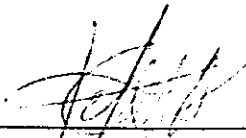


Resumen de la Tesis de David Covarrubias Rosales presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Física Aplicada con opción en Instrumentación Electrónica y Telecomunicaciones.

Ensenada, Baja California, México. JULIO DE 1981.

CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS.

Resumen aprobado por:



Dr. / ARTURO SERRANO S.
Director de Tesis

En el diseño de amplificadores de microondas, resulta importante conocer lo más preciso posible los parámetros de dispersión o parámetros s del transistor de microondas, debido a que la mayoría de las ecuaciones de diseño involucran el uso de estos parámetros. Una de las formas de definir el valor de estos parámetros es caracterizándolos mediante diferentes técnicas de medición. De todas éstas, la que utiliza una técnica de barrido de frecuencia es la que define más rápida y eficientemente y en un ancho de banda continuo el valor de los parámetros s. Utilizando esta técnica de barrido, por medio del Analizador de Redes, se caracterizarán los parámetros s del transistor de microondas, y se determinarán las características de reflexión y de transmisión de un amplificador de bajo ruido de microondas.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DEPARTAMENTO DE FISICA APLICADA

CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE
TRANSISTORES DE MICROONDAS

TESIS

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

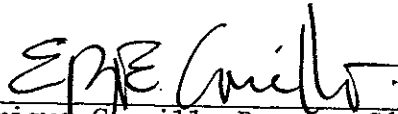
DAVID COVARRUBIAS ROSALES

Ensenada, B.C., Julio de 1981

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Director del Comité

Dr. José Pomalaza Díaz, Miembro del Comité


Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Miembro del Comité

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


Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Coordinador Académico

Tesis presentada en Julio 24, 1981.

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi sincero agradecimiento a mi asesor y director de tesis el Dr Arturo Serrano Santoyo por su constante apoyo en la realización de este trabajo, sin el cual hubiera sido imposible desarrollarlo.

De la misma manera deseo agradecer a los miembros de mi comité de tesis, Dr José Pomaláza D. y Dr. Enrique Carrillo, por la revisión del material presentado y sus valiosas críticas tendientes a mejorar el mismo.

Un reconocimiento especial a todo el personal del taller de mecánica fina del Departamento de Física Aplicada por su valiosa ayuda en la construcción del equipo.

Mi agradecimiento a los Ings. Carlos Navarro y Jesús Montes, así como al M. en C. Román López por su valiosa ayuda en la elaboración de los programas de computadora.

Mi reconocimiento y gratitud a todo el personal de Coordinación Académica por su valiosa ayuda a lo largo de todos los estudios.

CONTENIDO

		<u>Página</u>
I.	INTRODUCCION	
1.	Motivación del problema	1
2.	Objetivos del trabajo	2
3.	Métodos y procedimientos	3
4.	Materiales y equipo	4
II.	CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR GaAsFET DE MICROONDAS	
1.	Introducción	5
2.	Estructura y funcionamiento del transistor GaAsFET	8
3.	Circuito equivalente de señal pequeña del-GaAsFET	15
4.	Conclusiones	18
III.	CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS MEDIANTE EL ANALIZADOR DE REDES	
1.	Introducción	20
2.	Teoría de los parámetros s	22
3.	Descripción del Analizador de Redes de Microondas	
a.	Sistema conceptual del Analizador de Redes	27
b.	Descripción del equipo de medición	30

i.	Generador de barrido	31
ii.	Instrumento transductor	31
ia.	Instrumento transductor para mediciones de reflexión-transmisión (HP8743A)	32
iib.	Conjunto de prueba de los parámetros S (HP8746B)	35
iii.	Convertidor armónico de frecuencia-Analizador de redes (hp8411A)-(HP8410A)	39
iv.	Sistemas de información visual (pantallas)	43
iva.	Módulo indicador de magnitud-fase (HP8412A)	43
ivb.	Módulo indicador de ganancia-fase (HP8413A0	46
ivc.	Módulo polar (HP8414A)	48
4.	Metodología para la caracterización de los parámetros s de dispositivos de microondas mediante el analizador de redes	
a.	Procedimientos generales de premedición	50
b.	Calibración del sistema de medición	53
c.	Procedimientos de medición de los parámetros s	54
5.	Conclusiones	56
IV.	CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS. DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA BASE DE PRUEBA.	
1.	Introduccción	57
2.	Definición y evaluación de los vectores error del equipo de medición analizador de redes de microondas	58

	<u>Página</u>
3. Medición de los parámetros de transistores de microondas GaAsFET	76
4. Análisis de resultados	80
5. Diseño y construcción de la base de prueba experimental, Modificaciones a la base de prueba comercial	84
6. Caracterización de las bases de prueba	89
7. Caracterización de un amplificador de bajo ruido de microondas	99
8. Conclusiones	101
 V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
1. Conclusiones generales	102
2. Recomendaciones para futuros trabajos	104
 LITERATURA CITADA	106
APENDICE I	108
APENDICE II	110
APENDICE III	116

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	"ARBOL GENEALOGICO" DEL TRANSISTOR FET DE MICROONDAS.	7
2	TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET) PRO- PUESTO POR W. SHOCKLEY.	8
3	SECCION TRANSVERSAL DE UN TRANSISTOR GaAsFET DE MICROONDAS.	9
4	CARACTERISTICA CORRIENTE-VOLTAJE DEL TRANSISTOR FET.	11
5	CARACTERISTICA DE LA TRANSCONDUCTANCIA Y DE DRENAJE-FUENTE DE UN FET TIPICO.	14
6	CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSISTOR MESFET (6a y 6b).	16
7	REPRESENTACION DE LAS ONDAS DE VOLTAJE PARA UNA RED DE DOS PUERTOS.	23
8	GRAFICA DEL FLUJO DE SEÑALES PARA UNA RED LINEAL DE DOS PUERTOS.	24
9	PARAMETROS DE LA RED OBTENIDOS DE LA MEDICION DE TRANSMISION Y REFLEXION.	26
10	SISTEMA CONCEPTUAL DEL ANALIZADOR DE REDES DE MICROONDAS.	27
11	DIAGRAMA A BLOQUES DEL RECEPTOR.	29
12	DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA ANALI- ZADOR DE REDES DE MICROONDAS.	30
13	INSTRUMENTO TRANSDUCTOR HP8743A.	33
14	DIAGRAMA RF SIMPLIFICADO DEL TRANS- DUCTOR HP8743A.	34
15	INSTRUMENTO TRANSDUCTOR HP8746A.	35
16	DIAGRAMA RF SIMPLIFICADO DEL INSTRU- MENTO TRANSDUCTOR HP8746B.	36

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
17	DIAGRAMA RF DEL TRANSDUCTOR 8746B PARA CADA UNA DE LAS MEDICIONES DE LOS PARAMETROS S.	38
18	SISTEMA BASICO UTILIZADO EN EL ANALIZADOR DE PA RA EFECTUAR LA TRASLACION DE FRECUENCIA POR TEC NICAS DE MUESTREO.	41
19a	MODULO INDICADOR DE MAGNITUD-FASE HP8412A.	44
19b	DIAGRAMA A BLOQUES SIMPLIFICADO DEL MODULO INDI CADOR DE MAGNITUD-FASE HP8412A	45
20	DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE GANANCIA-FASE.	47
21	MEDIDOR DE GANANCIA-FASE HP8413A.	47
22	DIAGRAMA A BLOQUES DE LA PANTALLA POLAR.	49
23	PANTALLA POLAR HP8414A.	49
24	DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL ANALIZADOR DE REDES PARA PREMEDICION Y CALIBRACION.	51
25	MODELO DE 10 VECTORES ERROR PARA EL SISTEMA DE MEDICION ANALIZADOR DE REDES DE ALTA FRECUENCIA.	61
26a y 26b	SIGNIFICADO FISICO DEL ERROR DIRECTIVIDAD.	62
27	FLUJO DEL VECTOR ERROR e_{11} DEBIDO A EFECTOS DE DESACOPLAMIENTO.	63
28a	CUATRO ESTANDARES UTILIZADOS.EL CIRCUITO CORTO, ABIERTO Y LA LINEA DE TRANSMISION DE 50 OHM - FUERON CONSTRUIDOS EN LA MISMA BASE EXPERIMEN TAL,MIENTRAS QUE COMO CARGA"PERFECTA" SE UTILI ZO LA CARGA MOVIL.	67
28b	CARGA MOVIL DE 50 OHMS CONECTADA AL PUERTO 1 - DEL TRANSDUCTOR PARA DETERMINAR M_{0m} .	68
28c	CIRCUITO CORTO CONECTADO AL TRANSDUCTOR PARA - DETERMINAR M_{0s} Y M'_{3s} SELECCIONANDO S_{11} Y S_{22} RESP.	68
28d	CIRCUITO ABIERTO CONECTADO AL TRANSDUCTOR PARA DETERMINAR M_{0o} Y M'_{3o} SELECCIONANDO S_{11} Y S_{22} RESPECTIVAMENTE DEL TABLERO DEL TRANSDUCTOR.	69

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
28e	LINEA DE TRANSMISION DE 50 OHMS CONECTADA AL TRANSDUCTOR PARA DETERMINAR M_{0t} Y M_{3t} SELECCIONANDO S_{12} Y S_{21} RESPECTIVAMENTE EN EL TABLERO DEL TRANSDUCTOR.	70
30a	ESTANDARES DE CIRCUITO CORTO Y DE TRANSMISION UTILIZADOS EN LA CALIBRACION DEL EQUIPO DE MEDICION.	75
30b	EL CIRCUITO CORTO ES CONECTADO AL TRANSDUCTOR DONDE SE SELECCIONA EL PARAMETRO DE REFLEXION. LOS CONTROLES DEL EQUIPO DE MEDICION SON AJUSTADOS PARA OBTENER EN LA PANTALLA POLAR $1,180^\circ$ Y EN EL INDICADOR DE GANANCIA-FASE 0DB DE GANANCIA Y 180° DE FASE.	75
30c	EL EQUIPO SE CALIBRA PARA MEDICIONES DE TRANSMISION AJUSTANDOSE SUS CONTROLES PARA OBTENER EN LA PANTALLA POLAR LA CONDICION DE $1,0^\circ$ Y EN EL MEDIDOR DE GANANCIA-FASE LA CONDICION DE 0 DB Y 0° .	76
31a	TRANSISTOR GAASFET NE24483 MONTADO EN LA BASE DE PRUEBA COMERCIAL HP11608A.	77
31b	TRANSISTOR GAASFET NE24483 MONTADO EN LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL PARA LA CARACTERIZACION DE SUS PARAMETROS S.	78
32	CONEXIONES UTILIZADAS EN LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL.	80
33	DEFORMACION QUE SUFRE EL CABLE COAXIAL DE LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL AL CONECTARSE CON EL EQUIPO DE MEDICION.	81
34	DIAGRAMA ESQUEMATICO QUE PRESENTA LAS PARTES QUE INTEGRAN LA BASE DE PRUEBA HP11608A.	85
35a	DIMENSIONES EN PULGADAS DE LA ESTRUCTURA DE TIERRA DE LA BASE DE PRUEBA COMERCIAL HP SIN MAQUINAR.	86
35b	DIMENSIONES EN PULGADAS DE LA ESTRUCTURA DE TIERRA YA MAQUINADA.	86
36a	CALIBRADOR PARA REFLEXION, TODAS LAS UNIDADES ESTAN EN PULGADAS.	88

FIGURAPágina

36b	CALIBRADOR PARA TRANSMISTON, TODAS LAS DIMENSIONES ESTAN EN PULGADAS.	88
37	ARREGLO FINAL DE LA BASE DE PRUEBA COMERCIAL MAQUINADA,	88
38a	PROTOTIPO DE LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL. EN ESTE CASO, LA BASE CORRESPONDE AL TRANSISTOR DE MICROONDAS NE24483.	91
38b	ARREGLO GENERAL DE LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL MOSTRANDO UN TRANSISTOR DE MICROONDAS GAASFET NE24483 MONTADO EN ELLA.	93
39a	BASE DE PRUEBA PARA EL CALIBRADOR DE REFLEXION PARA EL TRANSISTOR NE24483.	94
39b	BASE DE PRUEBA PARA EL CALIBRADOR DE TRANSMISION PARA EL TRANSISTOR NE24483.	94
39c	BASES DE PRUEBA PARA DIFERENTES CALIBRADORES DE TRANSMISION Y DE REFLEXION, CORRESPONDIENTES A DIFERENTES TRANSISTORES DE MICROONDAS.	94
40	RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL Y COMERCIAL.	97

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
I	PARAMETROS TÍPICOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSISTOR GAASFET DE BAJO RUIDO CON UNA COMPUERTA DE 1 MICRA POR 500 MICRAS.	17
II	SIGNIFICADO FÍSICO DE LOS VECTORES ERROR DEL MODELO DE LA FIGURA 25.	61
III	DESCRIPCIÓN DE LAS MEDICIONES REQUERIDAS PARA RESOLVER LA GRÁFICA DE FLUJO DE LA FIGURA 25.	66
IV	PARAMETROS S MEDIDOS AL TRANSISTOR GAASFET - NE24483 EN LA BASE DE PRUEBA COMERCIAL HP Y EXPERIMENTAL.	78
V	PARAMETROS S CORREGIDOS CORRESPONDIENTES AL TRANSISTOR DE MICROONDAS GAASFET NE24483 Y DATOS DEL FABRICANTE.	79
VI	CARACTERIZACIÓN DE LOS PARAMETROS S DE DOS TRANSISTORES DE MICROONDAS GAASFET NE24483.	83
VII	CARACTERIZACIÓN DE LAS BASES DE PRUEBA.	96
VIII	CARACTERIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO DE MICROONDAS.	100

CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS.

I. INTRODUCCION.

1. Motivación del problema.

El presente trabajo forma parte del proyecto de diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido de microondas en banda C (3.7 a 4.2 ghz), que a la fecha se realiza en la Sección de Dispositivos de Estado Sólido del Departamento de Física Aplicada de este Centro.

En el diseño de amplificadores de microondas, resulta importante conocer los parámetros de dispersión o parámetros S de los transistores de microondas involucrados en el diseño; los cuales entregan información de las características internas del dispositivo, tales como reflexión y transmisión. De tal manera que entre mejor sean precisados estos valores, mejores serán los resultados en el diseño, debido a que la mayoría de las ecuaciones involucradas en él son funciones de estos parámetros.

La determinación de los parámetros S de dispositivos de microondas, puede obtenerse consultando los datos de los fabricantes, o bien, caracterizándolos por medio de diferentes técnicas de medición. La primera alternativa lleva el riesgo de manejar parámetros S cuyos valores no necesariamente se aproximan a los requeridos en un diseño particular, debido a que el fabricante proporciona estos valores en forma de promedios; es decir, presenta valores tomados de una muestra de transistores y además, éstos solo los proporciona para un conjunto discreto de frecuencias, teniendo que interpolar en frecuencias no consideradas.

La segunda alternativa permite caracterizar los parámetros S de

cualquier tipo de transistor de microondas y definirlos en cualquier rango de frecuencias, existiendo para ello diferentes técnicas y equipo de medición. De todas las existentes, el equipo de medición denominado analizador de redes de altas frecuencias es el que caracteriza ya sea en un barrido de frecuencia o frecuencia a frecuencia (modo de onda continua) los parámetros s de manera directa, precisa y automática.

2. Objetivos del trabajo.

El objetivo primordial de este trabajo es caracterizar los parámetros s de transistores de microondas lo más preciso posible; y para conseguir ello, surgen una serie de objetivos parciales referidos al equipo de medición, a la base de prueba y a los valores medidos; tal y como se detallarán a continuación:

- a). Estudiar las partes que integran el analizador de redes de microondas, su funcionamiento e interconexión.
- b). Instalar el equipo de medición.
- c). Definir procedimientos de funcionamiento e implementar un manual de funcionamiento y operación del equipo de medición para futuros usuarios.
- d). Maquinar la base de prueba comercial HP11608A opción 001 al tipo de transistores de microondas utilizados en el diseño de amplificadores de microondas de bajo ruido.
- e). Diseñar y construir una base de prueba para experimentar la caracterización de los parámetros s de transistores de microondas, con la precisión y versatilidad de la base de prueba comercial.

cial maquinada, pero que simplifique más la medición,

f). Efectuar un análisis de los errores presentes en la medición

g). Cuantificar y minimizar estos errores mediante técnicas de reducción de error, para de esta manera filtrar los parámetros s medidos y definir un nuevo conjunto de parámetros s más significativos al transistor bajo prueba.

3. Organización del trabajo.

Dado que en el diseño de amplificadores de bajo ruido se utilizan como elementos activos a los transistores de Arseniuro de Galio (GaAsFET), la atención se centrará a caracterizar a este tipo de transistores; por lo que en el capítulo II se presenta la teoría más importante de este dispositivo de microondas, enfatizando más en sus aspectos de polarización que es lo que se manejará en cada caracterización.

El capítulo III se refiere a la descripción del equipo de medición analizador de redes; y como se verá en su momento, éste se fundamenta en la teoría de los parámetros s; por lo que previo a la descripción del analizador de redes se presenta la teoría necesaria de los parámetros mencionados. Se presenta una descripción detallada del funcionamiento de cada una de las componentes que integran este equipo, su interrelación y su conexión.

Se implementa una metodología para el funcionamiento del equipo de medición que considera desde la premedición y calibración, hasta la propia medición.

En el capítulo IV, se describen las condiciones de diseño y fa-

bricación de la base de prueba experimental; así como las modificaciones hechas a la base prueba comercial HP, para asentar diferentes transistores de microondas y caracterizar así sus parámetros s. En este mismo capítulo se hace un análisis de error para definir y cuantificar los errores sistemáticos, y mediante técnicas de reducción de error minimizarlos. Se caracterizan las bases de prueba mediante el mismo equipo de medición, definiendo así la respuesta en frecuencia desde 2 hasta 8 ghz de los recintos de prueba. Finalmente, se caracterizan los parámetros de reflexión y de transmisión de un amplificador de bajo ruido de microondas mediante el mismo equipo de medición.

El capítulo V viene siendo una conclusión general de todo el trabajo, analizándose además si los objetivos planteados fueron cubiertos. También se presenta en este capítulo una serie de recomendaciones para futuros diseños de bases de prueba.

Por último, y a manera de apéndices se presentan los datos técnicos consultados para la realización de este trabajo de los conectores, cables y transistores.

4. Material y equipo.

El material empleado en el desarrollo de este trabajo, fueron los requeridos para la construcción de la base de prueba, donde se coloca el transistor de microondas para la caracterización de sus parámetros s. A continuación se enlista el material empleado:

- a). Papel especial para procesos fotolitográficos.
- b). Película de alto contraste.
- c). Materiales de procesamiento fotográfico.

- d). Placas de material dieléctrico (Duroid) con capas metálicas por ambos lados,
- e). Conectores de precisión tipo amphenol,
- f). Cables flexibles coaxiales,
- g). Latón, cobre y oro.
- h). Transistores GaAsFET de microondas.

Equipo utilizado.

- a). Máquina ultrásonica para limpieza de materiales,
- b). Cámara fotográfica.
- c). Evaporadora para la deposición de capas de oro.
- d). Base de prueba HP11608A opción 001.
- e). Fuentes de polarización de dc de voltaje variable.
- f). Equipo de medición analizador de redes HP8410A de altas frecuencias.

Los materiales enlistados de la a) a la d) fueron utilizados para la elaboración de la microtira de 50 ohms.

Una vez obtenidos los parámetros s de los transistores de microondas se utilizó otro equipo, que fué la computadora; ya que los parámetros medidos fueron sometidos a una operación de reducción de error, por lo que para esta etapa se hizo uso intensivo de la computadora.

II. CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR GaAsFET DE MICROONDAS,

1. Introducción.

No obstante que el transistor de efecto de campo (FET) o transistor unipolar fué propuesto por primera vez por Shockley (1952), ha sido hasta esta última década en la que este dispositivo ha alcanzado un fuerte desarrollo en las frecuencias de microondas debido fundamentalmente a: a). El avance en la tecnología de fabricación, que ha permitido su miniaturización y control de sus dimensiones críticas que son longitud y espesor de la compuerta. b). Al avance en el estudio y fabricación de materiales semiconductores compuestos aplicados a frecuencias de microondas, tales como el arseniuro de galio (GaAs), fosfuro de indio (InP), etc., los cuales ofrecen mejores propiedades de transporte que los semiconductores germanio (Ge) y silicio (Si).

Al conseguirse un control más preciso en las dimensiones de la longitud y espesor de la compuerta del transistor a valores de micrones, se logra una reducción en el tiempo de tránsito de los portadores, así como en el área activa del transistor, obteniendo con ello una disminución en la carga almacenada o valor de capacitancia. Lo anterior permite un aumento considerable en la frecuencia de operación del transistor, a frecuencias de microondas donde jamás antes había podido llegar algún dispositivo de estado sólido de tres terminales. Por otra parte, al mejorarse las propiedades físicas de los materiales semiconductores tales como la movilidad de huecos y electrones, la constante dieléctrica

ca y la conductividad térmica, se han mejorado las propiedades eléctricas del transistor.

Para el caso de la movilidad, se determinó que el GaAs tiene cinco o seis veces mayor movilidad de electrones en campos eléctricos bajos, así como una velocidad de portadores pico del doble -- que en Si. La constante dieléctrica del material determina directamente la capacitancia o carga almacenada del transistor, y entre más bajo sea el valor de ésta mayor eficiencia tendrá el dispositivo en el funcionamiento en microondas, en este caso GaAs y Si tienen una constante dieléctrica menor que el Ge.

La conductividad térmica es un factor importante para la remoción del calor generado dentro del transistor, especialmente para transistores de potencia, en este caso el Si tiene una conductividad térmica dos veces mejor que el GaAs (Howes y Morgan, 1976).

Estos logros en la tecnología de fabricación del transistor y en la formación de materiales semiconductores compuestos han venido a impulsar definitivamente al transistor FET, y en especial de -- las diferentes estructuras que integran la familia de este dispositivo que son mostradas en la figura 1, la que mayor desarrollo e investigación ha tenido en los últimos siete años, en relación a frecuencias de microondas, ha sido la estructura Metal Semiconductor formada por Arseniuro de Galio (GaAsMESFET). La razón de toda esta actividad se debe por una parte a que como dispositivo de tres terminales y en el rango de frecuencias de 4 a 20 GHz., -- estos transistores han demostrado mayor ganancia y bajo factor de ruido (noise Figure) que cualquier otro transistor, y por otra --

parte, el GaAsFET es similar en potencia pero con mayor ganancia asociada, comparada con los transistores bipolares de Si en frecuencias de 4 a 6 GHz, y excediendo en funcionamiento a éste en frecuencias mayores (Liechti, 1978).

En este capítulo se describe lo más importante de las propiedades de funcionamiento del transistor GaAsFET, poniéndose mayor atención en sus características de voltaje-corriente, que permiten definir el punto de operación del transistor para la caracterización de sus parámetros de transmisión.

