.0)
S1A=Y3*(-1.0)
DX=Y1/N
DO 1 I=1,N
GCI=10.0**((Y1/10.0)
AGI=GCI/GC1
DI=(AGI*(CABS(V1)))/(1.0-(((CABS(V1))**2)*(1.0-AGI)))
IF(AGI.LT.1.0)GO TO 2
RI=0.0
GO TO 3
2 RI=((SQRT(1.0-AGI))*(1.0-(((CABS(V1))**2))))/
1(1.0-(((CABS(V1))**2)*(1.0-AGI))
3 WRITE(1,4)Y1,DI,S1A,RI
4 FORMAT('GAN=',F6.2,3X,'CENTRO=',F6.3,'<',F7.2,2X,'RADIO=',F6.3)
1 Y1=Y1-DX
RETURN
END
SUBROUTINE ACOPL(RA,XA,RA,XB,LN,Z,TE,FI,FA)
SINSERT SYSCOM>KEYS.F
INTEGER*2 PREG(50),PRE
DIMENSION R(50),X(50),Z(50),TE(50),XLAM(50)
1,RA(50),XA(50),RB(50),XB(50)
PI=3.1415927
40 CALL TNOUA('NUMERO DE ELEMENTOS ?',40)
READ(1,*)N
50 CALL TNOUA('IMPEDANCIA (OHMS)MIN Y MAX. ?',40)
READ(1,*)ZMIN,ZMAX
CALL TNOUA('LONGITUD(GRADOS) MIN Y MAX. ?',40)
READ(1,*)TMIN,TMAX
CALL TNOUA('VSWR MAXIMO ?',40)
READ(1,*)VX

```

```

      IF(N.EQ.3) ITER=6
      ITER=20
      DZ=(ZMAX-ZMIN)/(ITER-1)
      DT=(TMAX-TMIN)/(ITER-1)
24  R(1)=RA(LN)
      X(1)=XA(LN)
      K=N-1
      DO 10 I=1,N
      IN=I-1
      J=I+1
      L=I+2
      PREG(I)='LT'
      IF(N.EQ.1) GO TO 21
      Z(I)=ZMIN
      TE(I)=TMIN
      IF(N.EQ.2) GO TO 1000
      TE(IN)=TMIN
      Z(IN)=ZMAX
1000 DO 2 IM=1,ITER
      DO 3 IL=1,ITER
      DO 4 IJ=1,ITER
      DO 5 IK=1,ITER
      TR=TE(I)*PI/180.0
      TAN=SIN(TR)/COS(TR)
      DX=(Z(I)-X(I)*TAN)**2+(R(I)*TAN)**2
      R(J)=Z(I)*(R(I)*Z(I)*(1.0+TAN**2)/DX)
      X(J)=Z(I)*(X(I)*Z(I)+TAN*(Z(I)**2-R(I)**2
1- X(I)**2-Z(I)*X(I)*TAN))/DX
      IF(I.NE.K) GO TO 10
      GO TO 23
21  J=1
23  XR=(R(J)*(RB(LN)**2+XB(LN)**2)-RB(LN)*(R(J)**2+X(J)**2))/
1 (RB(LN)-R(J))
      IF(XR.GE.0.0) GO TO 32
      IF(J.EQ.1) GO TO 1
      GO TO 62
1  CALL TNOUA('QUIERES SUMAR UN ELEMENTO ? (SI O NO) ',40)
      READ(1,11)PRE
      IF(PRE.EQ.'NO') GO TO 50
      N=N+1
      WRITE(1,15)N
15  FORMAT('EL NUMERO DE ELEMENTOS ES:',I2)
      GO TO 24
32  Z(J)=SQRT(XR)
      PREG(J)='LT'
      AX=R(J)*XB(LN)-RB(LN)*X(J)
      IF(AX.NE.0.0) GO TO 25
      TE(J)=90.0
      GO TO 39
25  TE(J)=ATAN((Z(J)*(R(J)-RB(LN)))/AX)*180.0/PI
      IF(TE(J).GT.0.0) GO TO 39

```

```

      TE(J)=TE(J)+180.0
39  TR=TE(J)*PI/180.0
      TAN=SIN(TR)/COS(TR)
      DX=(Z(J)-X(J)*TAN)**2+(R(J)*TAN)**2
      R(L)=Z(J)*(R(J)*Z(J)*(1.0+TAN**2)/DX)
      X(L)=Z(J)*(X(J)*Z(J)+TAN*(Z(J)**2-R(J)**2
1-X(J)**2-Z(J)*X(J)*TAN))/DX
      IF(Z(J).LT.ZMIN)GO TO 62
      IF(Z(J).GT.ZMAX)GO TO 62
      IF(TE(J).LT.TMIN)GO TO 62
      IF(TE(J).GT.TMAX)GO TO 62
      DO 81 II=1,N
      NJ=II+1
      CALL BANDW(R(II),X(II),R(NJ),X(NJ),Z(II),TE(II),FI,FA,RV,VX)
      IF(RV.EQ.1.0)GO TO 62
      XLAM(II)=TE(II)/360.0
      WRITE(1,27)II,PREG(II),Z(II),TE(II),XLAM(II)
81  CONTINUE
      CALL TNOUA('ELEMENTOS SATISFACTORIOS ? (SI O NO) ',40)
      READ(1,11)PRE
      IF(PRE.EQ.'SI')GO TO 29
62  Z(I)=Z(I)+DZ
      5  CONTINUE
      Z(I)=ZMIN
      TE(I)=TE(I)+DT
      4  CONTINUE
      IF(N.EQ.2)GO TO 1
      TE(I)=TMIN
      TE(IN)=TE(IN)+DT
      TR=TE(IN)*PI/180.0
      TAN=SIN(TR)/COS(TR)
      DX=(Z(IN)-X(IN)*TAN)**2+(R(IN)*TAN)**2
      R(I)=Z(IN)*(R(IN)*Z(IN)*(1.0+TAN**2)/DX)
      X(I)=Z(IN)*(X(IN)*Z(IN)+TAN*(Z(IN)**2-R(IN)**2
1-X(IN)**2-Z(IN)*X(IN)*TAN))/DX
      3  CONTINUE
      TE(IN)=TMIN
      Z(IN)=Z(IN)-DZ
      TR=TE(IN)*PI/180.0
      TAN=SIN(TR)/COS(TR)
      DX=(Z(IN)-X(IN)*TAN)**2+(R(IN)*TAN)**2
      R(I)=Z(IN)*(R(IN)*Z(IN)*(1.0+TAN**2)/DX)
      X(I)=Z(IN)*(X(IN)*Z(IN)+TAN*(Z(IN)**2-R(IN)**2
1-X(IN)**2-Z(IN)*X(IN)*TAN))/DX
      2  CONTINUE
      CALL TNOU('SON TODAS LAS COMBINACIONES REALIZABLES ',40)
11  FORMAT(4A2)
      GO TO 40
10  CONTINUE
29  DO 26 L=1,N
      XLAM(L)=TE(L)/360.0

```