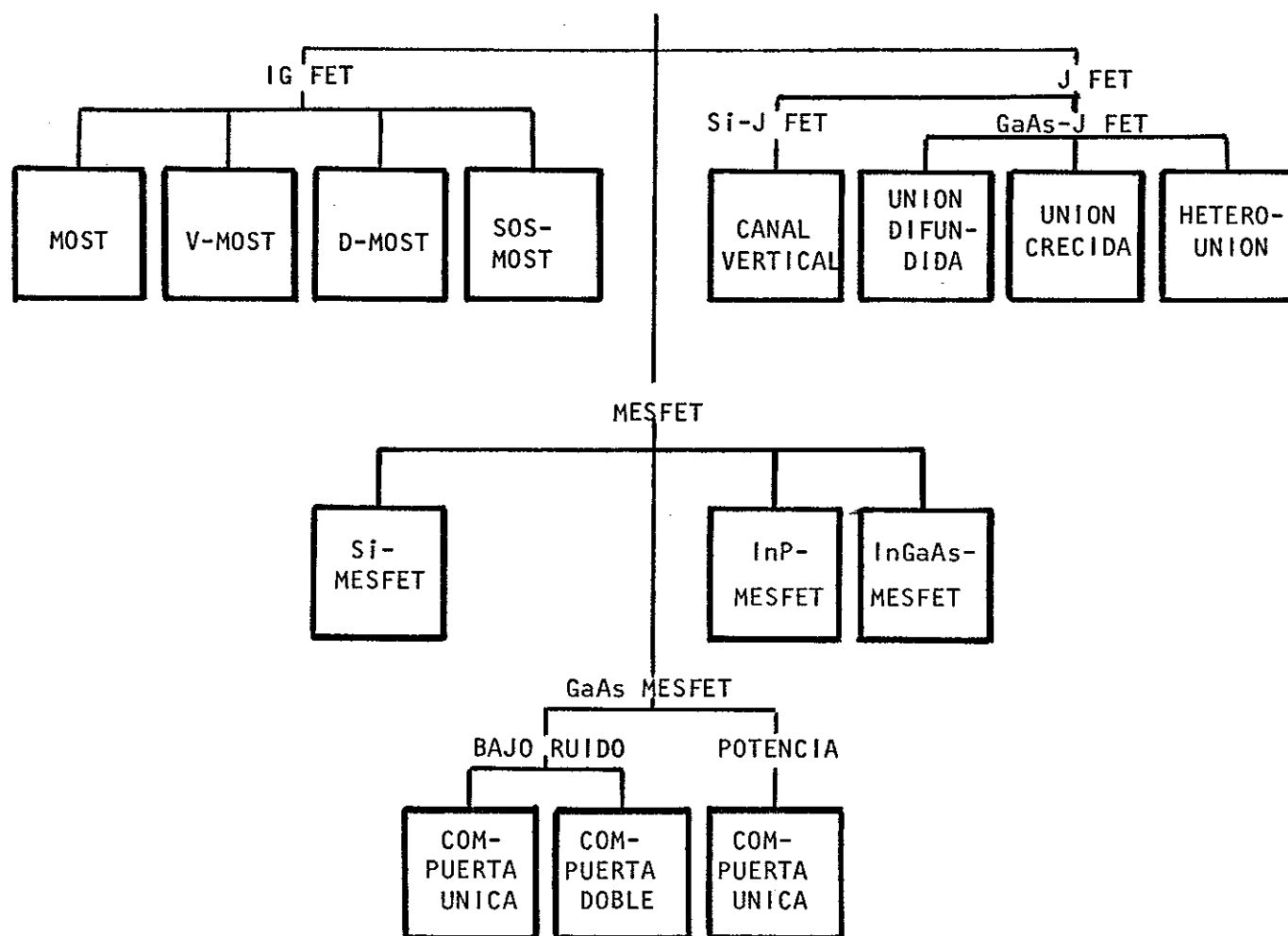


Figura 1. "ARBOL GENEALOGICO" DEL TRANSISTOR FET DE MICROONDAS.

2. Estructura y funcionamiento del transistor GaAsFET.

El transistor de efecto de campo (FET) propuesto por Shockley --- (1952), fué ideado como formado por una capa delgada de semiconductor separada de un electrodo conductor por una capa de dieléctrico, tal y como se muestra en la figura 2. Si un potencial es aplicado a través del dieléctrico la capa del semiconductor será cargada, produciéndose un cambio en la carga que alterará el número de electrones y huecos disponibles para conducción, modificando con ello la conductividad de la capa (Shockley, 1952).

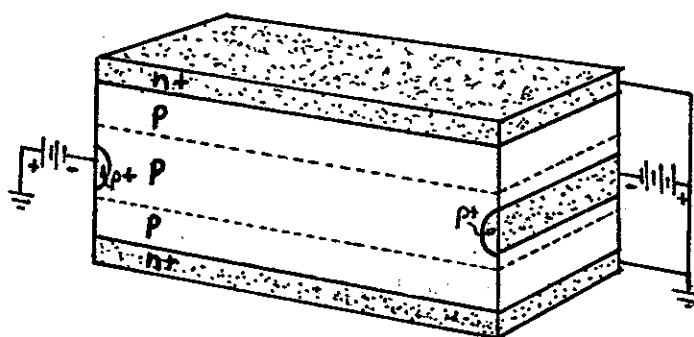


Figura 2. TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET) PROPUESTO POR W. SHOCKLEY.

Al transistor FET se le conoce también como dispositivo unipolar debido a que la corriente es transportada por un tipo dominante de portadores, estos portadores mayoritarios son arrastrados a lo largo del dispositivo bajo la acción del campo eléctrico apli

cado entre sus terminales. Este campo es establecido vía contactos óhmicos en las terminales del elemento semiconductor conocidas como drenaje y fuente.

El campo eléctrico modulador en el transistor GaAsFET resulta de la polarización inversa de una unión metal-semiconductor (barrera Schottky) que forma la compuerta (comunicación escrita, plessey -- optoelectronics and microwave).

Una sección transversal del GaAsFET es mostrada en la figura 3, - donde las capas epitaxiales son menores a una micra para formar - transistores con bajos voltajes de operación y con buen funcionamiento tanto en ruido como en ganancia. El crecimiento de las capas epitaxiales a los valores mencionados puede realizarse mediante diferentes técnicas (Anon, 1978), tales como implantación iónica, CVD (Chemical Vapor Deposition), MBE (Molecular Beam Epitaxy), etc..

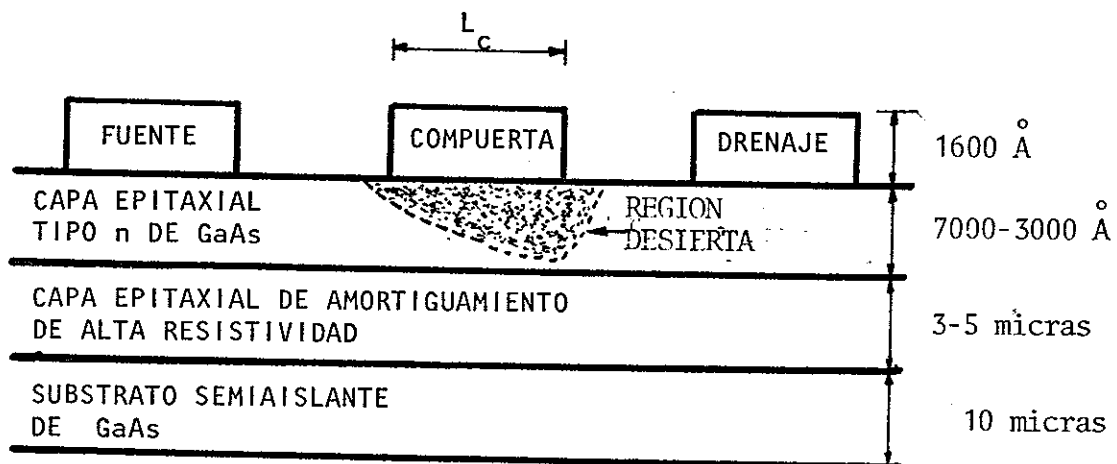


Figura 3. SECCION TRANSVERSAL DE UN TRANSISTOR GaAs FET DE MICROONDAS.

La estructura para formar el GaAsFET consiste de un sustrato semiaislante, una capa de amortiguamiento (buffer Layer) de alta resistividad, una capa activa y una estructura de contactos tipo N^+ , tal y como se muestra en la figura 3.

El sustrato semiaislante de GaAs es producido impurificando el material puro GaAs mediante cromo. La difusión de impurezas de este sustrato durante el proceso de crecimiento epitaxial de la capa delgada activa. Esta capa de amortiguamiento desempeña un papel importante en el funcionamiento del dispositivo, ya que por una parte actúa como una barrera contra la difusión de impurezas del sustrato hacia la parte activa, y por otra, contribuye a aumentar los valores teóricos de la movilidad acercándolos a los valores prácticos en la capa activa. Este incremento de la movilidad contribuye fuertemente a un mejor funcionamiento en bajo ruido y en potencia de los transistores GaAsFET con una capa de amortiguamiento que -- sin ella (DiLorenzo, 1978).

De la figura anterior, para buen funcionamiento del dispositivo en microondas se requiere que la distancia compuerta-fuente y la longitud de la compuerta sean pequeñas.

Liechti (1978) reporta en una gráfica factor de ruido y ganancia contra frecuencia para diferentes transistores GaAsFET con longitudes de compuerta de 0.5 y 0.3 μm valores interesantes, como por -- ejemplo, a 4 GHz. y 0.5 μm de longitud de compuerta un factor de -- ruido de 0.73 dB con una ganancia asociada de 1.5 dB, también con una longitud de compuerta de 0.3 μm a 20 GHz, reporta un factor de ruido de 2.3 dB con una ganancia asociada de 4.8 dB.

Los cálculos en factor de ruido predicen que en corto tiempo el transistor GaAsFET podrá operar a 40 GHz con un factor de ruido de 3.3 dB, con una ganancia asociada de aproximadamente 9 dB; además de que podrá reducirse aún más la longitud de compuerta a .25 μm disminuyendo con ésto el factor de ruido del dispositivo.

El funcionamiento del transistor GaAsFET se analizará considerando la característica corriente drenaje-fuente (I_{df}) vs. voltaje drenaje-fuente (V_{df}) del dispositivo mostrada en la figura 4, en la que se observa la definición de tres regiones (Pucel et al, 1977):

Región I, en la que se tiene una respuesta lineal de I_{df} a pequeños valores de voltaje aplicado V_{df} , es decir, se tiene en esta región un valor de resistencia constante.

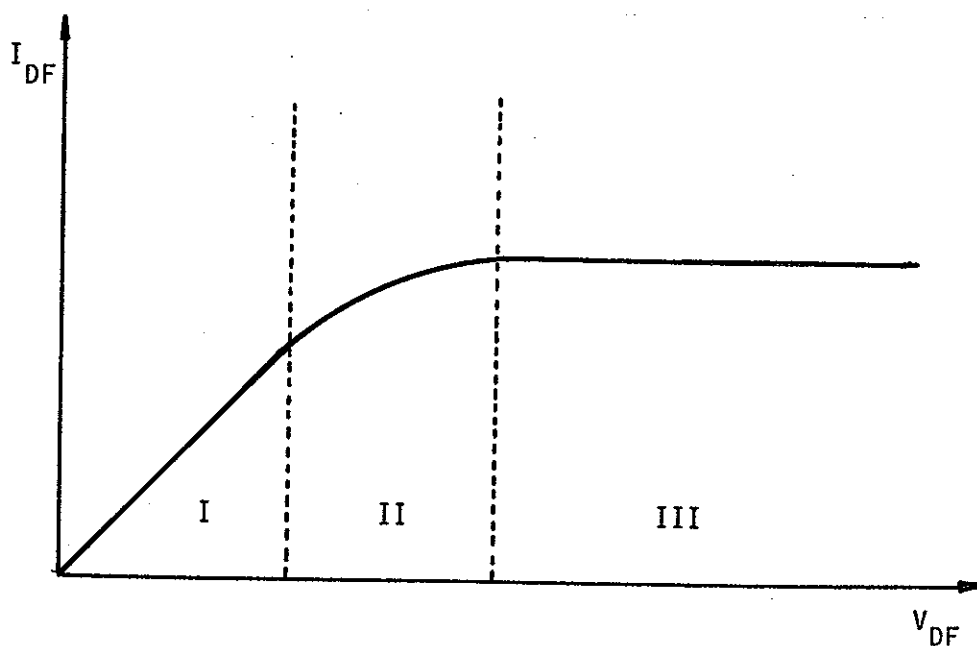


Figura 4. CARACTERÍSTICA CORRIENTE - VOLTAJE DEL TRANSISTOR FET.

Región II, a valores mayores de V_{df} la I_{df} ya no responde de manera lineal y se tiene una región de doblamiento suave donde la conductancia del canal disminuye exponencialmente con el voltaje.

Región III, al seguir aumentando el voltaje se tiene que la corriente es constante e independiente del voltaje aplicado.

Desde el punto de vista intrínseco del dispositivo, la formación de la tres regiones mencionadas tiene su origen en lo siguiente:

1. Cuando el voltaje V_{df} es aplicado, una corriente I_{df} fluye a lo largo de la capa epitaxial tipo n, de la fuente hasta el drenaje. La corriente en el canal induce una caída de voltaje a lo largo de la longitud del canal, con la consecuencia de que el electrodo de la compuerta de barrera Schottky llega a ser progresivamente polarizado más inversamente hacia el extremo de la terminal de drenaje. Esto provoca la aparición de la región desierta establecida en el canal, logrando con ello disminuir el valor de la resistencia del canal y aumentar el valor de la resistencia drenaje-fuente (región II).

2. No obstante no tener un voltaje aplicado en la compuerta, al aumentar V_{df} la región desierta se puede extender más al extremo de la terminal de drenaje, obstruyendo el canal contra el sustrato semiaislante, llegando al punto de obstrucción en donde la corriente se satura y permanece constante para progresivos aumentos de V_{df} (región III).

Una cuestión importante en el funcionamiento de este transistor como amplificador, es el hecho de que el ancho de la región desierta depende del voltaje de reversa aplicado entre compuerta y fuente.-

Esto es, un cambio en V_{cf} causa un cambio en la corriente del canal; se puede decir entonces que la región desierta actúa como una válvula para controlar la cantidad de corriente en el canal, y esta válvula a su vez es controlada por el voltaje en la compuerta.

Lo mencionado anteriormente también se puede ver analizando las curvas características del transistor mostradas en la figura 5, en las que cuando un pequeño voltaje negativo es aplicado en la compuerta, produce que la región desierta en la unión se extienda, de esta manera el voltaje V_{cf} contribuye a la caída de voltaje en el canal produciéndose más rápidamente la obstrucción. Es decir, con V_{cf} negativo la obstrucción ocurre a un valor más pequeño de voltaje V_{df} y a un correspondiente valor pequeño de corriente I_{df} . De esta forma, el voltaje de compuerta (V_c) controla la corriente de drenaje (I_D), dando lugar a una transconductancia definida como:

$$g_m = \frac{I_D}{V_c} \quad (1)$$

La transconductancia es un factor muy importante para definir la frecuencia de corte del transistor (f_{co}), ya que esta f_{co} es directamente proporcional a la transconductancia (9) y se define como:

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C_f} \quad (2)$$

en donde:

g_m = transconductancia

c_f = capacitancia de la fuente.

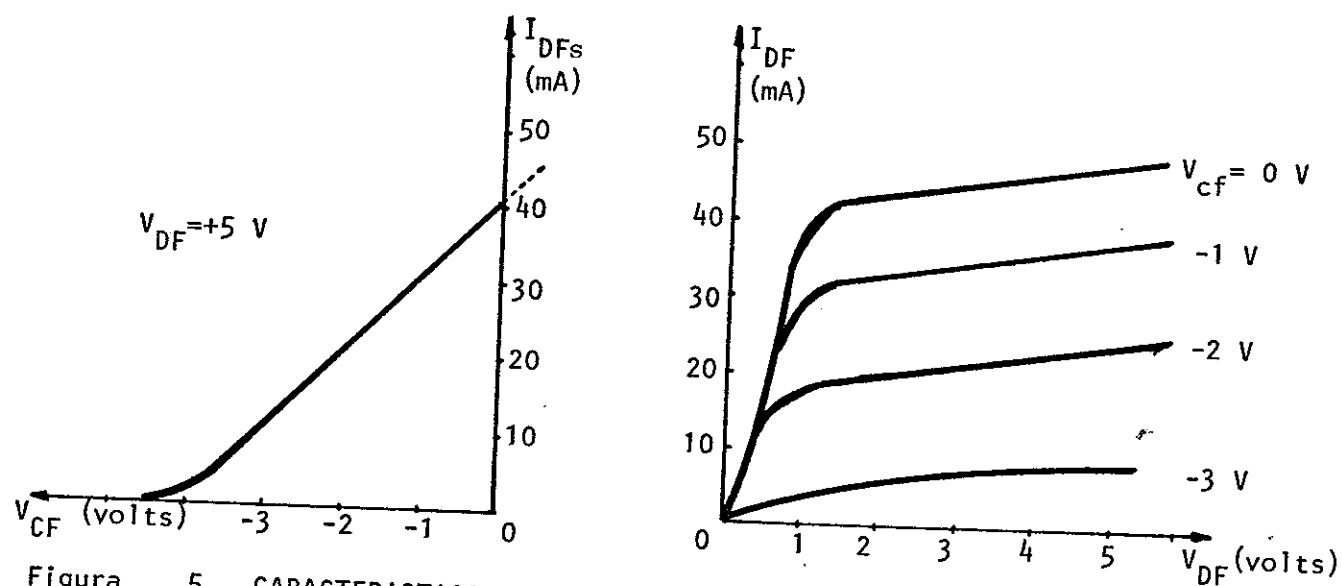


Figura 5. CARACTERISTICAS DE LA TRANSCONDUCTANCIA Y DE DRENAJE-FUENTE DE UN FET TIPICO.

3. Circuito equivalente de señal pequeña del GaAsFET.

El circuito equivalente de señal pequeña del transistor GaAsFET para operar en la región de corriente saturada (región III), en una configuración de fuente común, es mostrado en la figura 6a, este circuito ha sido evaluado a partir de la medición de los parámetros de dispersión del transistor. La localización de estos elementos en la estructura del transistor son mostrados en la figura 6b.

En el modelo intrínseco del transistor de la figura 6b, los elementos ($C_{dc} + C_{cf}$) representan la capacitancia total compuerta a canal, mientras que i_{df} define la fuente de corriente controlada por voltaje. La transadmitancia y_m relaciona i_{df} con el voltaje a través de la capacitancia compuerta-fuente (C_{cf}). Arriba de los 12 GHz, la transadmitancia es caracterizada en magnitud por la transconductancia g_m y por el retardo de fase τ_o .

Los elementos extrínsecos o parásitos de la figura 6b son: R_f la resistencia de la fuente, R_d la resistencia del drenaje, R_c la resistencia de compuerta, R_g la resistencia de metal-compuerta y C_{df} la capacitancia del sustrato.

Valores típicos de estos elementos para un transistor GaAsFET con una longitud de compuerta de $1\ \mu\text{m}$ y un ancho de compuerta de $500\ \mu\text{m}$ son presentados en la Tabla I (Liechti, 1976).

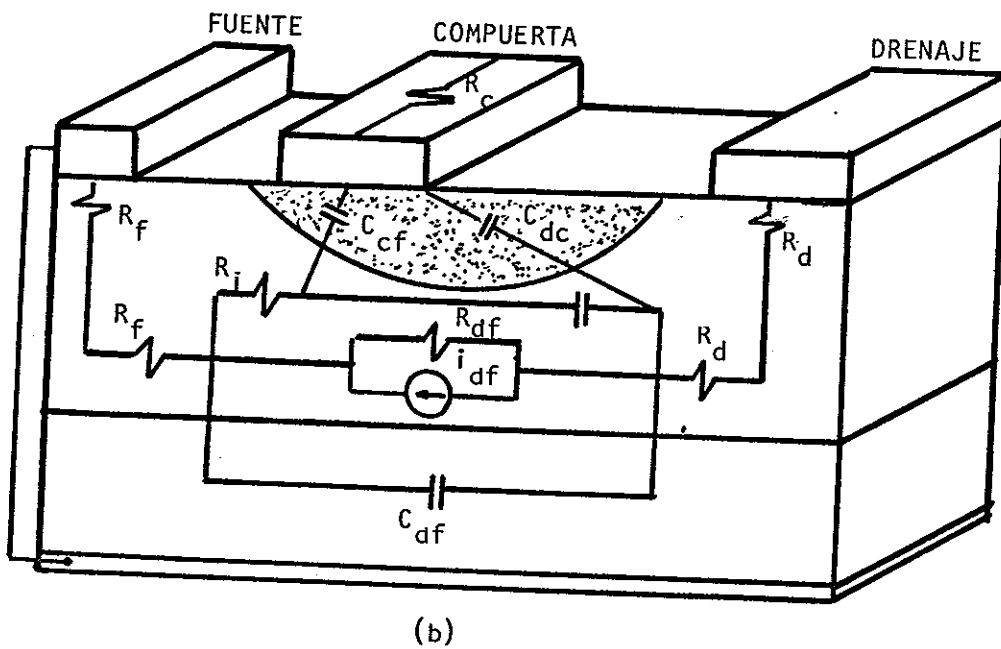
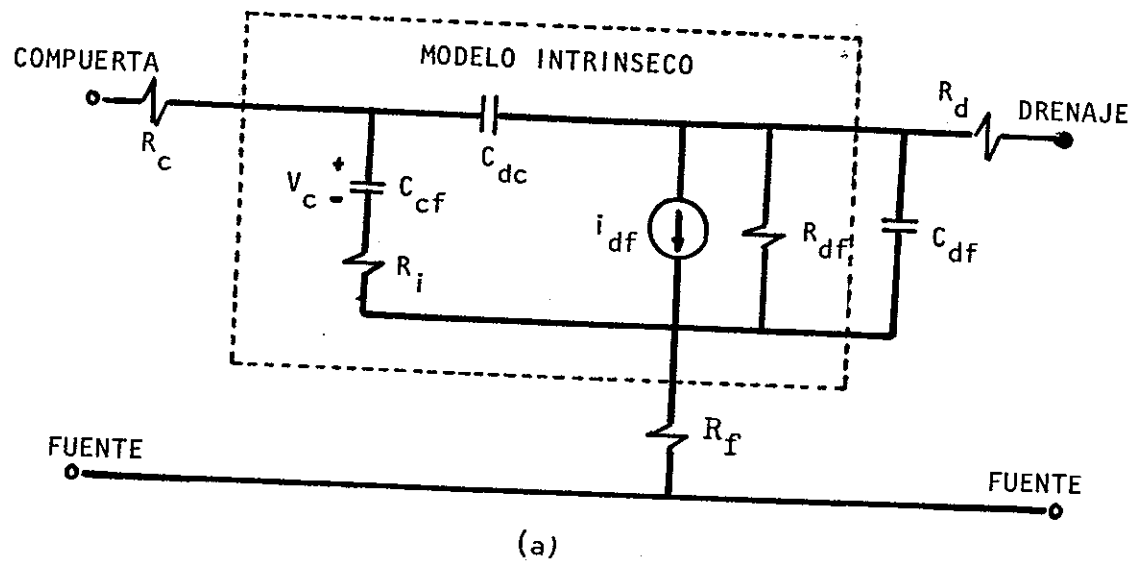


Figura 6. (a) CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSISTOR MESFET.
 (b) LOCALIZACION DE LOS ELEMENTOS EN LA ESTRUCTURA DEL FET.

TABLA I

PARAMETROS TÍPICOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSISTOR
GaAsFET DE BAJO RUIDO CON UNA COMPUERTA DE $1\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m}$.

ELEMENTOS EXTRINSECOS

$$g_m = 53\ \text{mmhos}$$

$$\tau_o = 5.0\ \text{ps.}$$

$$C_{dc} = 0.014\ \text{pf.}$$

$$C_{cf} = 0.62\ \text{pf.}$$

$$C_{co} = 0.02\ \text{pf.}$$

$$R_i = 2.6\ \text{ohms}$$

$$R_{df} = 400\ \text{ohms}$$

ELEMENTOS INTRINSECOS

$$C_{df} = 0.12\ \text{pf.}$$

$$R_c = 2.9\ \text{ohms}$$

$$R_d = 3.0\ \text{ohms}$$

$$R_f = 2.0\ \text{ohms}$$

$$L_c = 0.05\ \text{nH. (*)}$$

$$L_d = 0.05\ \text{nH. (*)}$$

$$L_f = 0.04\ \text{nH. (*)}$$

POLARIZACION dc

$$V_{df} = 5\ \text{v.}$$

$$V_{cf} = 0\ \text{v.}$$

$$I_{df} = 70\ \text{mA.}$$

(*) inductancias de contacto.

4. Conclusiones.

En esta última década el transistor de efecto de campo (FET) en su estructura metal-semiconductor formada con arseniuro de galio (GaAsMESFET), se ha manifestado como un dispositivo muy importante en frecuencias de microondas, esta importancia se debe fundamentalmente a los siguientes factores:

- 1) El grado de avance que se tiene en la tecnología de fabricación del dispositivo, ya que por una parte, mediante las diferentes técnicas de crecimiento de las capas epitaxiales tales como Implantación Iónica, CVD, MBE, etc., se ha conseguido crecer capas epitaxiales menores a una micra, logrando con ello mejorar el funcionamiento del dispositivo, disminuyendo el factor de ruido, aumentando la ganancia y la potencia, todo con bajos voltajes de operación. Por otra parte, al conseguirse un control más exacto en las dimensiones críticas del transistor que son la longitud y espesor de la compuerta (la longitud a valores hasta de 0.25 micras y el espesor a valores menores de una micra), se ha logrado aumentar considerablemente la frecuencia de operación del dispositivo a valores de microondas donde jamás antes había podido llegar algún dispositivo de estado sólido de tres terminales.
- 2) La utilización en el rango de microondas de nuevos materiales semiconductores tales como arseniuro de galio (GaAs), fosfuro de indio (InP), etc., con mejores propiedades de transporte que germanio (Ge) y silicio (Si), esto ha permitido mejorar las propiedades físicas de los materiales semiconductores tales como la mo

vilidad de huecos y electrones, la constante dieléctrica y la conductividad térmica que afectaban grandemente las propiedades del transistor.

3) El estudio continuo en el funcionamiento del transistor, que ha permitido introducirle mejoras como lo demuestra el caso de introducir la capa de amortiguamiento con la cual se ha conseguido aumentar la movilidad de los portadores en la capa activa, se ha impedido la difusión de impurezas del substrato hacia la parte activa.

Estas propiedades alcanzadas con el transistor de microondas GaAsFET lo han hecho un elemento apropiado en el diseño de diversos sistemas y subsistemas de microondas, tales como amplificadores de bajo ruido, osciladores, mezcladores, amplificadores de potencia en frecuencias de microondas mayores que las alcanzadas por un amplificador similar diseñado con transistores bipolares y que han venido a substituir a los amplificadores paramétricos que utilizan tubos de onda progresiva (TWT).

Son por estos motivos por los que resulta importante conocer las propiedades del transistor GaAsFET, ya que con ello se puede lograr una mejor caracterización de sus parámetros complejos de señal pequeña y de sus parámetros de ruido, lo que permitirá a su vez obtener mejores diseños de los diversos dispositivos de microondas en los que tiene aplicación.

III. CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS s DE TRANSISTORES DE MICROONDAS MEDIANTE EL ANALIZADOR DE REDES,

1. Introducción.

Uno de los objetivos más importantes para el diseñador de circuitos con multicomponentes, es sin duda definir el funcionamiento final del circuito en base al conocimiento de los parámetros de cada una de las componentes que integran el circuito. Si estas componentes son tratadas como redes lineales de dos puertos, se puede definir el funcionamiento de la red por medio de conjuntos de parámetros bien definidos; de esta manera, a bajas frecuencias se cuenta con los parámetros $H, Z, Y, ABCD$, etc., que definen las características internas de la red. Conforme se incrementa la frecuencia de operación del dispositivo, los parámetros mencionados resultan difíciles de caracterizar, ya que por su definición, requieren que alternativamente los puertos de la red sean colocados en circuitos cortos y abiertos, lo que en frecuencias de microondas resulta difícil de conseguirse, con el riesgo adicional de que bajo estas condiciones el dispositivo en prueba empiece a producir oscilaciones. Esto motivó que a frecuencias de microondas se utilizara un conjunto de parámetros complejos de señal pequeña denominados parámetros de dispersión o parámetros " s ", que caracterizan a los dispositivos en microondas mediante dos mediciones básicas que son reflexión y transmisión, cada una de las cuales entrega información de la red en forma de magnitud y fase. La manera de obtener los parámetros s de transistores de microondas puede ser consultando los datos del fabricante, o bien, ca--

racterizándolos por medio de diferentes técnicas de medición. Los datos obtenidos por medio del fabricante en algunas ocasiones no se apegan a los requerimientos establecidos para el diseño de algún sistema o subsistema de microondas, tales como amplificadores, mezcladores, osciladores, etc., debido a que los valores presentados representan parámetros s tomados de una muestra de transistores, y además solo se consideran en frecuencias discretas, teniéndose que interpolar para frecuencias no consideradas, como es el caso de la banda c de microondas que considera un ancho de banda de 3.7 a 4.2 GHz.

Mediante la caracterización, los parámetros s obtenidos representan valores más reales para el transistor bajo prueba, con ventaja de definirlos en un rango continuo de frecuencias.

De las diferentes técnicas de medición de los parámetros s, la que utiliza una técnica de barrido en frecuencia es la que permite caracterizar los parámetros s en un ancho de banda de una manera directa, precisa y rápida. Esta técnica utiliza como equipo de medición el Analizador de Redes de microondas.

Empleando la técnica de barrido en frecuencia, en este capítulo se caracterizarán los parámetros s de transistores GaAsFET, describiendo previamente los elementos que integran al Analizador de Redes y la función que desempeñan en la operación del sistema de medición, implementando una metodología para la caracterización de los parámetros s mediante el Analizador de Redes que servirá de ayuda para futuros usuarios de este equipo de medición.

2. Teoría de los parámetros $\underline{s}$.

Los parámetros $\underline{s}$ han sido utilizados en el diseño de sistemas y subsistemas de microondas debido a que son más fáciles de caracterizar y de aplicar a altas frecuencias que los demás parámetros. Los parámetros $\underline{s}$ son conceptualmente simples, analíticamente convenientes y capaces de asegurar mayor precisión en las mediciones y en el diseño. Normalmente estos parámetros son medidos con el dispositivo bajo prueba colocado entre una carga de 50 ohms y fuente, lo que da muy poca oportunidad de producir oscilaciones; además de que a nivel de microondas este valor de carga es muy posible de obtener.

Los parámetros de dispersión generalizados describen la interrelación de un nuevo conjunto de variables (a_i , b_i). Las variables complejas a_i y b_i son ondas de voltaje normalizadas incidentes en y reflejadas del i ésimo puerto de la red, respectivamente (Kurokawa, 1965). Están definidas en términos del voltaje terminal, la corriente terminal, y de una impedancia arbitraria de referencia o impedancia característica de la siguiente manera:

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (3)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_0^* I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (4)$$

en donde: V_i = voltaje terminal
 I_i = corriente terminal
 Z_0 = impedancia característica
 Z_0^* = impedancia conjugada característica

Las funciones de onda utilizadas para definir los parámetros s de una red de dos puertos son mostradas como ondas viajeras en la figura 7.



Figura 7. REPRESENTACION DE LAS ONDAS DE VOLTAJE PARA UNA RED DE DOS PUERTOS.

Las variables independientes a_1 y a_2 son voltajes incidentes -- normalizados, definidos por la ecuación 3, y las variables dependientes b_1 y b_2 son voltajes reflejados normalizados definidos por la ecuación 4.

Las ecuaciones lineales que describen la red de dos puertos de la figura 7 son:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (5)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (6)$$

Estas ecuaciones pueden representarse por medio de una gráfica de flujo de señales (comunicación escrita, Hewlett-Packard application note 95), donde cada puerto de la red está representado por dos nodos. Los nodos a_j representan las ondas viajeras entrando al dispositivo por el i ésimo puerto y los nodos b_j representan las ondas viajeras saliendo de la red por el i ésimo puerto, tal y como se muestran en la figura 8.

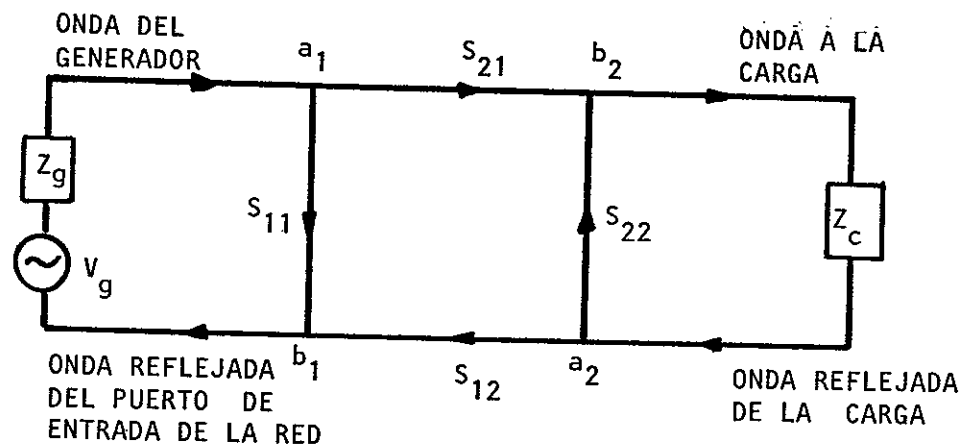


Figura 8. GRAFICA DEL FLUJO DE SEÑALES PARA UNA RED LINEAL DE DOS PUERTOS.

Para resolver las ecuaciones 5 y 6, y definir los cuatro parámetros de dispersión, se requiere hacer igual a cero los términos a_i . De la figura 8 para hacer a_2 igual a cero es necesario que no exista onda reflejada de la impedancia de carga Z_c . Esto puede lograrse haciendo $Z_c = Z_0$. De la misma manera, para hacer a_1 igual a cero, no deberá existir onda proviniendo del generador, para lograr esto se requiere que el voltaje del generador V_g sea igual a cero y $Z_g = Z_0$. En base a esto, los parámetros s se definen de la siguiente manera:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (7)$$

= coeficiente de reflexión de entrada con el puerto de salida terminado en Z_o .

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (8)$$

= coeficiente de reflexión de salida con el puerto de entrada terminado en Z_o .

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (9)$$

= coeficiente de transmisión de directa con el puerto de salida terminado en Z_o .

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (10)$$

= coeficiente de transmisión de inversa con el puerto de entrada terminado en Z_o .

Sustituyendo el valor de las ondas a_i y b_i definidas en las ecuaciones 3 y 4 en estas cuatro últimas ecuaciones, se llegará a las siguientes dos ecuaciones que demuestran el significado de los parámetros de dispersión, ya que:

$$s_{11} = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o} \quad (11)$$

$$s_{22} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (12)$$

De acuerdo con las ecuaciones 11 y 12, los parámetros s_{11} y s_{22} tienen la forma de coeficientes de reflexión y podrán ser graficados en la carta de Smith. Para el caso de los parámetros s_{21} y s_{12} la magnitud al cuadrado de estos dos coeficientes son las ganancias de directa y de reversa, respectivamente, de red cuando está colocada en un sistema como el de la figura 7.

Resulta importante entender el significado de los parámetros de dispersión para interpretar correctamente la información de magnitud y fase de la red bajo prueba, que en tres formas diferentes proporcionan los sistemas de información visual (pantallas) del Analizador de Redes.

La figura 9 muestra los parámetros de la red que se pueden obtener de la medición de reflexión y de transmisión, utilizando para ello el Analizador de Redes de microondas.

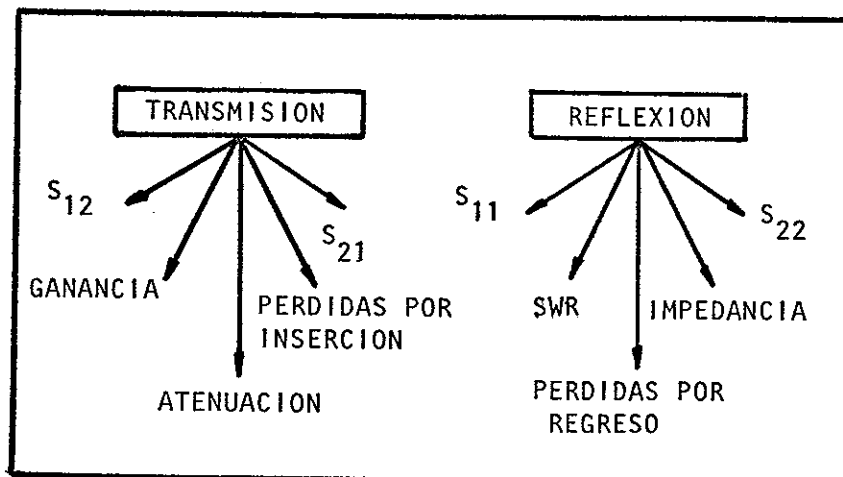


Figura 9. PARAMETROS DE LA RED OBTENIDOS DE LA MEDICION DE TRANSMISION Y REFLEXION.

3. Descripción del Analizador de Redes de microondas.

a). Sistema conceptual del Analizador de Redes. En su sistema conceptual el Analizador de Redes consta de tres funciones principales: 1) Fuente de la señal, 2) conjunto de prueba y 3) receptor (Anderson y Dennison, 1967), tal y como se muestra en la figura 10. Donde la fuente de la señal puede ser un generador de de señal de onda continua (cw) o de barrido de frecuencia. El generador de barrido de frecuencia se utiliza para cuando se desea caracterizar redes en un ancho de banda.

El conjunto de prueba de los parámetros s , enruta la potencia rf a la red bajo prueba y separa las señales incidentes, reflejadas y transmitidas, necesarias para caracterizar los parámetros s de la red. La señal incidente es enrutada al canal de referencia -- del receptor, y ya sea la señal reflejada o la transmitida se conectará al canal de prueba del receptor.

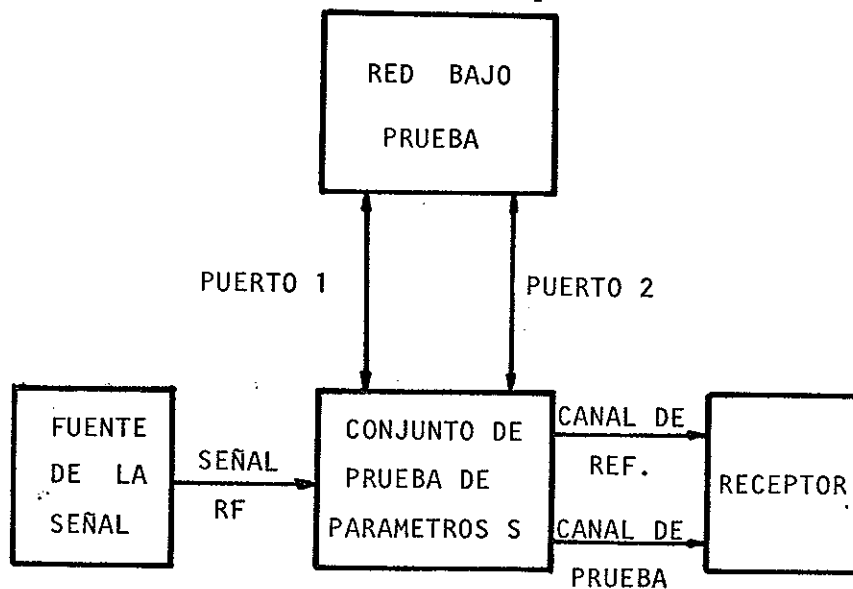


FIGURA 10. SISTEMA CONCEPTUAL DEL ANALIZADOR DE REDES DE MICROONDAS.

El receptor es un detector de relación vectorial de doble canal, mide la relación de amplitud y la diferencia de fase entre los canales de prueba y de referencia. Un diagrama a bloques del receptor es mostrado en la figura 11. En esta figura, la señal de entrada de banda ancha es convertida a una frecuencia intermedia (f_i) constante. Esta conversión de frecuencia es un proceso lineal y no altera la información de amplitud y fase de la señal original en radio frecuencias (rf). El oscilador local es sincronizado para mantener el receptor automáticamente sintonizado (amarrado de fase) a la frecuencia rf de la señal de la fuente.

El control automático de ganancia (CAG) ejecuta dos funciones:-
 1) Mantiene el nivel constante de la señal en el canal de referencia, y 2) varía la ganancia en el canal de prueba, de tal manera, que el nivel de la señal de prueba no cambia cuando ocurren variaciones comunes a ambos canales, por lo que únicamente será necesario medir la amplitud del canal de prueba para determinar la relación de amplitud.

En la misma figura 11 se muestra una etapa de detección. La detección puede hacerse de dos maneras; 1) Midiendo la amplitud del canal y la diferencia de fase entre los canales de referencia y de prueba, o 2) midiendo las componentes real e imaginaria del canal de prueba, normalizadas a la fase del canal de referencia. Esto da lugar a los sistemas de información visual (display) que presentan los datos de magnitud y fase en tres diferentes formas.

La primera alternativa de detección da lugar a presentar estos -

datos en forma de Ganancia-Fase, y de Magnitud-Fase. Mientras - que la segunda alternativa permite presentar los datos en forma polar. El atenuador de f_i de la figura 11, tiene como función el control de amplitud para el caso de las pantallas de Ganancia-Fa se y de Magnitud-Fase. Para el caso de la pantalla Polar este -- atenuador expande o contrae la magnitud del vector polar. Los -- vernieres de ganancia y fase son utilizados para la calibración de la pantalla. En el inciso precedente se describirán más detalladamente cada una de las componentes que integran el Analiza-- dor de Redes.

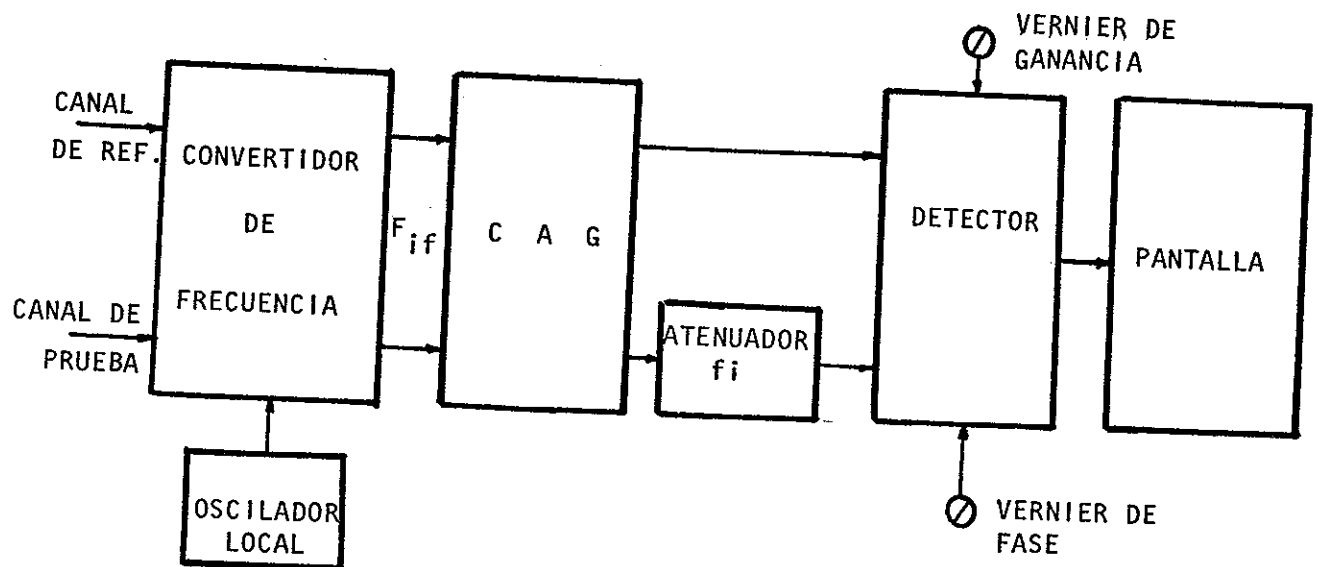


Figura 11. DIAGRAMA A BLOQUES DEL RECEPTOR.

b) Descripción del equipo de medición.

Los elementos que integran el Analizador de Redes de microondas son los siguientes (Laverghetta, 1977):

- i) Generador de barrido.
- ii) Instrumento transductor.
- iii) Convertidor armónico de frecuencia/analizador de redes.
- iv) Sistemas de información visual (pantallas).
- v) Fuente de polarización.

Un arreglo de estos elementos es presentado en el diagrama a bloques de la figura 12.

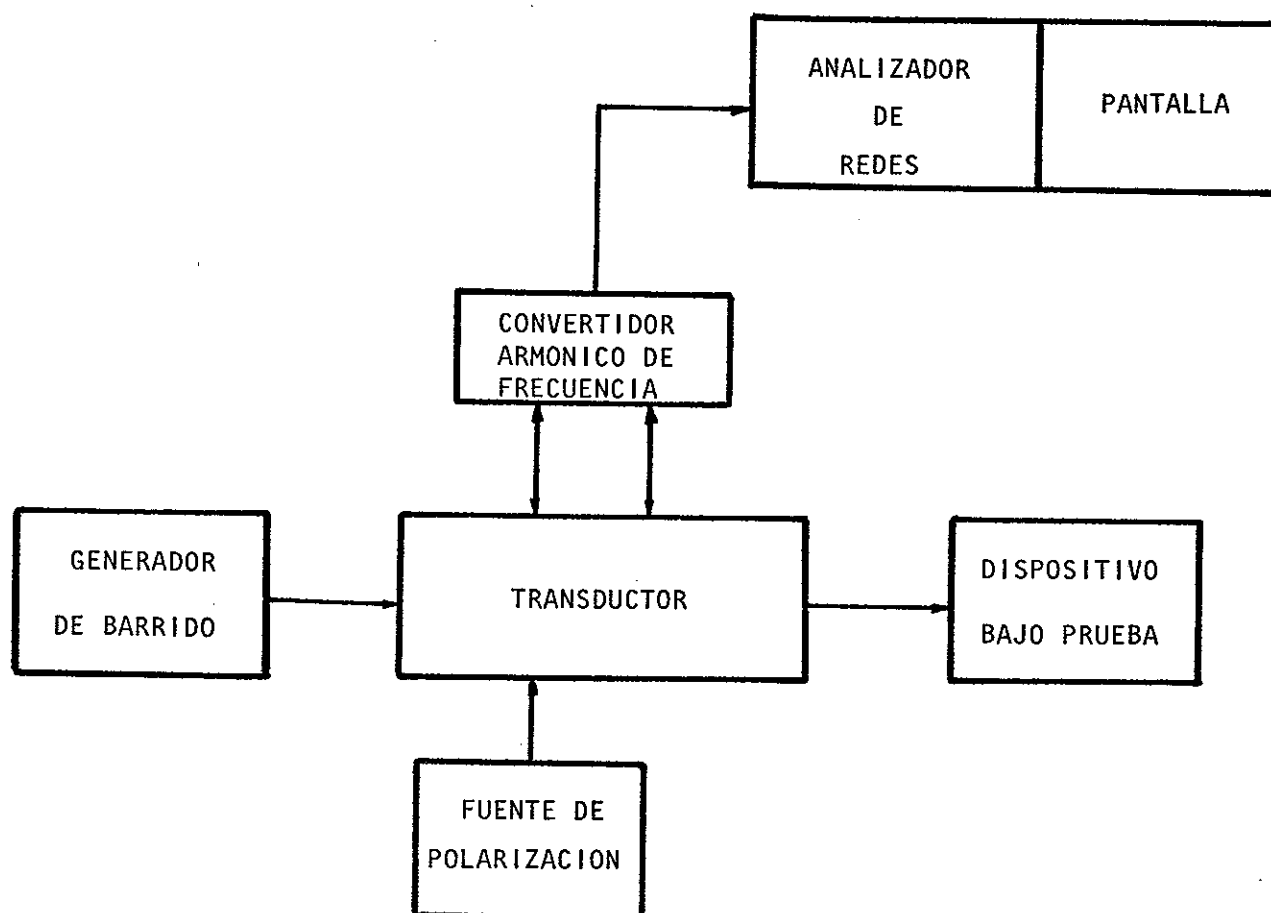


Figura 12. DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA ANALIZADOR DE REDES DE MICROONDAS.

i. Generador de barrido.