```

WRITE(1,82)L,R(L),L,X(L)
WRITE(1,27)L,PREG(L),Z(L),TE(L),XLAM(L)
27 FORMAT('ELEM. #',I2,2X,A2,' Z=',F7.3,' TE=',F7.3,' LAMD=',F6.4)
26 CONTINUE
LL=L+1
WRITE(1,82)LL,R(LL),LL,X(LL)
82 FORMAT('R',I2,3X,F8.3,3X,'X',I2,3X,F8.3)
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE MICROS(PER,H,FREC,Z,TE,L,W,ALON,ZR)
DIMENSION Z(30),ZR(30),W(30),ALON(30),TE(30)
PI=3.1415927
ALAO=3.0E10/(FREC*1.0E9)
REL=0.0001
MAX=50
4 DO 1 K=1,MAX
W(L)=REL*H
EES=SQRT(((PER+1.)/2.)+((PER-1.)/2.)/SQRT(1.+10.*H/W(L)))
VP=1.0/EES
IF(REL.LE.1.0) GO TO 2
ZR(L)=((120.*PI)/((W(L)/H)+2.46-0.49*(H/W(L))+(1.-(H/W(L)))*6.
1))*VP
GO TO 3
2 ZR(L)=(60.0*ALOG((8.0*H/W(L))+(W(L)/4.0*H)))*VP
3 IF(MAX.EQ.50)GO TO 5
IF(ZR(L).GE.Z(L))GO TO 6
7 MAX=10000
REL=REL-5.0E-5
GO TO 4
5 IF(ZR(L).LE.Z(L))GO TO 7
REL=REL+0.5
1 CONTINUE
6 ALON(L)=(TE(L)*ALAO*VP)/360.0
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE ANALIS (K,F,FC,S11M,S11A,S21M,S21A,S12M,S12A
1,S22M,S22A,RN,GOM,GOA,FMI,ELEM,Z,TE,NE,ATEN,AB,FRC)
$INSERT SYSCOM>KEYS.F
INTEGER*2 ELEM(50)
COMPLEX GXL,S1,S2,S3,S4,AB(4),AC(4),AD(4),AA(4),Y1,Y2,Y3,Y4,Y0
1,YS,GO,XX,A(3,50),B(3,50),C(3,50),D(3,50),CCOSH,CSINH,CTANH
DIMENSION F(3),Z(50),TE(50),FRC(10),U(10),FN(10),S11M(3,50)
1,S11A(3,50),S21M(3,50),S21A(3,50),S12M(3,50),S12A(3,50),
1S22M(3,50),S22A(3,50),RN(3,50),GOM(3,50),GOA(3,50),FMI(3,50)
KK=1
ZO=50.0
PI=3.1415927
AB(1)=CMPLX(1.0,0.0)
AB(2)=CMPLX(0.0,0.0)
AB(3)=CMPLX(0.0,0.0)

```

```

AB(4)=CMPLX(1.0,0.0)
DO 10 I=1,NE
ALFA=(TE(I)/360.0)*(F(K)/FC)*(ATEN/8.686)
BETA=(TE(I)/360.0)*(2.0*PI)*(F(K)/FC)
GXL=CMPLX(ALFA,BETA)
IF(ELEM(I).EQ.'LT')GO TO 11
IF(ELEM(I).EQ.'SA')GO TO 12
IF(ELEM(I).EQ.'SC')GO TO 13
IF(ELEM(I).EQ.'CS')GO TO 14
IF(ELEM(I).EQ.'TR')GO TO 15
11 A(K,I)=CCOSH(GXL)
   B(K,I)=(Z(I)/Z0)*CSINH(GXL)
   C(K,I)=(Z0/Z(I))*CSINH(GXL)
   D(K,I)=CCOSH(GXL)
   GO TO 16
12 A(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   B(K,I)=CMPLX(0.0,0.0)
   C(K,I)=(Z0/Z(I))*CTANH(GXL)
   D(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   GO TO 16
13 A(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   B(K,I)=CMPLX(0.0,0.0)
   C(K,I)=Z0/(Z(I)*CTANH(GXL))
   D(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   GO TO 16
14 A(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   B(K,I)=CMPLX(0.0,1.0)/(2.0*PI*Z(I)*F(K)*Z0*0.001)
   C(K,I)=CMPLX(0.0,0.0)
   D(K,I)=CMPLX(1.0,0.0)
   GO TO 16
15 S1M=S11M(K,I)
   S1A=S11A(K,I)
   S2M=S12M(K,I)
   S2A=S12A(K,I)
   S3M=S21M(K,I)
   S3A=S21A(K,I)
   S4M=S22M(K,I)
   S4A=S22A(K,I)
   CALL RECTAN(PI,S1A,S1M,S1)
   CALL RECTAN(PI,S2A,S2M,S2)
   CALL RECTAN(PI,S3A,S3M,S3)
   CALL RECTAN(PI,S4A,S4M,S4)
   XX=CMPLX(1.0,0.0)
   A(K,I)=(S2*S3+(XX+S1)*(XX-S4))/(2.0*S3)
   B(K,I)=(-S2*S3+(XX+S1)*(XX+S4))/(2.0*S3)
   C(K,I)=(-S2*S3+(XX-S1)*(XX-S4))/(2.0*S3)
   D(K,I)=(S2*S3+(XX-S1)*(XX+S4))/(2.0*S3)
16 AC(1)=AB(1)*A(K,I)+AB(2)*C(K,I)
   AC(2)=AB(1)*B(K,I)+AB(2)*D(K,I)
   AC(3)=AB(3)*A(K,I)+AB(4)*C(K,I)
   AC(4)=AB(3)*B(K,I)+AB(4)*D(K,I)

```