Las especificaciones indicadas a continuación, deben de ser cumplidas para cualquier modelo de oscilador de barrido para que sea compatible con el sistema de medición de la figura 12.

- a) Salida rf: +15 dBm a -6 dBm.
- b) Pureza de la señal: Las señales espurias deberán estar al menos 20 dB por debajo de la fundamental.
- c) Características de barrido: Se deberá cumplir con una relación uniforme de barrido, variable entre 15 y 150 MHz por milisegundo. Además de una pausa de al menos 3 milisegundos en la frecuencia de partida, anterior a cada barrido para permitir el amarre del Analizador de Redes.
- d) Amarre de fase: El oscilador de barrido deberá proveer un voltaje proporcional a su frecuencia de salida, en un rango de voltaje de 0 a +40 V., ésto para asegurar la operación de amarre de fase.
- e) Estabilidad en la frecuencia rf de salida: La estabilidad de frecuencia deberá ser de $\pm 1\%$ con cualquier cambio de nivel.

ii. Instrumento transductor.

De acuerdo con la posición que guarde este elemento en el sistema mostrado en la figura 12, desempeña las siguientes funciones:

- a) Dividir la señal que proviene de la fuente en lo que serán señales de prueba y de referencia, b) proveer la capacidad de extensión de la longitud eléctrica del canal de referencia, de tal manera que las distancias viajadas por ambas señales sean iguales y c) conectar al sistema para mediciones de reflexión y de transmisión.

Existen diferentes modelos de transductores, dependiendo de la medición que se desee realizar y de la frecuencia en que se va a trabajar, de esta manera, se tienen transductores para mediciones solo de reflexión, transductores solo para mediciones de transmisión y transductores para mediciones tanto de reflexión como de transmisión. Dentro de este último tipo de transductores y para frecuencias de microondas, existen a su vez dos unidades de prueba, una conocida como de reflexión-transmisión, y otra conocida como de los parámetros s. Ambas unidades son útiles para caracterizar los parámetros s de dispositivos de microondas. Estos transductores utilizan acopladores direccionales de alta directividad, para dividir la señal de entrada hacia los canales de prueba y de referencia. El dispositivo bajo prueba es conectado a estos transductores mediante adaptadores especiales, y por medio de interruptores coaxiales se enruta a las señales para mediciones de reflexión y de transmisión.

iiia. Instrumento transductor para mediciones de reflexión-transmisión (HP8743A).

Esta unidad en combinación con un oscilador de barrido, y el convertidor armónico de frecuencia/analizador de redes, forman un sistema capaz de medir transmisión y reflexión en forma de magnitud y fase, de dispositivos de microondas en un rango de frecuencias de 2 a 12.4 GHz.

La medición se efectúa conectando el dispositivo bajo prueba a este transductor y seleccionando en la parte frontal de éste el-

tipo de medición que se desee realizar, ya sea de reflexión o de transmisión, tal y como se muestra en la figura 13, en donde se puede indicar que existe una extensión del plano de referencia, que viene siendo una línea corrediza calibrada, con indicador digital de la distancia en cm.. Esta extensión es utilizada para igualar las longitudes eléctricas de los canales de prueba y de referencia, formados en este transductor.

Para mediciones de reflexión, en el caso donde el plano de medición no esté en el puerto denominado como puerto desconocido en la figura 13, la extensión del plano de referencia puede ser ajustada para extender el plano de medición hasta 15 cm -- más allá de este puerto. Para mediciones de transmisión, considerando la misma situación, esta extensión puede ser utilizada para determinar la longitud total eléctrica (hasta 30 cm) del dispositivo bajo prueba.

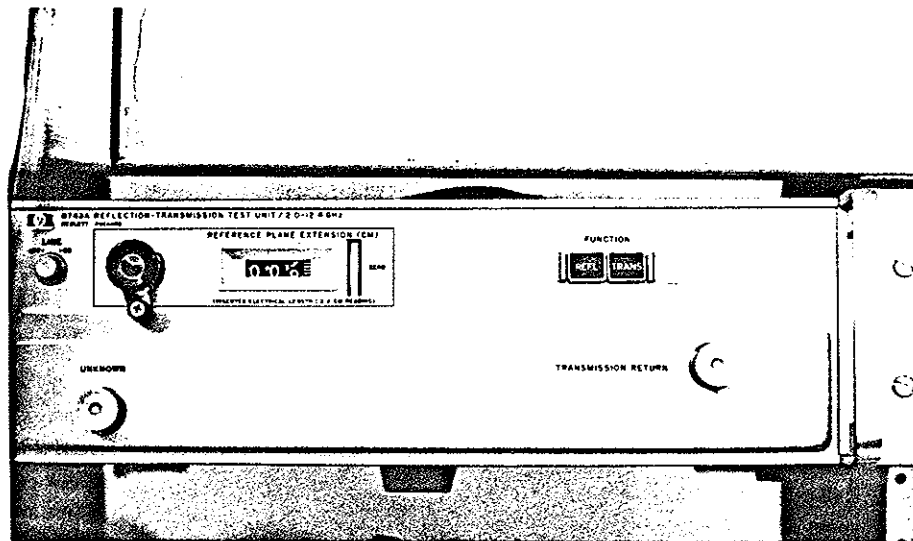


Figura 13. INSTRUMENTO TRANSDUCTOR HP8743A.

Para cualquiera de las dos funciones de medición de este transductor, líneas adicionales o extensiones fijas del canal de referencia, serán instaladas en la parte trasera de este equipo para ayudar a igualar las longitudes eléctricas en ambos canales. Un diagrama rf simplificado de este transductor es mostrado en la figura 14.

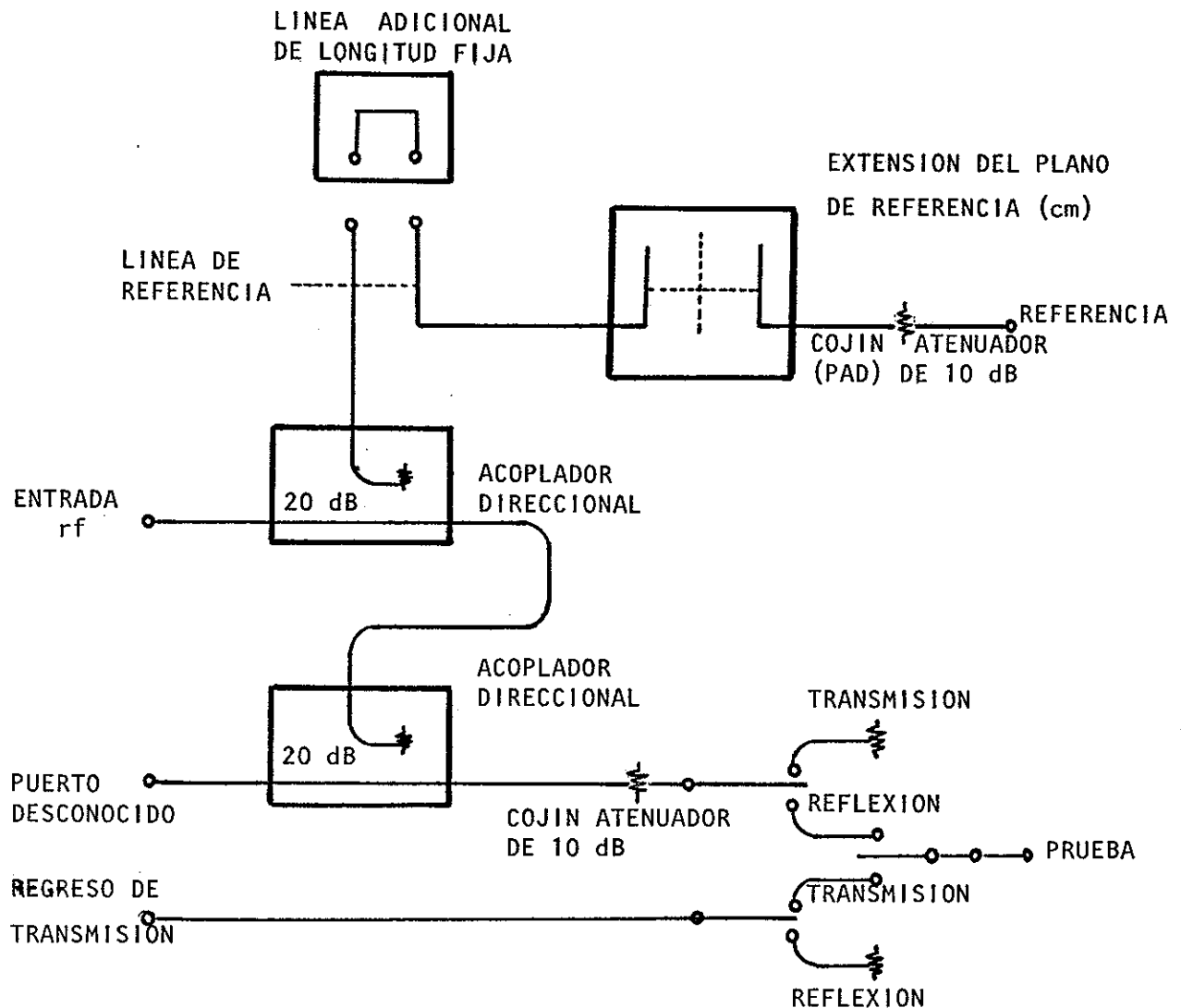


Figura 14. DIAGRAMA RF SIMPLIFICADO DEL TRANSDUCTOR HP8743A.

iib. Conjunto de prueba de los parámetros s (transductor HP8746B)

La presencia de este transductor en el sistema de la figura 12, - lo hace un sistema capaz de caracterizar parámetros s de diversos dispositivos de microondas. Estas mediciones pueden realizarse a una sola frecuencia o en un barrido de frecuencias de 0.5 a 12.4-GHz (Anon., 1971).

En este transductor, la potencia rf también es dividida por medio de un acoplador direccional, para generar con ello las señales de prueba y de referencia. En este caso, la señal de prueba pasa a través de un atenuador programable desde 0 hasta 70 dB, en etapas de 10 dB, este atenuador permite que la potencia incidente en el dispositivo bajo prueba, sea colocada a un nivel que asegure una operación lineal, sin afectar al canal de referencia, y -- por lo tanto, la operación del sistema. La posición que guarda este atenuador programable en el transductor, puede observarse en la figura 15.

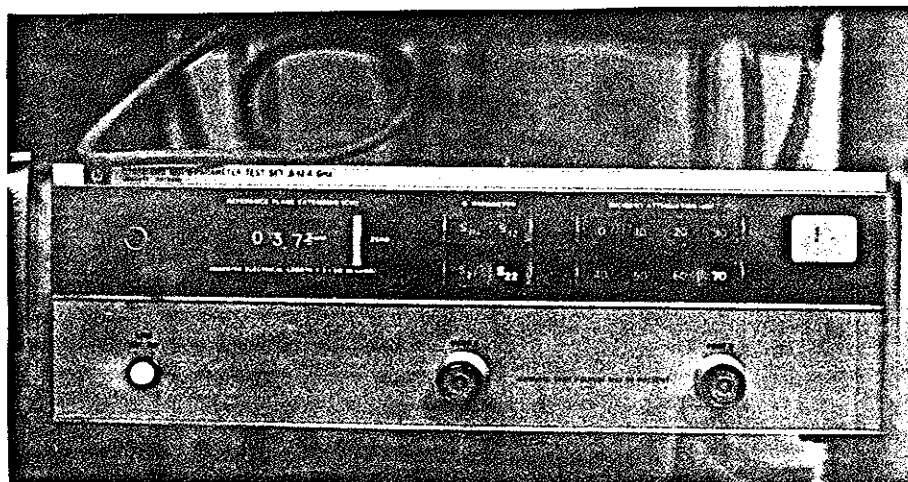


Figura 15. INSTRUMENTO TRANSDUCTOR HP8746A.

Un diagrama rf de este transductor es mostrado en la figura 16.

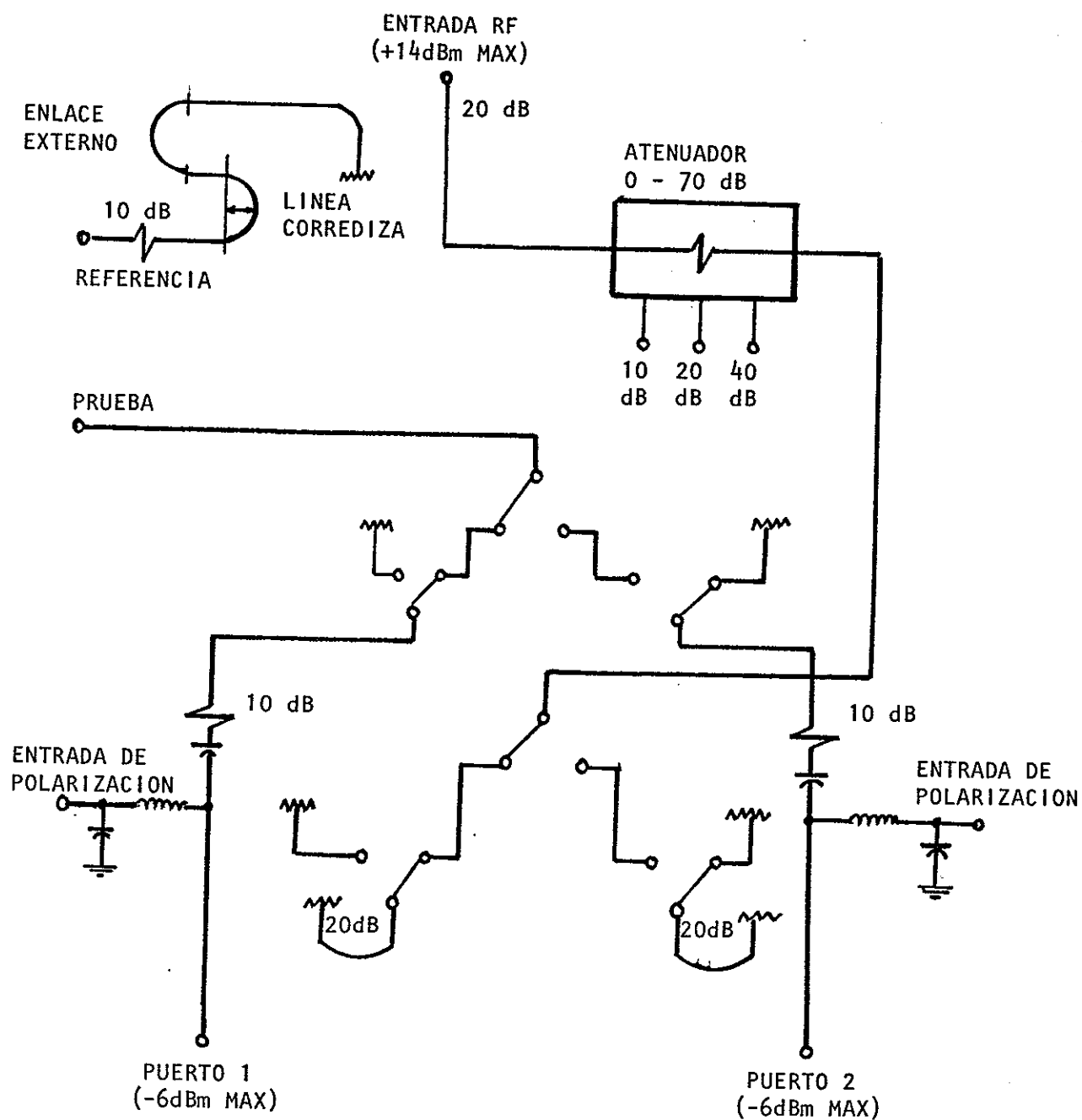


Figura 16. DIAGRAMA RF SIMPLIFICADO DEL INSTRUMENTO TRANSDUCTOR (HP8746B).

Después de la etapa de atenuación, la señal de prueba es enviada al puerto 1 para la determinación de los parámetros de directa de la red bajo prueba, o bien, al puerto 2 para la determinación de los parámetros de reversa; tal y como se muestra en figura 16. Un segundo grupo de interruptores determinan la trayectoria de regreso de la red bajo prueba, para la medición de reflexión (s_{11} y s_{22}), o de transmisión (s_{12} y s_{21}), y enrutan la señal de regreso al canal de prueba del muestreador armónico. Las figuras 17a hasta la 17d muestran los diagramas rf para la medición de cada uno de los parámetros s , observándose en ellos el camino que sigue cada una de las señales hasta llegar a determinarse la relación de señal reflejada a señal incidente de y en los diferentes puertos.

Para medir la respuesta en fase del dispositivo bajo prueba, el Analizador de Redes mide la diferencia en fase entre las señales de los canales de prueba y de referencia, por lo que, la respuesta presentada en los sistemas de información visual, en forma de barrido del ángulo de fase, requiere necesariamente que la longitud de la trayectoria en los dos canales sea la misma.

Para conseguir que las longitudes de los dos canales sea la misma, la señal de referencia en este transductor pasa a través de dos longitudes de transmisión ajustables. Una continuamente y la otra en etapas fijas. En el primer caso, se tiene a la línea corrediza ajustable por medio del Control de la Extensión del Plano de Referencia; de la figura 15, que permite ajustes continuos de hasta 30 cm en la longitud de la trayectoria del canal de referencia.

El segundo caso, se refiere a una línea fija, coaxial y semirígida.

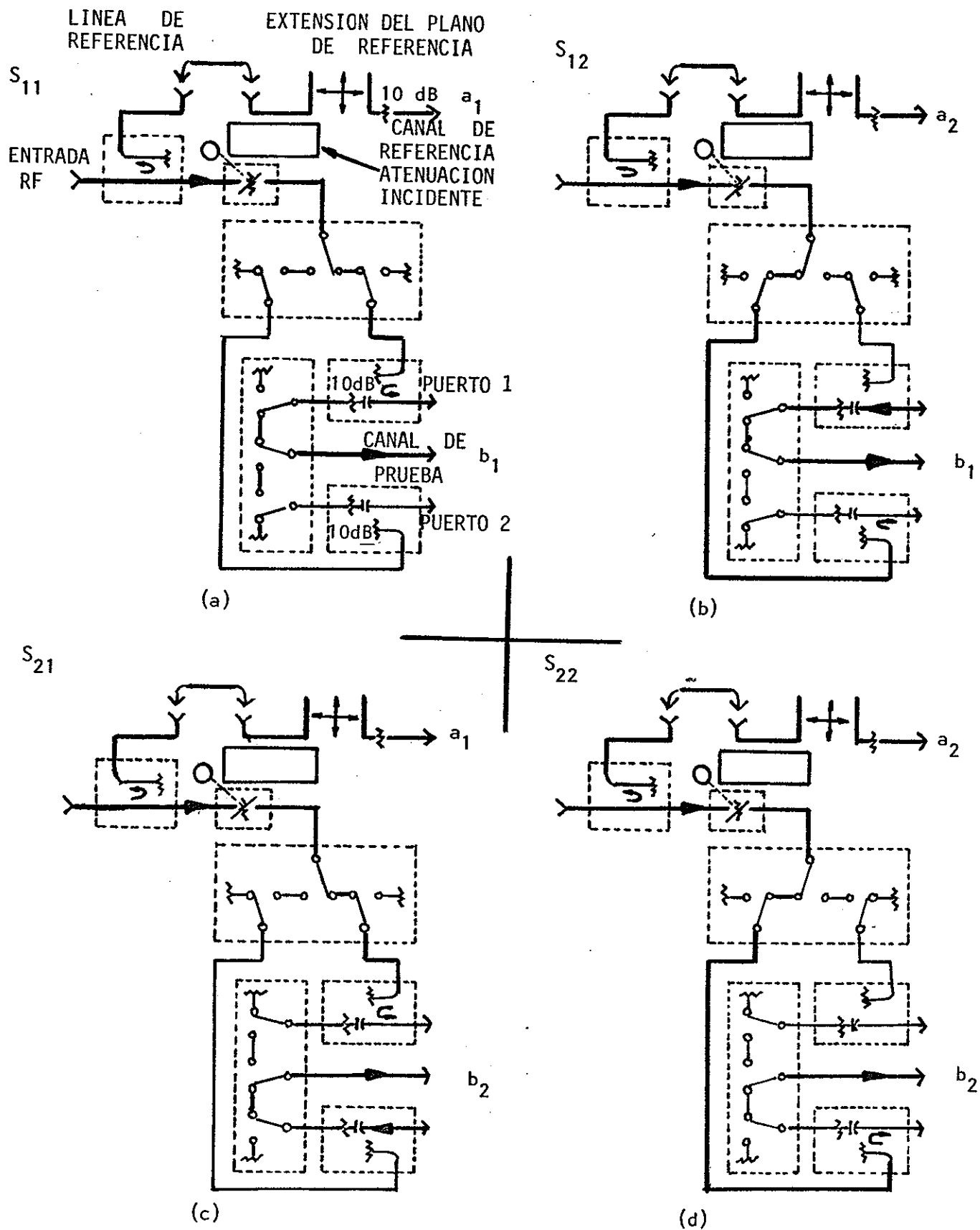


Figura 17. DIAGRAMA RF EN EL TRANSDUCTOR 8746B PARA CADA UNA DE LAS MEDICIONES DE LOS PARAMETROS S.

da colocada en la parte trasera del transductor, es de gran utilidad para igualar las longitudes de ambos canales.

Cuando se tiene el caso de que la longitud eléctrica del circuito externo sobrepasa los 30 cm, la igualación de las longitudes se logra intercambiando una línea fija de estas características por una línea mayor de iguales características, en combinación con la extensión del plano de referencia. Esta extensión permite que el plano de fase sea movido por una cantidad que puede determinarse, ésto es de gran utilidad para cuando se realizan mediciones de reflexión, para determinar impedancias conjugadas requeridas en punto de la línea para acoplamiento de la impedancia de entrada o de salida del dispositivo en prueba. De la misma manera, cuando se realizan mediciones de los parámetros de transmisión es de utilidad para compensar el cambio de fase producido por la longitud física del dispositivo bajo prueba.

iii. Convertidor armónico de frecuencia/analizador de redes. (HP8411A)/(HP8410A)

Una vez que la señal rf ha sido generada y dividida en dos canales, el siguiente elemento que se encuentra es el convertidor armónico de frecuencia, el cual, toma las señales que viajan en los canales de prueba y de referencia y mediante un muestreo, -- las traslada de la frecuencia rf en que se encuentran, a una frecuencia intermedia (fi) fija de 20.278 MHz. A esta nueva frecuencia, las señales se enrutan al analizador de redes, donde sufri-

rán un nuevo traslado de frecuencia de 20.278 MHz a 278 KHz, antes de ser enviadas a los sistemas de información visual. En la figura 18 se muestra un diagrama a bloques de la traslación de frecuencias.

Todas estas traslaciones de frecuencia, se deben a que en frecuencias de microondas es muy difícil y costoso realizar mediciones de relaciones complejas, por lo que, la traslación de frecuencia permite utilizar técnicas de bajas frecuencias, para realizar las mediciones de las relaciones de señales complejas.

Además, mediante la técnica de traslación de frecuencia, la información en magnitud y en fase de las señales de microondas, es preservada a bajas frecuencias.

El muestreo utilizado en el sistema de la figura 18, es un caso especial de un sistema de recepción heterodino, el cual traslada las señales de entrada a una frecuencia menor y fija, donde es posible utilizar el equipo de medición para determinar las relaciones de amplitud y fase de la señal. El principio, es cambiar el oscilador local de un sistema heterodino convencional, por un generador de pulsos. Si cada pulso generado es estrecho comparado con un período de la señal rf aplicada, el muestreador resulta ser un mezclador armónico, con igual eficiencia para cada armónica.

Este muestreador tipo mezclador, tiene la ventaja de que un solo sistema puede operar sobre un amplio rango de frecuencias de entrada, en este caso desde 110 MHz hasta 12.4 GHz.

Para conseguir que el sistema mostrado en la figura 18, sea ca--

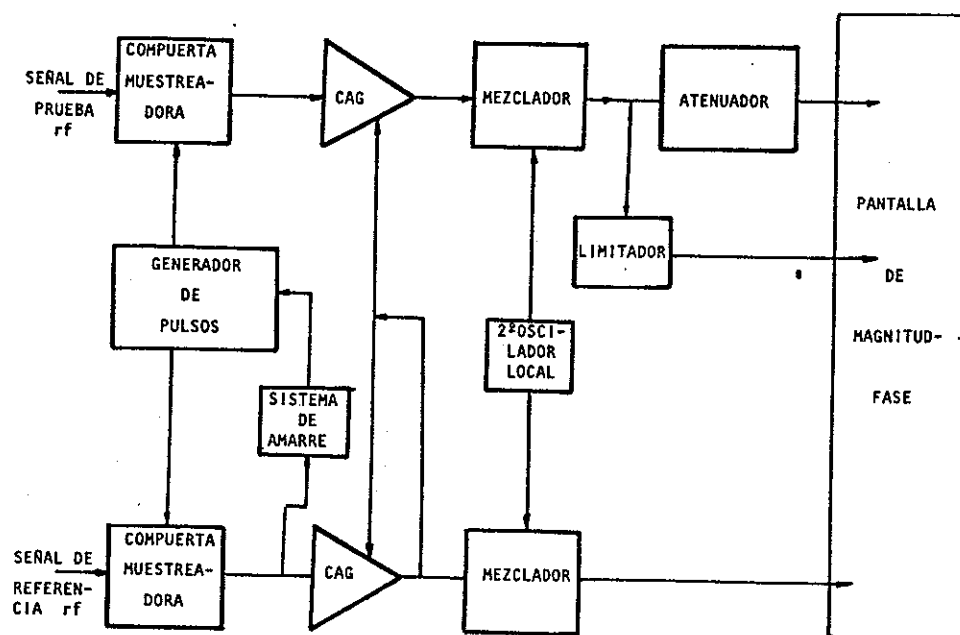


Figura 18. SISTEMA BASICO UTILIZADO EN EL ANALIZADOR PARA EFECTUAR LA TRASLACION DE FRECUENCIA POR TECNICAS DE MUESTREO.

paz de realizar la operación de barrido en frecuencia, un lazo interno de amarre de fase mantiene uno de los canales del analizador de redes sintonizado a la señal de entrada. La sintonización del lazo de amarre se realiza de manera automática, logrando con ello repetividad en la medición.

En la figura 18, se puede apreciar que las señales en fi se aplican primero a un par de amplificadores de control de ganancia - automático (CAG), los cuales tienen como función: a) Mantener -- constante el nivel de la señal en el canal de referencia y b) - aplicar una señal de error a un amplificador acoplado, de tal manera que, el nivel último de la señal no cambia.

Después de este proceso, las relaciones de la señales de prueba- y de referencia pueden ser determinadas directamente, por medio- de los sistemas de información visual, previa conversión de frecuencia.

iv. Sistemas de información visual (pantallas).

Del sistema conceptual del analizador de redes, discutido al inicio de este capítulo, se mencionó que el proceso de detección -- del sistema receptor mostrado en la figura 11, podía realizarse de dos maneras: 1) Midiendo la amplitud del canal de prueba y la diferencia de fase entre los canales de prueba y de referencia, o 2) Midiendo las componentes real e imaginaria del canal de prueba normalizadas a la fase del canal de referencia. Esto dió lugar a los diferentes sistemas de información visual, ya que del primer caso, se generan los módulos de magnitud-fase (HP8412A) y de ganancia-fase (HP8413A). Mientras que del segundo, proviene el módulo que proporciona los datos en forma polar (HP8414A). La--utilización de cada uno de estos módulos depende de la manera en que se desee leer los datos, considerando que los datos de la --red son los mismos para cada aplicación; es decir, magnitud y fase.

iva. Modulo indicador de magnitud y fase (HP8412A).

Este instrumento está provisto de un tubo de rayos catódicos-- (TRC), en el cual se muestra la amplitud y fase de la señal de prueba en dos trazos separados en la pantalla, con un rango --dinámico de 80 dB en amplitud y ± 180 grados en fase. Y ya que el tipo de transductor utilizado es para mediciones tanto de reflexión como de transmisión, las cantidades mostradas en la--pantalla serán relaciones de señales reflejadas a señales inci-

dentes, figura 19a. De acuerdo con el diagrama a bloques simplificado de esta unidad mostrado en la figura 19b, existen controles que proporcionan posicionamiento horizontal y de ganancia, calibración de amplitud de bajo nivel, resolución en las señales de magnitud y fase mostradas, y un control del nivel de cero de fase en el trazo de fase, así como un control para la intensidad e iluminación del tubo de rayos catódicos.

En la parte trasera de este módulo existen también controles para proporcionar posicionamiento vertical y de alineación de trazo con la rejilla horizontal.

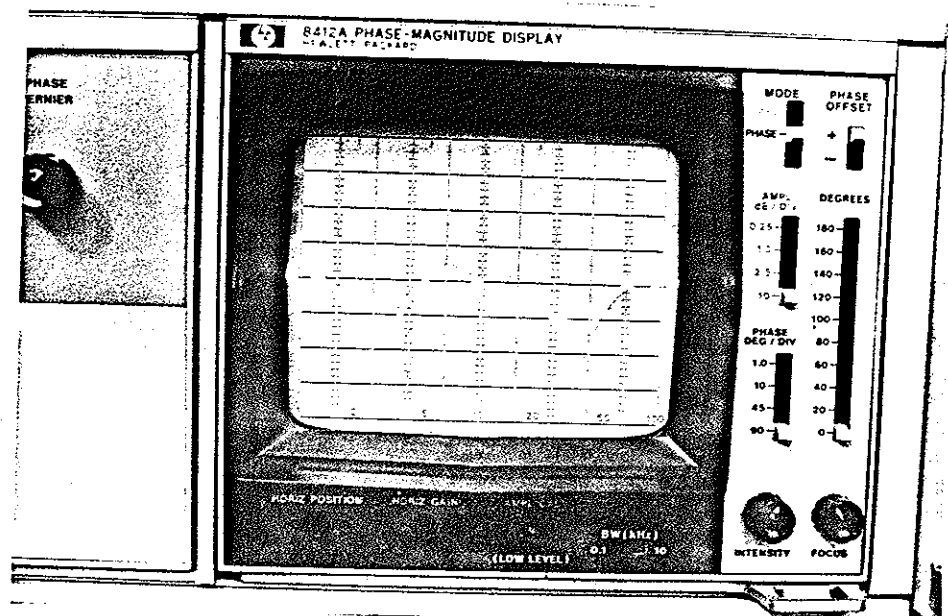


Figura 19 a .MODULO INDICADOR DE MAGNITUD-FASE HP8412A.

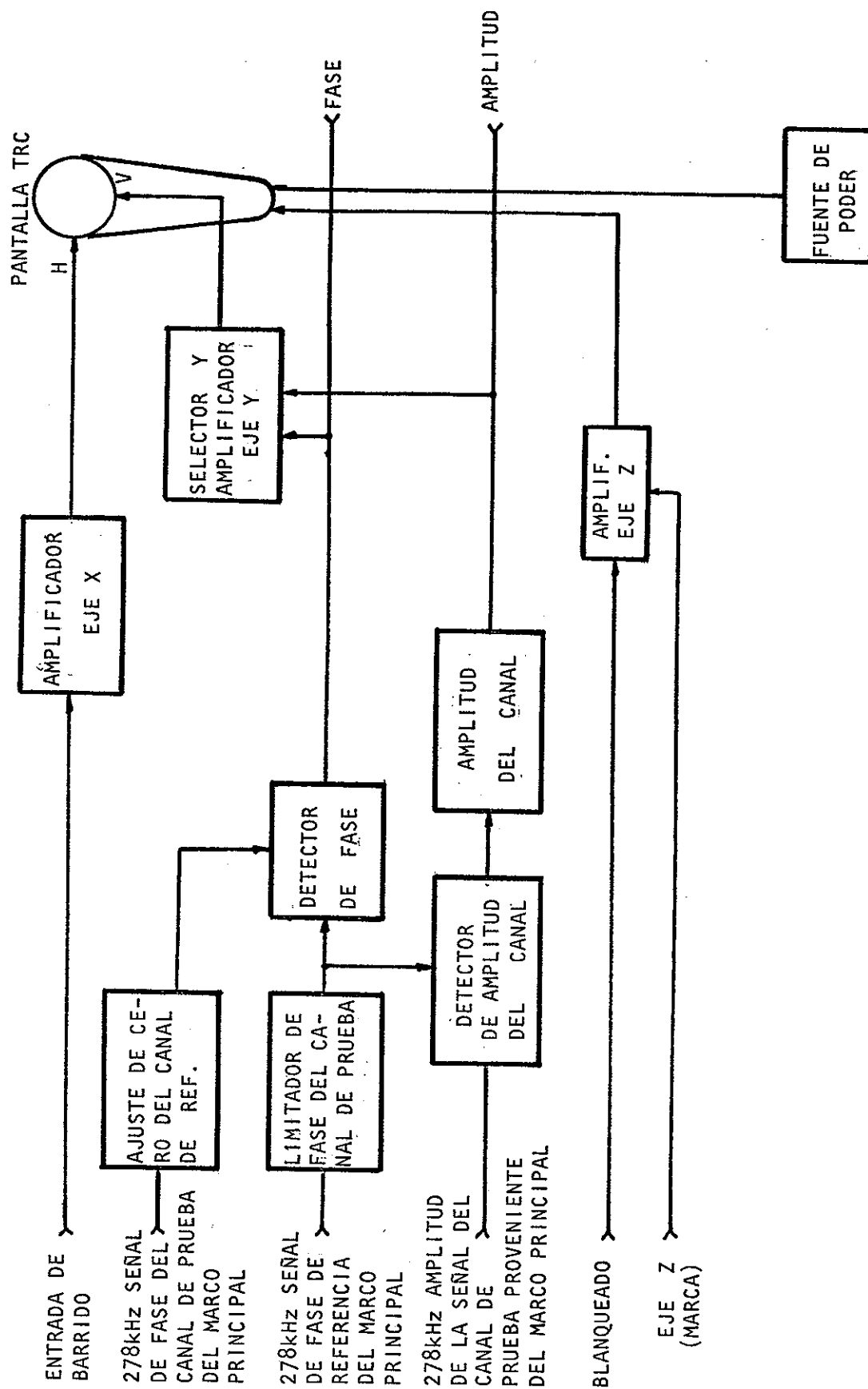


Figura 19b. DIAGRAMA A BLOQUES SIMPLIFICADO DEL MODULO INDICADOR DE MAGNITUD-FASE (HP8412A).

ivb. Módulo indicador de ganancia y fase (HP8413A).

Cuando se analizó el diagrama a bloques del conjunto convertidor armónico/analizador de redes, mostrado en la figura 18, en la salida de este conjunto se tenían tres terminales disponibles para conexión de la pantalla, una era debido al atenuador, otra al limitador y la tercera debido al mezclador; de tal manera que estas terminales se conectan a este módulo dando lugar al circuito de la figura 20. La unidad en cuestión está provista de un detector lineal de fase y de un convertidor logarítmico que determina en unidades de dB y de grados las cantidades medidas. La relación en dB y la fase (pero solo de onda continua) pueden leerse directamente en el medidor contenido en esta unidad con los siguientes rangos: Los rangos de amplitud son: ± 30 dB, ± 10 dB y ± 3 dB a escala completa, mientras que los rangos de fase son: ± 180 grados, ± 60 grados, y ± 6 grados en escala completa. El mismo módulo está provisto de controles para aumentar o disminuir la resolución en las mediciones de amplitud y fase ver figura 21. Para cuando es necesario hacer mediciones de barrido de frecuencia, el módulo entrega voltajes proporcionales a la ganancia y fase para ser alimentados a los canales verticales de un osciloscopio, o de un graficador X-Y. Si la entrada horizontal a estos equipos es un voltaje proporcional a la frecuencia, la respuesta completa tanto en amplitud como en fase se lograría, consiguiendo con ello realizar las mediciones en un ancho de banda.

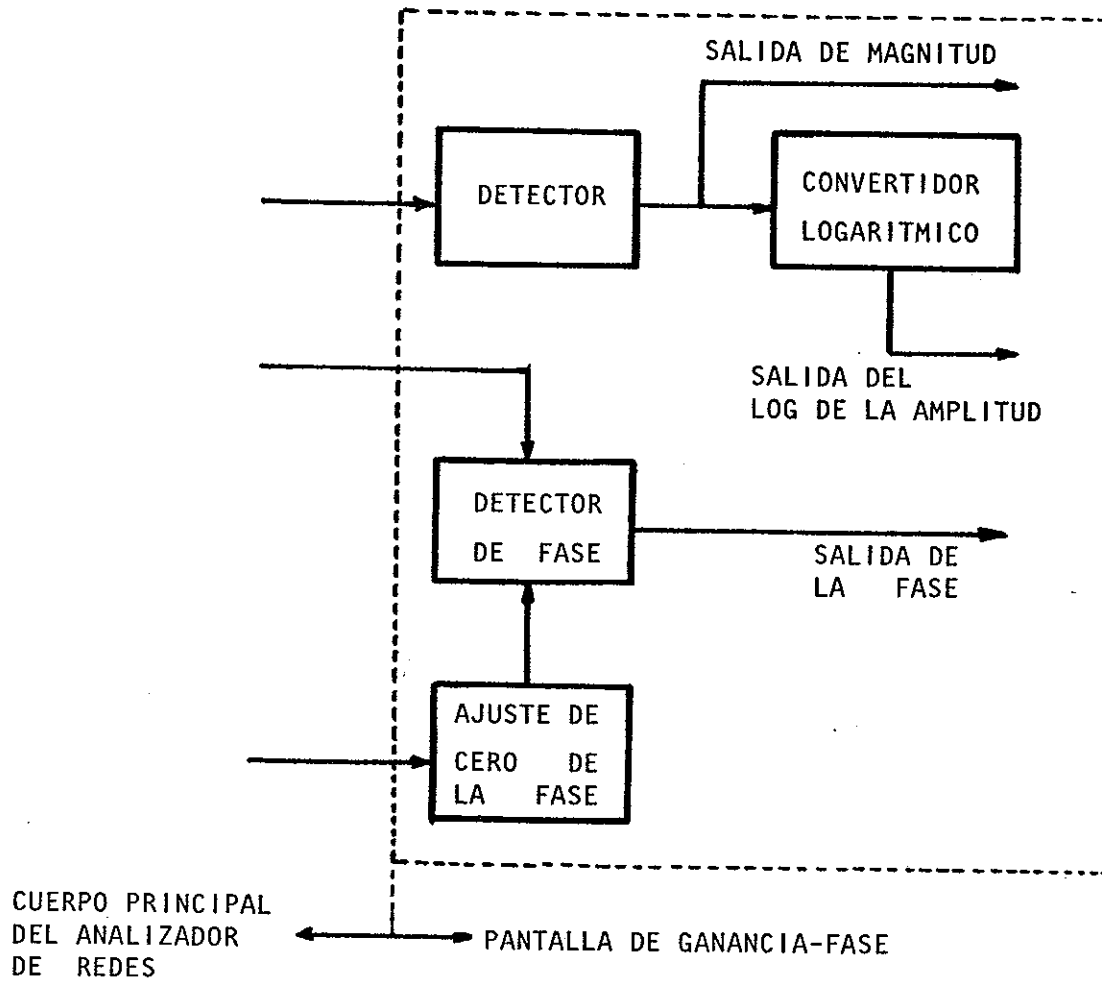


Figura 20. DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE GANANCIA-FASE.

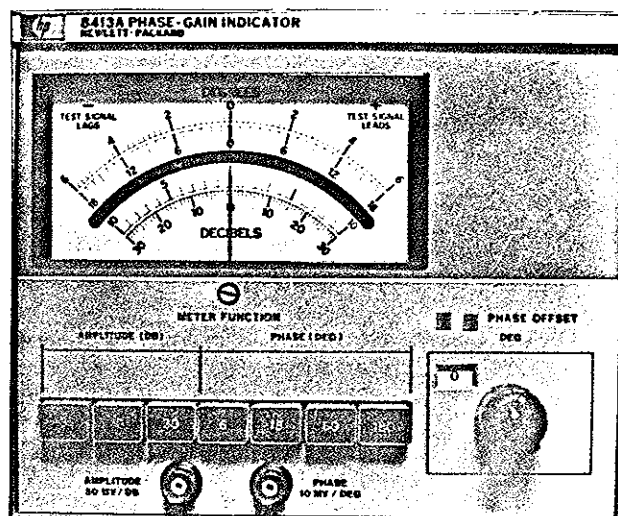


Figura 21. MÓDULO INDICADOR DE GANANCIA-FASE HP8413A.

ivc. Módulo de pantalla polar (HP8414A).

Esta unidad convierte cantidades polares de magnitud y fase en una forma disponible para su presentación en un tubo de rayos catódicos. lo anterior se consigue utilizando dos moduladores balanceados detectores de fase. La fase del canal de prueba es desfasada 90° con respecto al canal de referencia antes de ser aplicada al modulador balanceado, tal y como se muestra en la figura 22. La salida de un modulador es proporcional a $A \sin \theta$, esta señal es amplificada y alimentada a las placas verticales de la rejilla del tubo de rayos catódicos. La salida del otro modulador balanceado es proporcional a $A \cos \theta$, y esta señal es alimentada a las placas horizontales de la rejilla del TRC.

Esta unidad tiene la ventaja de presentar los coeficientes de transmisión y de reflexión, tanto en magnitud como en fase para el caso de una onda continua o para el caso de barrido de frecuencia.

Para la lectura del valor del coeficiente de reflexión en la pantalla de este módulo, se utilizan los círculos concéntricos que representan un valor de 0.2/división de coeficiente de reflexión, comenzando con cero en el centro de la pantalla y terminando con un valor de 1 en el círculo externo de la misma.

El ángulo de fase de cada punto en la pantalla será leído en grados observando donde la línea radial intercepta el círculo externo de la rejilla figura 23.

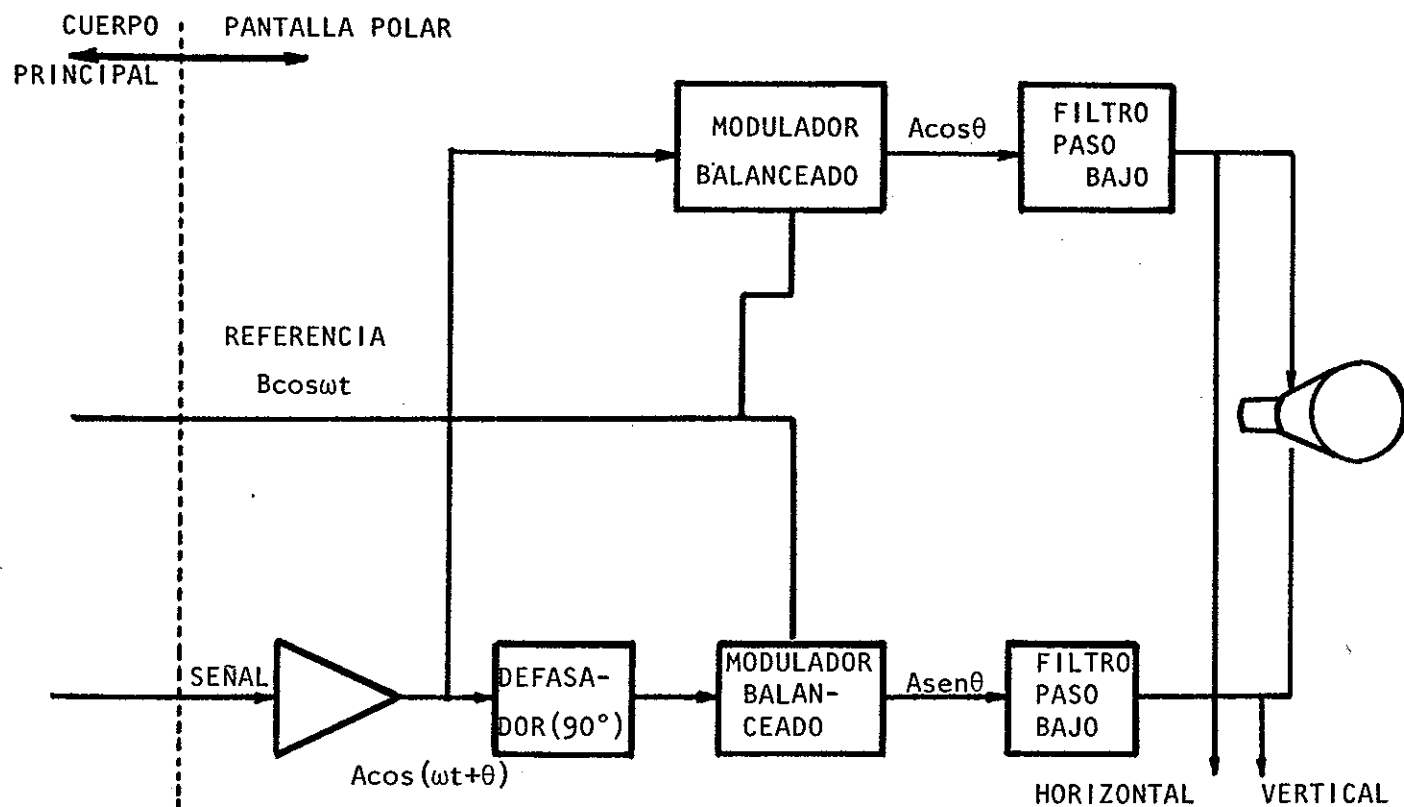


Figura 22. DIAGRAMA A BLOQUES DE LA PANTALLA POLAR.

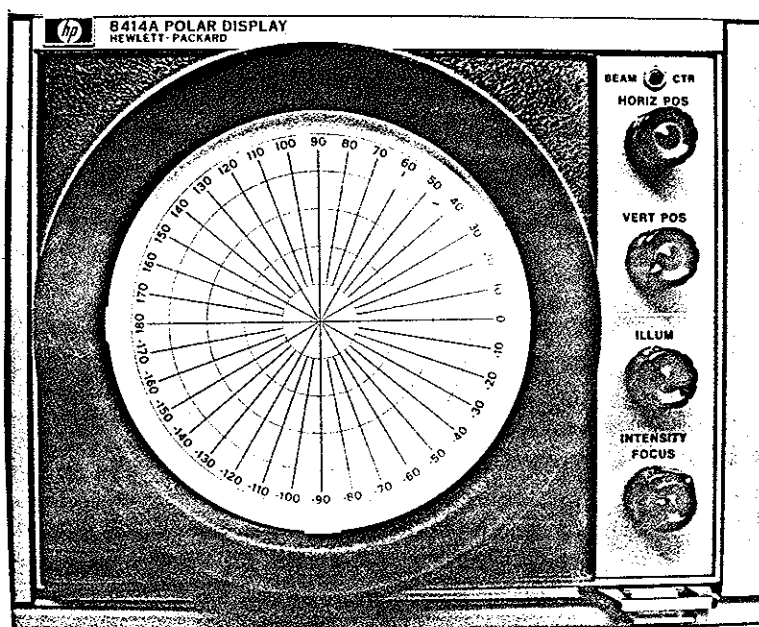


Figura 23. PANTALLA POLAR HP8414A.