```

AB(1)=AC(1)
AB(2)=AC(2)
AB(3)=AC(3)
AB(4)=AC(4)
M=I+1
IF(ELEM(M).NE.'TR')GO TO 10
FD=10**((FMI(K,M)/10.0)
S1M=S11M(K,M)
S1A=S11A(K,M)
CALL RECTAN(PI,S1A,S1M,S1)
AA(1)=CMPLX(1.0,0.0)
AA(2)=CMPLX(0.0,0.0)
AA(3)=Z0/(((1.0,0.0)+S1)/((1.0,0.0)-S1)*Z0)
AA(4)=CMPLX(1.0,0.0)
AD(1)=AB(1)*AA(1)+AB(2)*AA(3)
AD(2)=AB(1)*AA(2)+AB(2)*AA(4)
AD(3)=AB(3)*AA(1)+AB(4)*AA(3)
AD(4)=AB(3)*AA(2)+AB(4)*AA(4)
CALL CABCDY(AD,Y1,Y2,Y3,Y4)
CALL CPYAS(Y1,Y2,Y3,Y4,S1,S2,S3,S4)
U(KK)=CABS(S3)*CABS(S3)
CALL CABCDY(AB,Y1,Y2,Y3,Y4)
CALL CPYAS(Y1,Y2,Y3,Y4,S1,S2,S3,S4)
YS=Z0/(((1.0,0.0)+S4)/((1.0,0.0)-S4)*Z0)
GS=REAL(YS)
BS=AIMAG(YS)
IF(GS.LT.0.01)GS=0.01
GO1=GOM(K,M)
GO2=GOA(K,M)
CALL RECTAN(PI,GO2,GO1,GO)
Y0=Z0/(((1.0,0.0)+GO)/((1.0,0.0)-GO)*Z0)
GO=REAL(Y0)
BO=AIMAG(Y0)
RN(K,M)=RN(K,M)/Z0
FN(KK)=FD+(RN(K,M)*((GS-GO)**2+(BS-BO)**2))/GS
IF(KK.LE.1)GO TO 17
FRC(KK)=FRC(KK-1)+(FN(KK)-1.0)/U(KK)
GO TO 18
17 FRC(KK)=FN(KK)
18 KK=KK+1
FRC(K)=FRC(KK-1)
RN(K,M)=RN(K,M)*Z0
10 CONTINUE
RETURN
END
SUBROUTINE BANDW(RA,XA,RB,XB,Z,TE,FI,FA,RV,VX)
DIMENSION F(3),XM(3),VS(3)
COMPLEX GAM,GAD,GAN
RV=0.0
XB=XB*(-1.0)
F(1)=FI

```