4. Metodología para la caracterización de los parámetros de dispositivos de microondas mediante el Analizador de Redes.

Hasta el momento, se han descrito los elementos que integran, así como el papel que desempeñan en el funcionamiento del Analizador de Redes de microondas, a este sistema de medición, hay que agregarle una Unidad Auxiliar para Conexión de Sistemas de Información Visual (HP8418A). El contar con esta Unidad Auxiliar representa una gran ventaja, ya que con ello se consigue que el equipo de medición presente de manera simultánea y en dos formas diferentes, los datos de magnitud y fase del dispositivo bajo prueba.

a). Procedimientos generales de premedición.

Antes de registrar cualquier dato, o de intentar conectar el sistema de medición, se deberán considerar los siguientes procedimientos de premedición, mismos que aseguran validez en los datos obtenidos y una capacidad óptima en el funcionamiento del equipo de medición (Oliver y Cage, 1973).

1. Determinar el rango de frecuencia y el tipo de medición que se desee realizar.
2. Seleccionar el transductor apropiado para el tipo de medición.
3. Seleccionar la manera en que se desea la presentación de los datos, y en base a ello, elegir el sistema de información visual (siv) adecuado.
4. Conectar el sistema para premedición como de indica en la figura 24. En esta figura, la función de blanqueado o de intermedio (blanking) es evitar el trazo de regreso en las pantallas, de la-

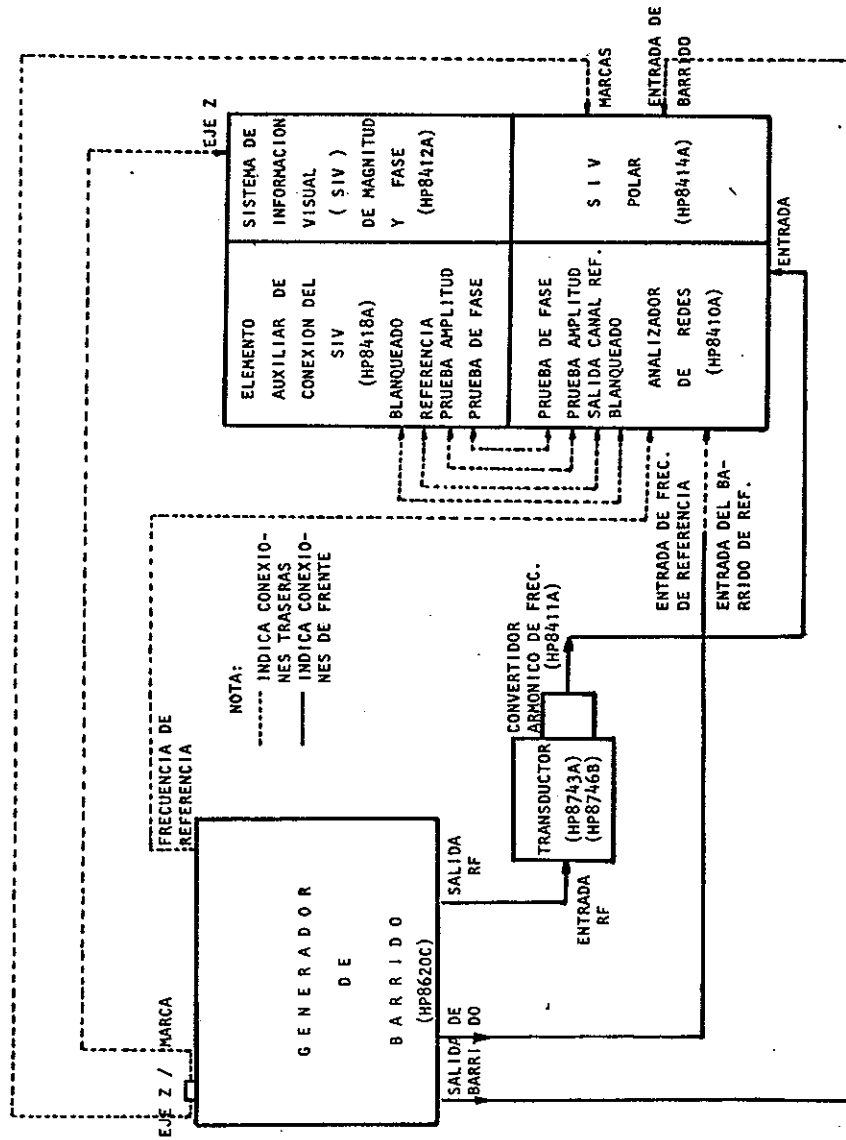


Figura 24. DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL ANALIZADOR DE REDES PARA PRE-MEDICION Y CALIBRACION.

manera, la función del marcador (marker) es identificar las frecuencias inferior, superior y central de un ancho de banda, por medio de la brillantez en los puntos del trazo.

5. Probar el amarre de fase y el nivel de potencia del canal de referencia, una vez que el sistema ha sido conectado. para probar ésto se sigue el siguiente procedimiento..

a) Seleccionar la banda del generador de barrido correspondiente a una octava. La velocidad de barrido se escoge de 0.01 seg.

b) Colocar la perilla del rango de frecuencia del analizador de redes, correspondiendo al rango de frecuencia de barrido. Los conectores de entrada y de salida del transductor permanecen abiertos.

c) Ajustar el nivel rf del generador de barrido en tal forma que el nivel de potencia del canal de referencia del analizador de redes, esté en la posición de "OPERACION". Esto asegura que hay suficiente potencia para el amarre de fase.

d) Observar el trazo en los siv seleccionados.

Colocando el modo de barrido del generador, en barrido automático-repetitivo. En el siv de Magnitud-Fase se selecciona el modo de amplitud. Para el siv Polar, si un punto aparece en la pantalla, cambiar la extensión del plano de referencia hasta que el punto se extienda a un trazo semicircular. Si el punto no aparece en la pantalla, ajustar la ganancia del canal de prueba del analizador de redes hasta que aparezca. La posición normal es de 21 dB.

e) Ajustar la estabilidad de barrido controlada por el vernier rojo del analizador de redes, hasta que el trazo sea una línea sólida

da en todo el barrido, esto asegura amarre de fase en el ancho-- de banda de interés.

f) Poner la perilla del selector de barrido del generador, en la posición manual y efectuar manualmente el barrido en el rango de frecuencia estipulada, asegurando que la potencia del canal de referencia permanezca en la región de "OPERACION" en todo el barrido. Si la línea se mueve al lado derecho durante la prueba, - reducir la potencia del generador, si se mueve a la izquierda - indica que el sistema está fuera de fase, lo cual requiere aumentar la potencia.

Paralelamente a estos procedimientos de premedición, deben de -- considerarse los niveles de potencia en los canales de prueba y de referencia, ésto para evitar daños al equipo de medición. Las áreas de interés son

- 1) Nivel de Potencia en el Canal de Referencia: debe de estar entre -16 dBm y -44 dBm.
- 2) Nivel de Potencia del Canal de Prueba: debe de ser de -10 dBm de el nivel de ruido del sistema (típicamente -78 dBm o menos).
- 3) La potencia en el canal de prueba no podrá ser mayor de 20 dB sobre la del canal de referencia.

b). Calibración del sistema de medición.

Antes de llevar a cabo la caracterización de los parámetros s de transistores de microondas GaAsFET mediante el Analizador de Redes, es necesario efectuar primero la calibración del sistema, - ya que de lo contrario, las mediciones realizadas serán incorrecta

tas. El sistema mostrado en la figura 12 se calibra para las mediciones de transmisión y de reflexión, siguiendo el procedimiento detallado a continuación:

1) Se toma como patrón de referencia un corto circuito, que es conectado a uno de los dos puertos del transductor, de tal manera - que para la medición de los coeficientes de reflexión, el sistema de la figura 12 debe de ajustarse para que presente en la pantalla Polar un punto que represente un valor de magnitud igual a 1- y un ángulo de fase de 180° .

Para el caso de la pantalla de Magnitud-Fase, el sistema debe de ajustarse a unas pérdidas por regreso de amplitud de 0 dB y un ángulo de fase de 180° .

2) La calibración para la caracterización de los parámetros de -- transmisión, se efectúa removiendo el circuito corto formado para la calibración de reflexión y se interconectan entre sí los dos - puertos del transductor por medio de un brazo flexible,ajustándo se el sistema de medición para obtener en la pantalla Polar una- magnitud de 1 y un ángulo de fase de 0° , y en la pantalla de Mag- nitud-Fase unas pérdidas por inserción de amplitud 0 dB y un ángulo de fase de 0° .

c). Procedimientos de medición de los parámetros s.

Para realizar la medición de los parámetros s de dispositivos de- microondas, mediante el Analizador de Redes, se sigue el siguien-

te procedimiento:

Para los parámetros de reflexión S_{11} y S_{22} .

- 1) El dispositivo bajo prueba se conecta al puerto 1 del transductor, terminando el otro puerto del dispositivo en una impedancia característica de 50 ohms.
- 2) Se elige en el tablero del transductor el parámetro de reflexión a medir.
- 3) Se lee directamente la magnitud y la fase de estos coeficientes en las pantallas Polar y de Magnitud-Fase.

Para los parámetros de transmisión S_{12} y S_{21} .

- 1) El dispositivo bajo prueba se coloca entre el puerto 1 y un - atenuador de 10 dB, colocado en brazo flexible para disminuir el grado de desacoplamiento de impedancias que existe en éste.
- 2) Para determinar ganancia o pérdida del dispositivo, se parte de la diferencia entre el valor de la Ganancia del Canal de Prueba del Analizador de Redes, obtenido en la etapa de calibración y el obtenido al ajustar los controles para que en las pantallas Polar y de Magnitud-Fase, se tengan las condiciones de partida. - La diferencia entre estas dos posiciones de la Ganancia del Canal de Prueba proporciona la magnitud de la ganancia o pérdida - del dispositivo en prueba. Para determinar el desvío en fase producido por la intromisión del dispositivo bajo prueba, se puede leer directamente el valor en la pantalla Polar, mientras que - en la pantalla de Magnitud-Fase se determinará considerando el - desplazamiento que hubo con respecto a la línea de referencia -- obtenida durante la calibración.

5. Conclusiones.

El sistema de medición denominado Analizador de Redes, fundamentado en la teoría de redes, permite caracterizar los parámetros de dispersión de dispositivos activos y pasivos de microondas.

Este equipo presenta de manera automática, precisa y rápida en un barrido de frecuencia, el valor de los parámetros s en magnitud y en fase en tres formas diferentes mediante los sistemas de información visual.

Previo a cualquier medición, el Analizador de Redes debe de calibrarse para mediciones de reflexión y de transmisión, siguiendo para ello los procedimientos de premedición recomendados para cada caso.

Para el diseño de amplificadores de microondas, resulta importante conocer lo más precisamente posible las características de transmisión y de reflexión en un barrido de frecuencia de los transistores involucrados en el proceso, y una manera de conseguirlo, es por medio de este sistema de medición, con la ventaja de que de esta manera se determinan los parámetros s en frecuencias continuas, a diferencia de lo que presenta el fabricante.

IV. CARACTERIZACION DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA BASE DE PRUEBA,

1. Introducci3n.

En este capítulo se describen las condiciones de diseño y fabricaci3n de la base de prueba, que al igual que las modificaci3nes hechas a la base de prueba comercial HP se conseguirá la -- caracterizaci3n de los parámetros de dispersi3n o parámetros s de diferentes dimensiones y tipos de encapsulado de transisto-- res de microondas. Con estas dos bases de prueba, se caracterizan los parámetros s de transistores de microondas utilizando como equipo de medici3n el analizador de redes de alta frecuencia -- descrito en el capítulo anterior. Los parámetros s así obteni-- dos, son comparados con los valores proporcionados por el fabricante con el objetivo de enfatizar en la importancia de manejar valores como éstos lo más reales y precisos posible. En este -- mismo capítulo, para purificar lo más posible los parámetros s medidos se hace un análisis de los errores presentes en la medición, cuantificándolos y considerándolos en los valores finales. Esta cuantificaci3n y eliminaci3n de los errores sistemáticos -- se consigue mediante un programa de computadora realizado exprofeso. En este mismo capítulo se caracteriza completamente la base de prueba tanto experimental como comercial, presentando en cada caso la respuesta en frecuencia desde 2 ghz. hasta 8 ghz.. Finalmente, como una aplicaci3n más del equipo de medici3n utilizado se determinan los siguientes parámetros a un amplificador de bajo ruido de microondas: a) ganancia de transmisi3n, b) pér-

didas por regreso, c) coeficiente de reflexión en cada puerto y d) relación de onda estacionaria (VSWR) también en cada puerto.

2. Definición y evaluación de los vectores error del equipo de medición analizador de redes de microondas.

Cuando se realizan mediciones en altas frecuencias del orden de gigahertz, es de esperarse que los parámetros medidos no sean del todo precisos si es que no se ha seguido la siguiente metodología en la medición (Adam, Rytting y Heinz, 1971):

- 1) Análisis de error: en esta etapa se analizan los errores en el sistema de medición.
- 2) Reducción de error: en esta etapa se minimizan los errores del sistema.
- 3) Iniciación: en esta etapa se efectúa la calibración del sistema para iniciar la medición.
- 4) Medición: se coloca y se caracteriza el dispositivo bajo prueba.

En el análisis anterior de error se determinan las limitaciones del sistema de medición cuya precisión se ve disminuida en algún grado debido a la presencia de errores; que de manera general se pueden clasificar en dos grupos: a) errores sistemáticos b) errores estocásticos. A su vez, el primer grupo puede subdividirse en dos categorías (Anón, 1972):

1. Errores de instrumento: son aquellos errores debido a desacoplamiento de impedancias, aislamiento, directividad de los aco

pladores, imprecisión en las conversiones logarítmicas que se efectúan en el analizador de redes, no linealidad en la pantalla de magnitud y fase, etc.; errores todos inherentes al sistema de medición.

2. Errores de conexión: son errores debido a los cables de prueba, conectores, adaptadores, transiciones, etc. utilizados para interrelacionar el dispositivo bajo prueba con el equipo de medición. Estos errores son los que a frecuencias de microondas constituyen las fuentes de incertidumbre más importante en las mediciones; de ahí la importancia de asegurar en cualquier momento una correcta conexión.

De estos errores sistemáticos los errores de instrumento pueden cuantificarse y eliminarse mediante técnicas de reducción de error (Hillbun, 1980); no así para los errores estocásticos que vienen siendo errores debido a condiciones desfavorables del medio ambiente donde se realiza la medición; como por ejemplo: temperatura, vibraciones, ruido debido a una iluminación inadecuada en el laboratorio, limpieza, etc. (Cobb, 1980).

La importancia de considerar estos dos grupos de error depende del nivel de precisión preestablecido en la medición. Si se desea medir con una precisión de 1 dB (es decir, tolerando variaciones en décimas) estos errores no influirán considerablemente en los parámetros medidos. Si se desea medir con una precisión de 0.1 dB (es decir, tolerando variaciones solo en centésimas), será necesario determinar la magnitud de varios de los términos de error y tomar las medidas necesarias para su reducción. Por últi

mo, si se desea medir con una precisión de 0,01 dB (es decir, tolerando variaciones solo en milésimas) no solo será necesario conocer la magnitud de los términos error sino también su fase (Adam, 1971).

Cuando se efectúan mediciones con alto grado de precisión físicamente será imposible remover los errores, pero si se cuantifican frecuencia a frecuencia, al final se podrán eliminar mediante técnicas de reducción establecidas expofeso, y que se fundamentan en general en modelar los errores como vectores en una gráfica de flujo; para establecer según el caso, la función de transferencia S_{ij} que resuelve el sistema.

Los criterios para establecer los diferentes modelos de error se fundamentan por un lado, en considerar al sistema de medición como de 1 puerto o de 2 puertos; y por otro, en considerar el tipo de medición que puede efectuar el sistema; es decir, reflexión, transmisión y ambas reflexión-transmisión. De esta manera, se establecen modelos de error para sistemas de medición en 1 puerto como el de Silva y McPhum (1978), modelos de error para sistemas de medición en dos puertos como el de Fitzpatrick (1978) y modelos de error para mediciones solo de reflexión, solo de transmisión como los presentados por Shurmer (1970), y finalmente, modelos de error más versátiles que consideran mediciones en dos puertos y de reflexión-transmisión, como es el presentado por Gelnovatch (1976). La variante en cada modelo es el número de vectores error considerados. Para el presente trabajo dado el equipo de medición utilizado, el modelo de error que le corres-

ponde es el presentado por Swanson(1980) o bien el de Gelnovatch (1976), el cual se muestra en la figura 25. De la misma manera, el significado físico de los vectores error presentados en esta figura se presenta en la tabla II (Adam, 1971.).

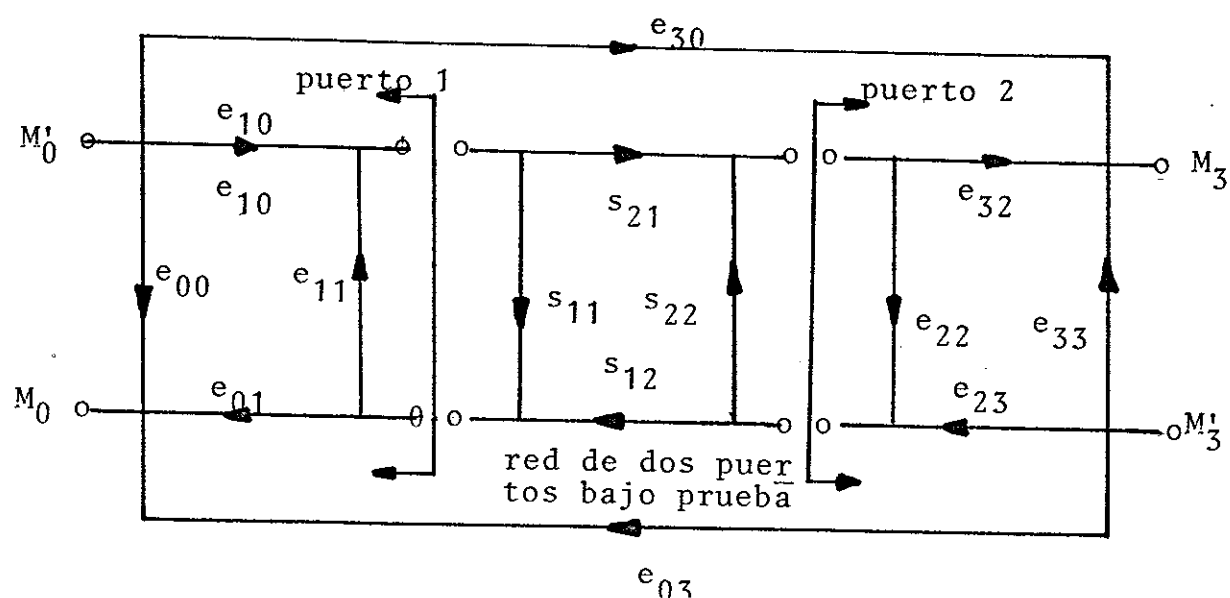


Figura 25. Modelo de 10 vectores error para el sistema de medición analizador de redes de alta frecuencia.

VECTOR ERROR		SIGNIFICADO FISICO
e_{00}	e_{33}	errores debido a directividad.
e_{30}	e_{03}	errores debido a diafonía de transmisión.
e_{11}	e_{22}	errores debido a reflexión por desacoplamiento.
e_{01}	e_{32}	errores debido a enrutamiento en reflexión.
e_{10}	e_{23}	errores debido a enrutamiento en transmisión.

Tabla II. Significado físico de los vectores error del modelo de la figura 25.

De los vectores error presentados en la gráfica de flujo anterior conviene explicitar más en ellos; así se tiene que el error de directividad del equipo de medición es una medida de la incapacidad de un acoplador o de un puente para separar completamente las ondas incidente y reflejada, a lo cual si se le agrega los efectos de reflexión residual de los cables de prueba y adaptadores dará como resultado error de directividad efectiva. Para mediciones de dispositivos con bajo coeficiente de reflexión este error sistemático es de gran consideración. La figura 26 --- ilustra el significado de este error.

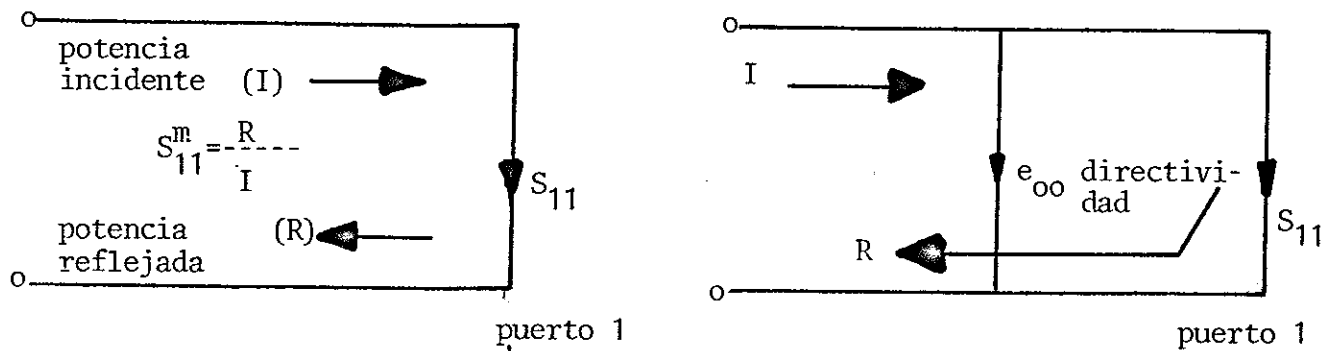


Figura 26. (a). El coeficiente de reflexión se mide separando la potencia incidente de la reflejada y tomando la relación de esos valores mediante un cociente.

(b). No toda la potencia incidente llega al puerto 1, ya que parte de ella la regresan los adaptadores imperfectos dando lugar al error de directividad e_{oo} .

Error de desacoplamiento: se presenta debido a que las impedancias características de los puertos de entrada no son exactamen

te de 50 ohms, lo que producirá una reflexión múltiple. Estos -- errores tienen particular importancia en las mediciones de dispositivos con alta o baja impedancia, lo que produce un gran efecto de desacoplamiento. La figura 27 ilustra el significado de este error en uno de los puertos.

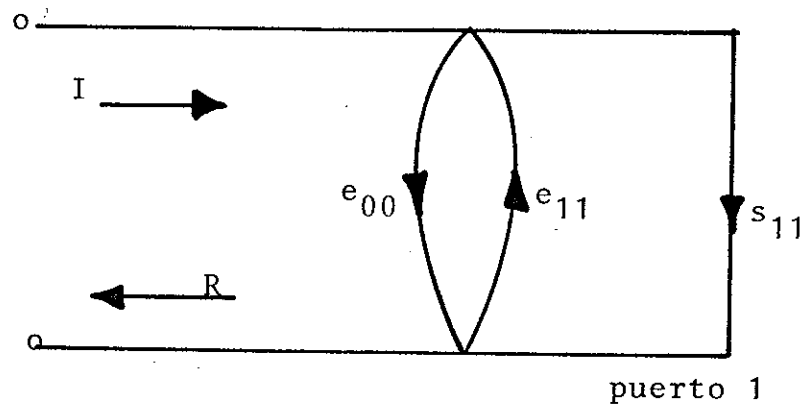


Figura 27. Flujo del vector error e_{11} debido a efectos de desacoplamiento.

Error de enrutamiento en frecuencia: este vector error se refiere a la respuesta en frecuencia del equipo de medición y en especial, al instrumento transductor conjuntamente con el conversor armónico de frecuencia, cuyo arreglo presenta variaciones del orden de ± 0.5 dB (variaciones del orden de 0.115 de coeficiente de reflexión) con $\pm 5^\circ$ en el ancho de banda utilizado en este trabajo de 2 ghz a 8 ghz.

Una vez presentado el modelo de error así como su significado físico en cada uno de sus elementos¿como se resuelve el diagra

ma de la figura 25 para definir el valor de cada uno de los vectores error; y por lo consiguiente los cuatro parámetros S_{ij} del dispositivo bajo prueba?. Un método obligado sería utilizando las reglas del "lazo que no se toca" (nontouching-loop) para llevar a su forma más simple la gráfica de flujo y resolver los S_{ij} en función de los vectores error resultantes: lo cual para este modelo resultaría muy complejo y tardado. Otro método es aquel que considera el significado físico de los vectores error para su determinación mediante mediciones de un cierto número de estándares. El número y tipo de estándares los determina el mismo modelo de error. En cuanto al número, algunos autores consideran 3 estándares de medición para modelos de 6 a 8 vectores error considerados, estos modelos son utilizados a bajas frecuencias donde no es de mucha importancia el vector error de fuga de transmisión (leakage vector) en directa y en reversa (Fitzpatrick, 1978). En cuanto al tipo, algunos autores han investigado con varios circuitos cortos colocados cada uno en diferentes planos de referencia (Da Silva y McPhum, 1973); o bien, con diferentes tipos de estándares como son, un circuito corto, un circuito abierto, una línea de transmisión de 50 ohms y una carga de 50 ohms (Gelnovatch, 1976). El objetivo de utilizar estándares de medición es que de antemano se conoce su coeficiente de reflexión. Así, para el circuito corto y la línea de transmisión se definen planos de referencia en -1 y 1 respectivamente en la pantalla polar. Por su parte, el circuito abierto define la región de cero de coeficiente de reflexión, y por último, la carga perfecta de 50 ohms (que

en realidad no existe pero lo más próximo a ella es la carga móvil de 50 ohms) es utilizada para colocar un punto conocido en la región de máximo interés (valores bajos de reflexión) (Swanson, 1980).

Considerando el equipo de medición utilizado, el ancho de banda de operación y el modelo de error que lo caracteriza, para el presente trabajo se utilizaron 4 estándares diferentes; con la innovación de que el circuito corto, el circuito abierto y la línea de transmisión de 50 ohms se construyeron en la misma base de prueba experimental que alojará diferentes tipos de transistores de microondas; esto se hizo con el objetivo de considerar a la misma base de prueba con todo y sus cables y adaptadores como parte integral del sistema de medición y cuantificar de manera conjunta los vectores error para todo este arreglo.

Evaluación de los vectores error del sistema de medición.

Para medir con la mayor precisión posible los parámetros debido a los estándares, la medición se efectuó seleccionando el modo de onda continua (CW) del analizador de redes; es decir, la medición de cada uno de los estándares se efectuó frecuencia desde 2 hasta 8 ghz, utilizando simultáneamente como pantallas la polar (HP8414-A) y el medidor de ganancia-fase (HP8413-A). La utilización del medidor de ganancia-fase en mediciones en onda continua es sumamente recomendable, ya que mediante éste, se obtienen valores muy precisos hasta del orden de milésimas elimi-

nando afortunadamente los errores de apreciación que se tienen en las pantallas polar y de magnitud-fase.

El número y tipo de mediciones con los estándares que definirán el valor de los vectores error se describen en la tabla III (Gelnovatch, 1976).

Tabla III. Descripción de las mediciones requeridas para resolver la gráfica de flujo de la figura 25.

No.	Estándar	puerto seleccionado	Parámetro S seleccionado	Designación del paráme- tro medido *
1	carga móvil de 50 ohms.	1	S_{11}	M_{0m}
2	carga móvil de 50 ohms.	2	S_{22}	M'_{3m}
3	carga de 50	1 y 2	S_{12}	M'_{0m}
4	carga de 50	1 y 2	S_{21}	M_{3m}
5	circuito corto	1	S_{11}	M_{0s}
6	circuito corto	2	S_{22}	M'_{3s}
7	circuito abierto	1	S_{11}	M_{0o}
8	circuito abierto	2	S_{22}	M'_{3o}
9	línea de transmisión	1 y 2	S_{12}	M'_{0t}
10	línea de transmisión	1 y 2	S_{21}	M_{3t}

* el primer subíndice indica el puerto de medición y el segundo -

indica el tipo de estandar utilizado,

Las figuras 28 a la 28e ilustran los tipos de estándares utilizados y el procedimiento seguido para su medición. Los resultados de las mediciones se presentan en la tabla IV, en donde los valores presentados al final de cada columna se refieren al valor ideal.

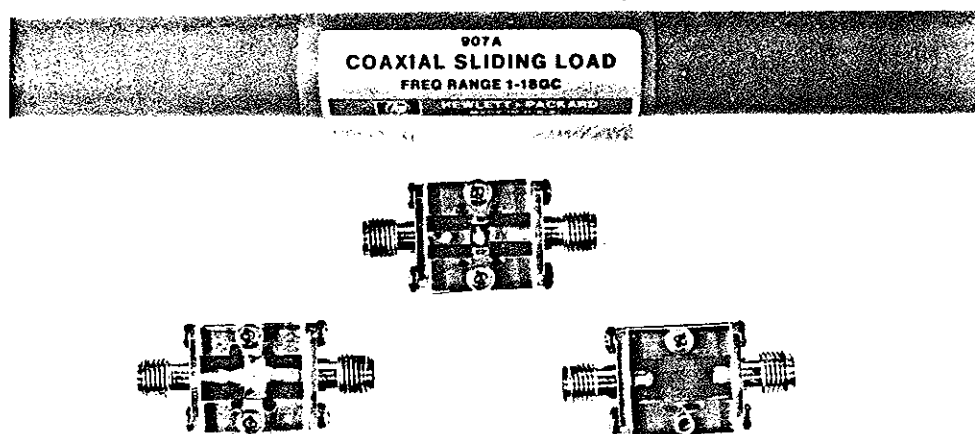


Figura 28a. En esta fotografía se presentan los cuatro estándares utilizados. El circuito corto, abierto y la línea de transmisión de 50 ohms fueron construidos en la misma base experimental (tres arreglos inferiores de la foto) mientras que como carga "perfecta" de 50 ohms se utilizó la carga móvil (colocada en la parte superior de la foto).

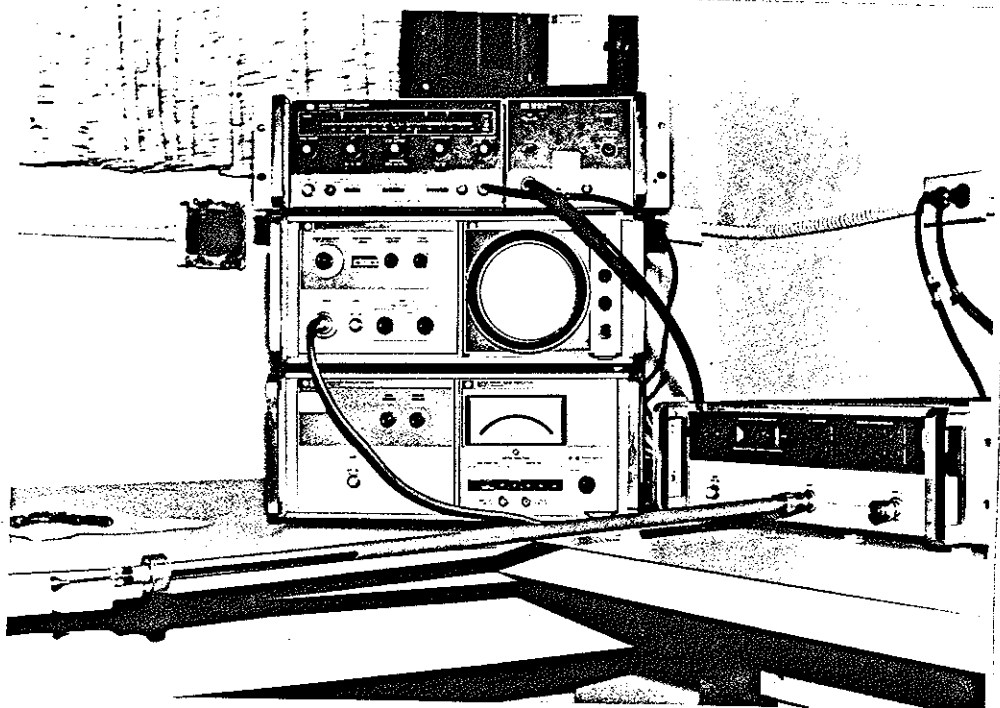


Figura 28b. Carga móvil de 50 ohms conectada al puerto 1 del transductor para determinar M_{0m} .

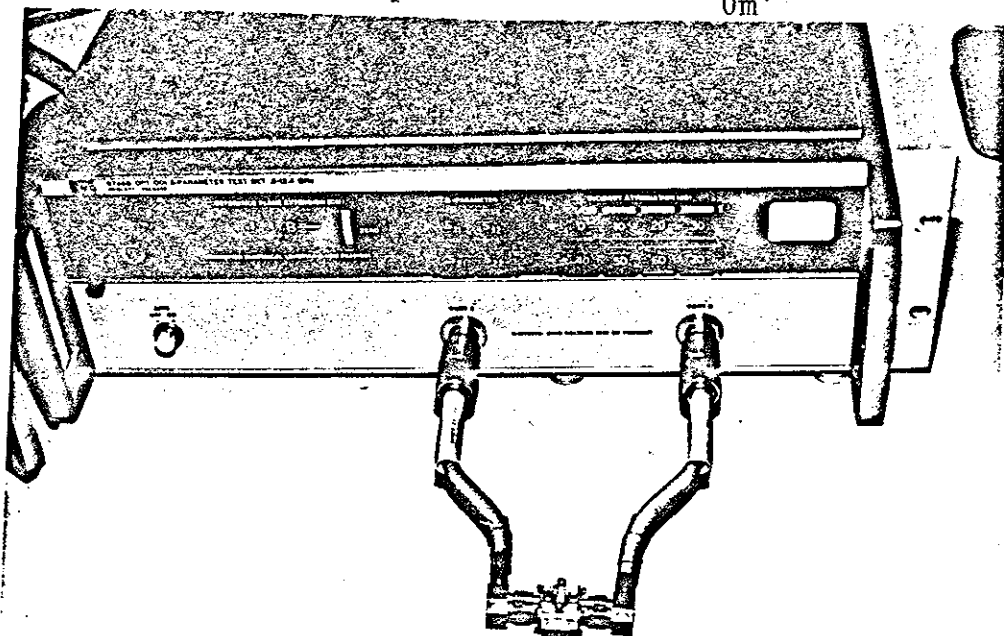


Figura 28c. Circuito corto conectado al transductor para determinar M_{0s} y M'_{3s} seleccionando S_{11} y S_{22} resp.

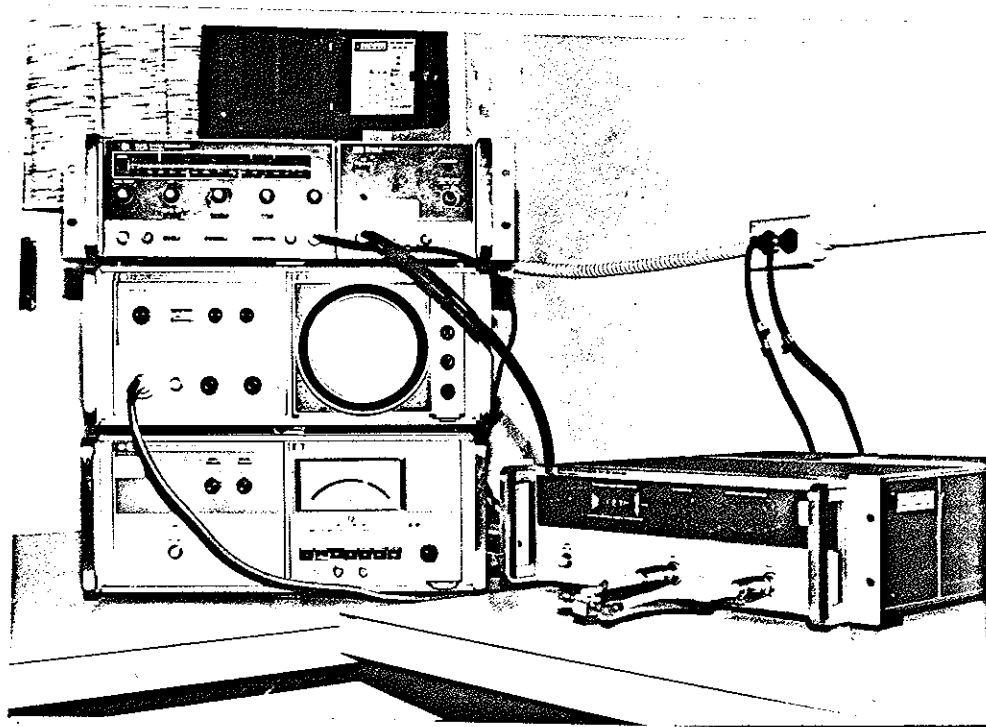


Figura 28d. Circuito abierto conectado al transductor para determinar M_{00} y M'_{30} seleccionando S_{11} y S_{22} respectivamente en el tablero del transductor.

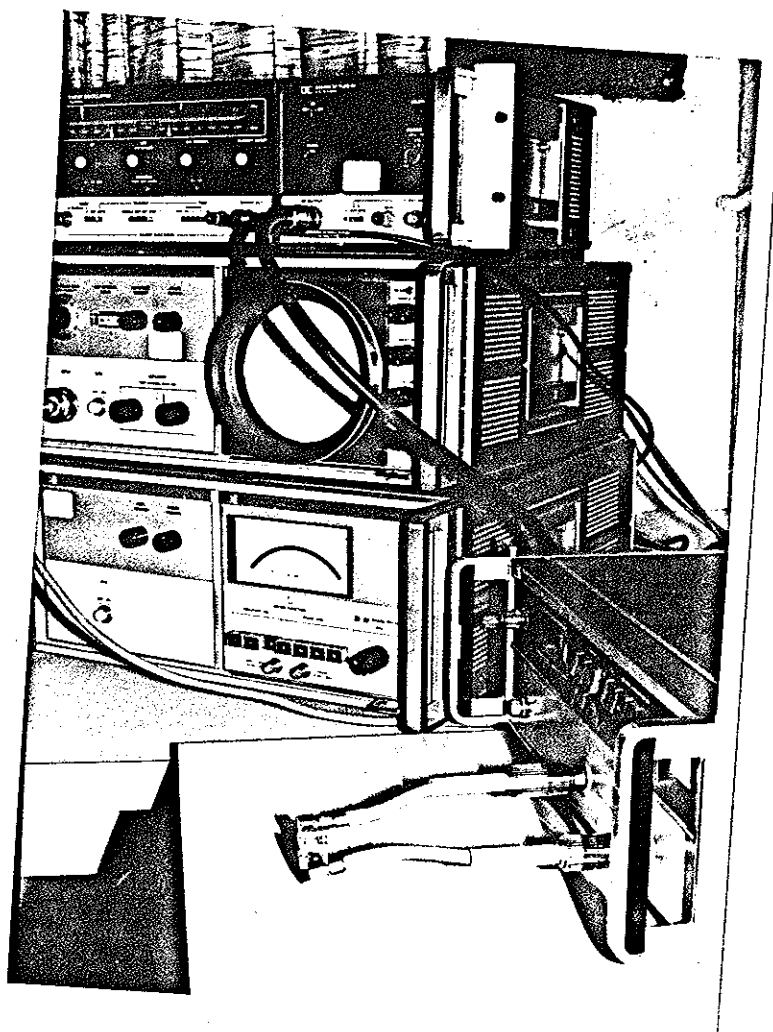


Figura 28e. Línea de transmisión de 50 ohms conectada al transductor para determinar M'_{0t} y M_{3t} seleccionando S_{12} y S_{21} respectivamente en el tablero del transductor.

Una vez definido el valor de los estándares a cada frecuencia, los vectores error de la figura 25 se determinan a partir de -- las siguientes ecuaciones, desarrolladas por Gelnovatch (1976):

$$e_{00} = M_{0m} \quad (13)$$

$$e_{11} = \frac{M_{0s} + M_{0o} - 2M_{0m}}{M_{0o} - M_{0s}} \quad (14)$$

$$e_{01}e_{10} = 2 \frac{(M_{0s} - M_{0m})(M_{0o} - M_{0m})}{M_{0s} - M_{0o}} \quad (15)$$

$$e_{33} = M'_{3m} \quad (16)$$

$$e_{22} = \frac{M'_{3s} + M'_{3o} - 2M'_{3m}}{M'_{3o} - M'_{3s}} \quad (17)$$

$$e_{23}e_{32} = 2 \frac{(M'_{3s} - M'_{3m})(M'_{3o} - M'_{3m})}{M'_{3s} - M'_{3o}} \quad (18)$$

$$e_{32}e_{10} = (M_{3t} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (19)$$

$$e_{23}e_{01} = (M'_{0t} - e_{03})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (20)$$

$$e_{30} = M_{3m} \quad (21)$$

$$e_{03} = M'_{0m} \quad (22)$$

Dado que las ecuaciones anteriores manejan valores dados en forma polar, las operaciones indicadas entre ellos resultan complicadas; lo que motivó a crear un programa de computadora que en su primera parte realizara todas estas operaciones. Recordando -

además que se realizarán mediciones en dos bases de prueba diferentes, lo que conducirá a calcular dos conjuntos de vectores error distintos. La figura 29a muestra el listado de los vectores error correspondientes a la base experimental. Estos valores son presentados en forma compleja; es decir, una columna define la parte real y la columna inmediata define la parte imaginaria. Los 10 renglones de esta matriz corresponden a la frecuencia, que va de 2 ghz hasta 8 ghz., considerando además las frecuencias de 3.7 y 4.2 ghz. Con las mismas características la figura 29b muestra un listado de los vectores error correspondientes a la base de prueba comercial HP, en el mismo ancho de banda.

VECTORES ERROR EN FORMA COMPLEJA DEL 1 ALS CORRESPONDIENTES A LA BASE EXPERIMENTAL

0.0003	-0.0171	337.1157	-5.6916	340.0339	-11.5913	0.0134	-0.0087	1.5740	11.3398
-0.0141	-0.0051	-0.2562	3.9473	1.4271	3.6947	-0.0138	0.0024	-0.2050	3.8178
0.0054	-0.0203	0.0060	1.4210	-0.6674	1.5120	0.0113	-0.0041	1.5160	7.3659
0.0000	0.0170	-0.0965	1.5034	-1.0003	1.5032	0.0106	0.0106	2.4216	8.9756
-0.0159	-0.0014	0.0523	1.5423	-1.0497	1.4143	-0.0065	0.0241	0.5649	-22.9000
0.0139	0.0012	-0.3134	2.3905	-2.3517	0.4934	0.0693	0.0400	-0.2374	-2.6189
-0.0229	-0.0020	-5.5084	14.4136	-10.9310	-7.4153	-0.0229	0.0161	0.0123	-0.6181
0.0212	-0.0212	-1.0376	-2.5122	2.3213	0.5463	0.0261	0.0070	-0.1070	-0.4714
-0.0009	0.0190	-0.3798	-2.4103	1.0608	2.1660	0.0165	-0.0095	-0.0420	-0.8877

VECTORES ERROR EN FORMA COMPLEJA DEL 6 AL 10 PERTENECIENTES A LA BASE EXPERIMENTAL

0.7033	11.0038	3799.5054	-721.1447	3660.7617	-594.0974	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.3567	3.1308	-9.3415	8.6821	-10.0052	8.0764	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.5600	7.6603	-9.9069	5.6021	-10.5307	5.1011	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-0.2463	9.5144	-14.7796	4.2047	-14.9913	4.2650	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
9.9353	-20.9969	34.1512	0.0699	34.5057	2.6072	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.6977	-2.2517	-5.0489	1.0099	3.7179	3.6726	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.0194	-0.4021	-2.4359	7.6145	-2.7879	7.7682	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.0404	-0.0563	0.6351	-1.9017	0.7059	-1.9671	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.0245	0.4341	1.0378	-0.3002	1.0040	-0.2010	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000

ENTER RESARCHI : ASCORR

Figura 29a. Forma compleja de los vectores error correspondientes a la base de prueba experimental.

VECTORES ERROR DEL 1 AL 5 EN FORMA COMPLEJA CORRESPONDIENTES A LA BASE COMERCIAL HP

0.0003	-0.0171	-73.0239	1.2196	-74.6194	2.5110	0.0134	-0.0007	-0.0016	-1.7634
-0.0141	-0.0051	-0.8054	7.9754	3.3416	7.1650	-0.0138	0.0024	0.0505	-2.9306
0.0054	-0.0203	-2.6285	-13.8801	-6.7316	11.9173	0.0113	-0.0041	-0.1349	-2.5698
0.0000	0.0170	7.7566	14.6525	15.6019	5.9578	0.0106	0.0106	-0.3020	-2.5454
-0.0159	-0.0014	10.6651	14.8367	4.6039	17.3440	-0.0065	0.0241	-0.0007	-2.8515
0.0139	0.0012	2.6303	8.7334	8.4764	0.9267	0.0693	0.0400	-0.3093	-2.1940
-0.0229	-0.0020	7.3065	8.1649	7.4216	-7.4115	-0.0229	0.0161	-0.4379	-1.6329
0.0212	-0.0212	0.1000	2.3326	2.2793	-0.4442	0.0261	0.0070	0.0463	-1.4965
-0.0089	0.0190	0.0014	0.7300	0.3447	-1.1124	0.0165	-0.0095	0.1231	-1.0144

VECTORES ERROR DEL 6 AL 10 EN FORMA COMPLEJA CORRESPONDIENTES A LA BASE COMERCIAL HP

-1.0539	-1.0187	-129.1439	36.2119	-136.3668	1.5864	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-0.3728	-2.8481	22.7501	2.4721	22.8156	2.0821	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-0.6938	2.4484	37.3654	5.0357	38.0139	6.4820	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-2.5566	-0.2605	-14.4197	-38.0615	-13.2941	-40.0550	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-1.0540	-2.5020	29.2280	-37.8913	31.6010	-36.0204	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-0.8055	1.7636	-14.7974	-6.6189	-14.7315	-7.2171	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.2422	1.2791	-0.7770	19.0390	-1.4852	19.5605	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.7992	-0.1250	0.2006	-2.2241	0.0457	-2.2724	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.1921	-1.3480	-0.2480	0.0306	-0.2567	0.0354	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000

ENTER RESARCHI : AHPC

Figura 29b. Forma compleja de los vectores error correspondientes a la base de prueba comercial HP.

Una vez definidos los vectores error es posible resolver la gráfica de flujo de la figura 25; y por lo tanto, conocer frecuencia a frecuencia las funciones de transferencia S_{ij} de la red bajo prueba, a partir de las ecuaciones desarrolladas por Sedard (1977), presentadas a continuación:

$$S_{11} = \frac{\left(\frac{S_{11}^m - e_{00}}{e_{01}e_{10}} \right) \left(1 + e_{22} \frac{S_{22}^m - e_{33}}{e_{32}e_{23}} \right) - e_{22}^c}{D} \quad (23)$$

$$S_{12} = \frac{\left(\frac{S_{12}^m - e_{03}}{e_{23}e_{01}} \right)}{D} \quad (24)$$

$$S_{21} = \frac{\left(\frac{S_{21}^m - e_{30}}{e_{32}e_{10}} \right)}{D} \quad (25)$$

$$S_{22} = \frac{\left\{ \left(\frac{S_{22}^m - e_{33}}{e_{23}e_{32}} \right) \left(1 + e_{11} \frac{S_{11}^m - e_{00}}{e_{01}e_{10}} \right) \right\} - e_{11}c}{D} \quad (26)$$

en donde:

$$D = \left\{ \left(1 + e_{11} \frac{S_{11}^m - e_{00}}{e_{01}e_{10}} \right) \left(1 + e_{22} \frac{S_{22}^m - e_{33}}{e_{23}e_{32}} \right) \right\} - e_{11}e_{22}c \quad (27)$$

$$c = \left(\frac{S_{12}^m - e_{03}}{e_{01}e_{10}} \right) \left(\frac{S_{21}^m - e_{30}}{e_{23}e_{32}} \right) \quad (28)$$

siendo los S_{ij}^m los parámetros s medidos en cada una de las bases de prueba sin corregir.