```

F(3)=FA
F(2)=(F(1)+F(3))/2.0
DO 10 I=1,3
DF=F(1)/F(2)
RAP=RA/Z
RBP=RB/Z
XAP=XA/Z
XBP=XB/Z
IF(XA.LT.0.0)GO TO 1
XAP=XAP*DF
GO TO 2
1 XAP=XAP/DF
2 IF(XB.LT.0.0)GO TO 3
XBP=XBP*DF
GO TO 4
3 XBP=XBP/DF
4 TT=TE*DF*(3.1415927/180.0)
TAN=SIN(TT)/COS(TT)
RN=RAP+TAN*(XAP*RBP-XBP*RAP)-RBP
AIN=TAN*(RAP*RBP+XAP*XBP)-XAP-(XBP+TAN)
RD=RAP+TAN*(XAP*RBP-XBP*RAP)+RBP
AID=TAN*(RAP*RBP+XAP*XBP)-XAP+(XBP+TAN)
GAN=CMPLX(RN,AIN)
GAD=CMPLX(RD,AID)
GAM=GAN/GAD
XMA=SQRT((REAL(GAM))**2+(AIMAG(GAM))**2)
XAN=(ATAN2(AIMAG(GAM),REAL(GAM)))*(180.0/3.1415927)
VSWR=(1.0+XMA)/(1.0-XMA)
XM(I)=XMA
VS(I)=VSWR
IF(VS(I).LE.VX)GO TO 6
RV=1.0
GO TO 7
6 CONTINUE
10 CONTINUE
DO 8 I=1,3
WRITE(1,5)F(I),XM(I),VS(I)
5 FORMAT('FREC=',F8.3,' GAMMA = ',F8.3,' VSWR = ',F8.3)
8 CONTINUE
7 XB=XB*(-1.0)
RETURN
END
SUBROUTINE CPYAS(X1,X2,X3,X4,Y1,Y2,Y3,Y4)
COMPLEX X1,X2,X3,X4,Y1,Y2,Y3,Y4,D
D=((1.0,0.0)+X1)*((1.0,0.0)+X4)-X2*X3
Y1=((1.0,0.0)-X1)*((1.0,0.0)+X4)+X2*X3)/D
Y2=-2.0*X2/D
Y3=-2.0*X3/D
Y4=((1.0,0.0)-X4)*((1.0,0.0)+X1)+X2*X3)/D
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE CABCDY(A,Y1,Y2,Y3,Y4)
COMPLEX A,Y1,Y2,Y3,Y4
DIMENSION A(4)
Y1=A(4)/A(2)
Y2=A(3)-A(1)*A(4)/A(2)
Y3=-1.0/A(2)
Y4=A(1)/A(2)
RETURN
END
COMPLEX FUNCTION CCOSH(X)
COMPLEX X,CMPLX
CCOSH = (CEXP(X)+CEXP(-X))/2.0
RETURN
END
COMPLEX FUNCTION CSINH(X)
COMPLEX X,CMPLX
CSINH=(CEXP(X)-CEXP(-X))/2.0
RETURN
END
COMPLEX FUNCTION CTANH(X)
COMPLEX X,CMPLX
XRE=REAL(X)
XIM=AIMAG(X)
IF((XIM.GT.4.71237) .AND. (XIM .LT. 4.712391))XIM=4.71237
IF((XIM .GT. 1.57078) .AND. (XIM .LT. 1.57081)) XIM=1.57078
TAIMG=SIN(XIM)/COS(XIM)
CTANH=CMPLX(TANH(XRE),TAIMG)/CMPLX(1.0,TANH(XRE)*TAIMG)
RETURN
END
SUBROUTINE RECTAN(PI,XAN,XMA,CRE)
COMPLEX CRE
AR=XAN*(PI/180.0)
XRE=XMA*COS(AR)
XIM=XMA*SIN(AR)
CRE=CMPLX(XRE,XIM)
RETURN
END
SUBROUTINE POLAR(PI,CRE,XMA,XAN)
COMPLEX CRE
XMA=SQRT((REAL(CRE))**2+(AIMAG(CRE))**2)
XAN=(ATAN2(AIMAG(CRE),REAL(CRE)))*(180.0/PI)
RETURN
END

```