De esta manera, hasta el momento se han cubierto las dos primeras etapas en la metodología sugerida por Adam (1971); siguiendo ahora la etapa de iniciación, en donde se efectúa la calibración -- del sistema de medición. En el capítulo anterior se mencionó el procedimiento que se tiene que seguir para la calibración; pero en este caso la calibración del equipo de medición se hizo en modo de onda continua; es decir, frecuencia a frecuencia y además, para cada uno de los cuatro parámetros s procurando con ello, obtener mediciones lo más precisas posible. Al igual que en la medición estándares se utilizaron simultáneamente como sistemas de información visual la pantalla polar y el medidor de ganancia-fa

se. La figura 30a muestra los estándares utilizados en la calibración tanto para reflexión, como para transmisión. Las figuras 30b y 30c por su parte, ilustran el procedimiento de la calibración.



Figura 30a. Estándares de circuito corto y de transmisión utilizados en la calibración del equipo de medición.

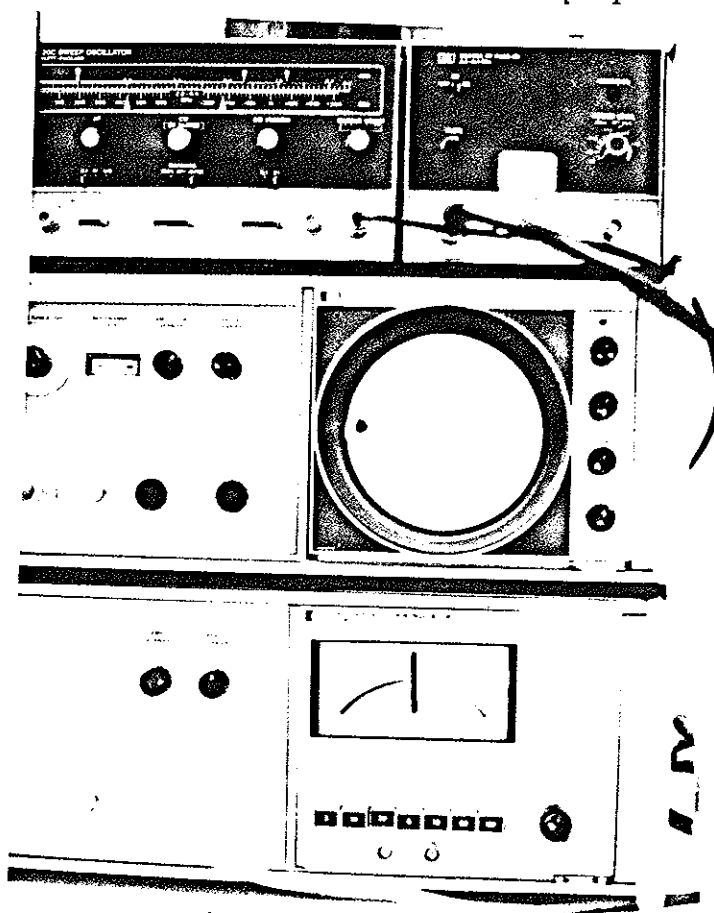


Figura 30b. El circuito corto es conectado al transductor donde se selecciona el parámetro de reflexión. Los controles del equipo de medición son ajustados para obtener en la pantalla polar $1,180^\circ$ y en el indicador de ganancia fase 0 db de ganancia y 180° de fase.

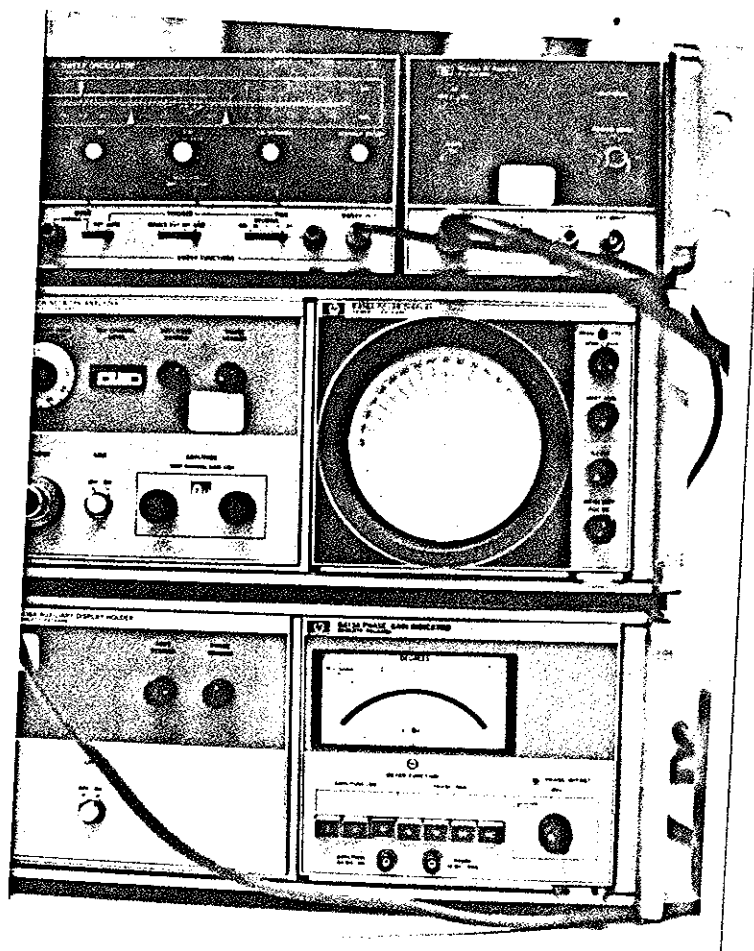


Figura 30c. El equipo se calibra para mediciones de transmisión ajustándose sus controles hasta obtener en la pantalla polar la condición de $1,0^0$; y en el medidor de ganancia-fase la condición de 0 dB y 0^0 .

3. Medición de los parámetros s de transistores de microondas.

Una vez definidos y cuantificados los errores sistemáticos que están presentes en la medición, y ya calibrado el sistema de medición para mediciones de reflexión y de transmisión, la última etapa en la metodología de medición descrita por Adam (1971) - es la inserción de dispositivos para la medición de sus parámetros s en la figura 25. El primer dispositivo bajo prueba será un transistor de microondas GaAsFET NE24483, cuyos parámetros s

serán caracterizados en dos bases de prueba diferentes; tal y como se mencionó al principio. La figura 31a muestra al transistor GaAsFET montado en la base de prueba comercial HP, mientras que la figura 31b muestra al mismo transistor montado ahora en la base de prueba experimental. En ambos casos la caracterización se efectuó en el modo de onda continua, no en un barrido de frecuencia, que aunque más tardado resultan más precisos los valores obtenidos. Los parámetros s medidos son aplicados a las ecuaciones (23) a (28), para obtener así los parámetros s corregidos calculados en la segunda parte del programa de computadora formulado para ello. La tabla IV muestra los parámetros s del transistor sin corregir para ambas bases, y la tabla V muestra los parámetros s del transistor ya corregidos igual, para ambas bases. En esta última tabla se presentan también los parámetros s proporcionados por el fabricante, con lo cual se tiene el panorama general que dará lugar al siguiente análisis.

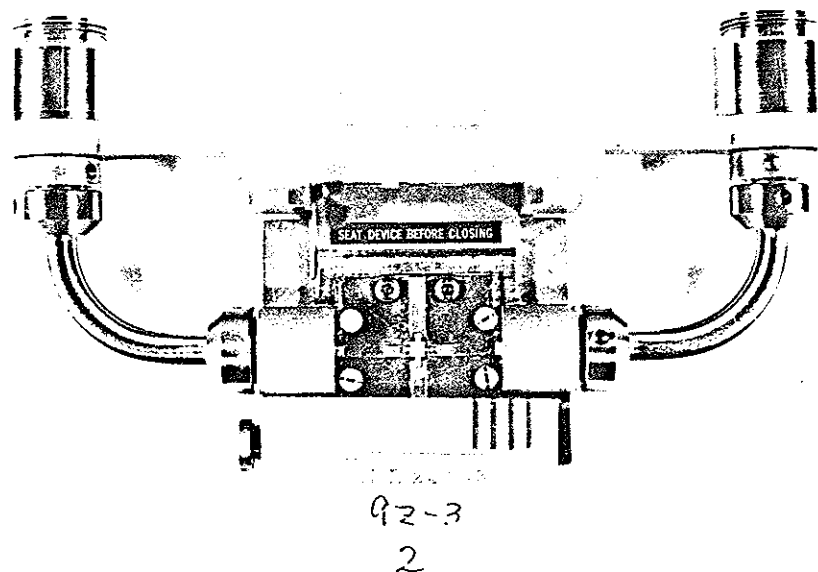


Figura 31a. Transistor GaAsFET NE24483 montado en la base de prueba comercial HP11 608A.

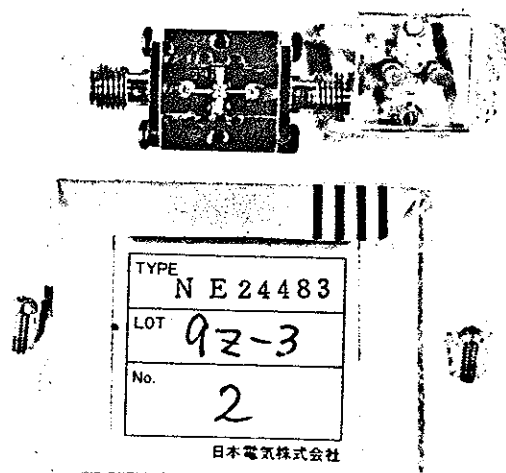


Figura 31b. Transistor GaAsFET NE24483 montado en la base de prueba experimental para la caracterización de sus parámetros s .

PARAMETROS s DEL TRANSISTOR DE MICROONDAS GaAsFET NE24483.
CONDICIONES DE POLARIZACIÓN: $V_{DS}=3V$, $I_{DS}=30\text{ mA}$

*** BASE DE PRUEBA EXPERIMENTAL ***

F		511		522		521		512	
		ARR BASE		BASE		FUSEL		EXPERIMENTAL	
GHZ	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE	
2	0.878	-52	0.755	-24	1.905	141	0.023	85	
3	0.746	-60	0.627	-31	2.188	124	0.044	85	
3.7	0.689	-77	0.581	-49	2.077	115	0.053	83	
4	0.653	-89	0.589	-63	1.910	97	0.050	83	
4.2	0.696	-90	0.631	-65	2.089	95	0.060	87	
5	0.604	-84	0.585	-64	1.928	80	0.042	100	
6	0.540	-103	0.662	-67	2.070	55	0.071	98	
7	0.729	-152	0.614	-76	1.702	39	0.098	107	
8	0.760	-112	0.648	-89	1.932	18	0.178	89	

*** BASE DE PRUEBA COMERCIAL HP ***

F	S11		S22		S21		S12	
GHZ	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE
2	1.090	-74	0.989	-56	2.290	143	0.015	106
3	0.964	-65	0.830	-65	2.018	126	0.019	129
3.7	0.841	-106	0.716	-67	1.778	120	0.028	158
4	0.820	-110	0.691	-69	1.708	116	0.028	166
4.2	0.694	-127	0.750	-74	1.692	112	0.027	172
5	0.676	-100	0.676	-100	1.646	102	0.026	15
6	0.589	-125	0.700	-59	1.598	85	0.023	23
7	0.582	-157	0.861	-67	1.434	72	0.022	47
8	0.716	178	0.827	-102	1.210	66	0.020	65

Tabla IV. Parámetros s medidos al transistor GaAsFET NE24483 en la base de prueba comercial HP y experimental.

Tabla V. Parámetros s corregidos correspondientes al transistor de microondas GaAsFET NE24483 y datos del fabricante.

Condiciones de polarización;

$$V_{DS} = 3 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 30 \text{ ma}$$

OK, SLIST ASCORR

S11		S22		S21		S12	
1.00782	-0.01903	0.84596	-0.00825	2.12812	0.08951	0.01708	0.00036
0.91680	-0.01899	0.80492	-0.01128	2.04159	0.07591	0.01899	0.00045
0.87471	-0.02265	0.79383	-0.01645	1.92977	0.06881	0.02299	0.00056
0.83566	-0.02368	0.78688	-0.01366	1.90504	0.06037	0.02099	0.00073
0.80861	-0.02513	0.82585	-0.01560	1.90814	0.05732	0.03099	0.00080
0.78354	-0.02674	0.80181	-0.01734	1.83422	0.05365	0.03299	0.00081
0.76448	-0.02819	0.81579	-0.01859	1.71659	0.03766	0.02999	0.00073
0.72638	-0.02988	0.80278	-0.01859	1.54475	0.02777	0.02699	0.00084
0.71213	-0.03517	0.82771	-0.02194	1.22189	0.01675	0.03099	0.00084

MMX PARAMETROS S EN FORMA POLAR MMX

S11	S22	S21	S12
1.008 -62.	0.846 -32.	2.130 138.	0.017 73.
0.917 -68.	0.805 -46.	2.043 122.	0.019 77.
0.875 -85.	0.794 -68.	1.931 117.	0.023 80.
0.836 -93.	0.787 -57.	1.906 104.	0.029 85.
0.809 -102.	0.826 -62.	1.981 99.	0.031 85.
0.784 -112.	0.802 -71.	1.895 96.	0.033 81.
0.765 -121.	0.816 -74.	1.717 72.	0.029 83.
0.727 -135.	0.803 -76.	1.545 59.	0.027 87.
0.713 -162.	0.820 -87.	1.222 45.	0.031 89.

base de prueba experimental

OK, SLIST RHPC

S11		S22		S21		S12	
1.01677	-0.02137	0.87592	-0.01201	2.23291	0.09665	0.01588	0.00036
0.92781	-0.01865	0.81688	-0.01419	2.00558	0.07762	0.01899	0.00048
0.86566	-0.02426	0.80578	-0.01866	1.93073	0.07002	0.02599	0.00072
0.84162	-0.02513	0.79477	-0.01913	1.91285	0.06645	0.02799	0.00080
0.82146	-0.02979	0.81775	-0.02018	1.90695	0.06334	0.02699	0.00078
0.79741	-0.03062	0.82578	-0.01912	1.84507	0.05847	0.02699	0.00063
0.77434	-0.03186	0.83373	-0.02108	1.74243	0.04459	0.02399	0.00060
0.73725	-0.03326	0.81664	-0.02414	1.63356	0.03783	0.02199	0.00062
0.71993	-0.03929	0.82668	-0.02569	1.32479	0.02341	0.01999	0.00060

MMX PARAMETROS S EN FORMA POLAR MMX

S11	S22	S21	S12
1.017 -69.	0.876 -45.	2.235 142.	0.015 79.
0.928 -66.	0.817 -57.	2.007 127.	0.019 83.
0.866 -92.	0.806 -76.	1.932 119.	0.026 91.
0.842 -98.	0.795 -79.	1.914 114.	0.028 94.
0.822 -119.	0.818 -81.	1.908 109.	0.027 95.
0.798 -126.	0.826 -76.	1.846 104.	0.027 76.
0.775 -135.	0.834 -83.	1.743 84.	0.024 82.
0.738 -148.	0.817 -97.	1.643 76.	0.022 93.
0.721 -179.	0.827 -102.	1.325 58.	0.020 98.

base de prueba comercial

OK, COMD -END

PARAMETROS S DEL FABRICANTE. TRANSISTOR NE24483

CONDICIONES DE POLARIZACION: VDS=3V, IDS=30 MA							
F	S11	S22	S21	S12	F	S11	S22
2	0.947	-41	0.799	-23	2.028	142	0.015
3	0.866	-61	0.768	-33	1.892	128	0.018
4	0.808	-82	0.791	-46	1.824	118	0.021
5	0.870	-98	0.832	-57	1.711	94	0.028
6	0.797	-114	0.808	-66	1.552	78	0.024
7	0.748	-126	0.776	-78	1.316	65	0.021
8	0.734	-137	0.805	-86	1.154	56	0.020

4. Análisis de resultados.

a. De la tabla IV los parámetros s medidos en ambas bases difieren considerablemente debido a que las condiciones de diseño, fabricación y conexión con el equipo de medición son muy diferentes en ambos casos. Por un lado, la base de prueba presenta una serie de interconexiones que introducen en mayor o menor grado un desacoplamiento de impedancias, modificando con ello la magnitud de los parámetros s en alguna medida. La figura 32 muestra las conexiones utilizadas en la base experimental, que en el primer caso utiliza una conexión del tipo amphenol-transición-sma que va de la propia base al cable de prueba, y de éste al transductor se utiliza una conexión sma-transición-APC7, todo presente en cada uno de los puertos de la base. Por otro lado, los cables de prueba utilizados en la base experimental son muy largos (18 cm) y al conectarse al transductor sufren un dobléz que modifica la fase de los parámetros s ; la figura 33 muestra esta deformación del cable coaxial al conectarse con el equipo de medición.

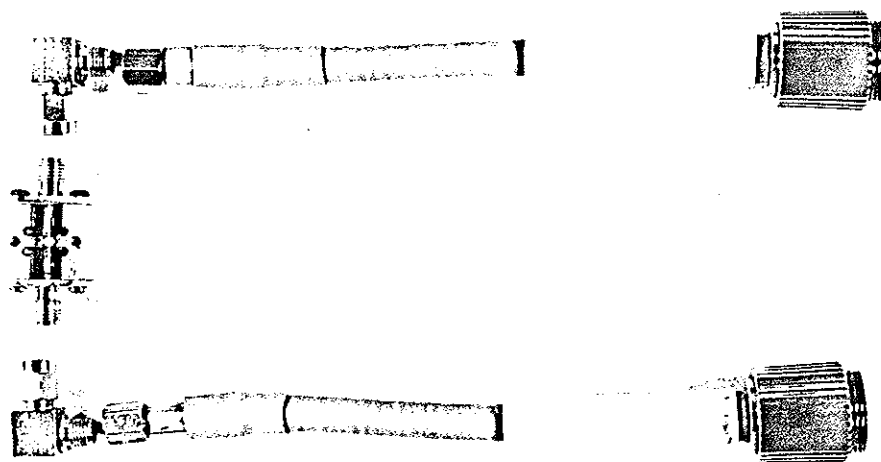


Figura 32. Conexiones utilizadas en la base de prueba experimental

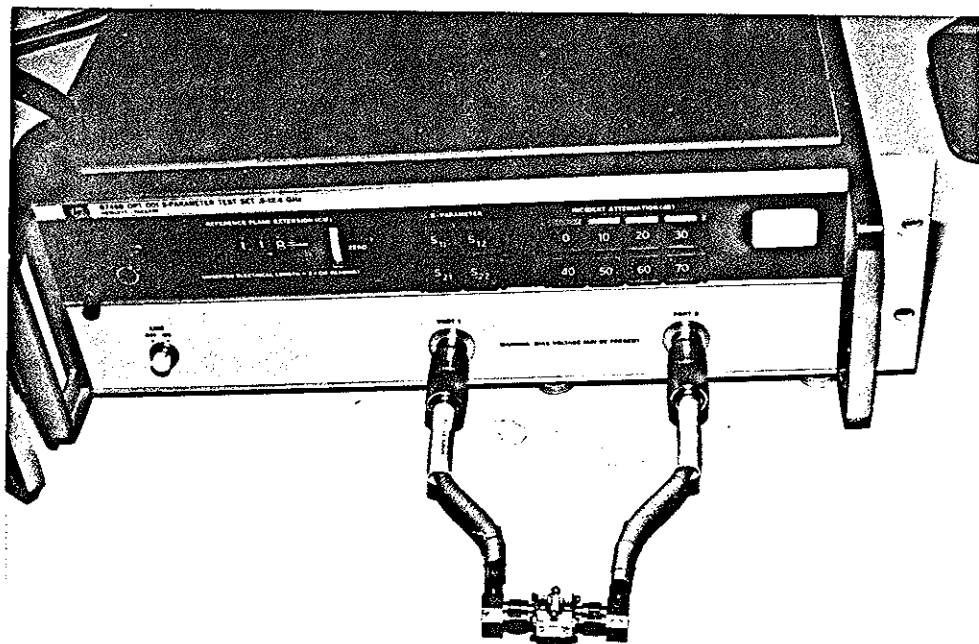


Figura 33. Deformación que sufre el cable coaxial de la base de prueba experimental al conectarse con el equipo de medición.

b. Las causas fundamentales que desvían los valores de los parámetros $\underline{s}$ de la tabla IV son minimizadas mediante el análisis de error al considerar la base de prueba experimental y comercial con todo y cables y conexiones como parte integrante del equipo de medición. La minimización del error se puede comprobar en los valores presentados en la tabla V; en donde, los parámetros $\underline{s}$ para cada base presentan variaciones muy pequeñas del orden de 0.01 dB en magnitud, y de 10° promedio en fase; con lo que verdaderamente constituyen valores corregidos. Comparando estos valores corregidos con los datos que presenta el fabricante, en la misma tabla

V, se puede señalar que existe una diferencia significativa de 1 dB promedio en la magnitud de los parámetros s, así como variaciones en fase.

c. Para poder definir objetivamente cual conjunto de parámetros s son los más representativos para el transistor bajo prueba, será necesario hacer otra prueba. Dos transistores de microondas de las mismas características y con las mismas condiciones de polarización fueron caracterizados en la misma base de prueba comercial HP para obtener los parámetros s presentados en la tabla VI. Los valores presentados en la tabla VI son comparados con los valores proporcionados por el fabricante en la tabla V, observándose que se mantiene las variaciones del orden de 1 dB en los parámetros de reflexión y de transmisión de directa de los valores correspondientes a ambos transistores con respecto a los que proporciona el fabricante. Lo anterior permite hacer dos observaciones: 1) Los valores proporcionados por el fabricante no necesariamente en todos los casos describen correctamente al transistor. 2) En el diseño de algún sistema o subsistema de microondas no se puede permitir una variación tan significativa del orden de 1 dB en la magnitud de los parámetros s, ya que todas las ecuaciones de diseño se fundamentan completamente en estos valores. De tal manera que si se parte de valores no reales para cada transistor los resultados del diseño no se apegarán a los requerimientos de partida.

Tabla VI. Caracterización de los parámetros s de dos transistores de microondas GaAsFET NE24483.

Condiciones de polarización: $V_{ds} = 3 \text{ V}$

$I_{ds} = 30 \text{ mA}$

F	S11		S22		S21		S12		
Ghz	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE	MAG	FASE	
2	1.090	-74	0.909	-56	2.290	143	0.0150	106	
3	0.964	-65	0.838	-65	2.018	126	0.019	129	
4	0.820	-106	0.891	-67	1.708	120	0.028	158	{1ot.9z-3} No.58
5	0.676	-110	0.676	-69	1.646	116	0.026	166	
6	0.589	-127	0.708	-74	1.598	112	0.023	172	
2	1.095	-77	0.871	-61	2.420	146	0.017	109	
3	0.939	-68	0.776	-68	2.162	129	0.019	127	
4	0.778	-110	0.712	-71	1.862	125	0.029	157	{1ot.9z-3} NO.3
5	0.682	-119	0.676	-73	1.778	119	0.030	171	
6	0.661	-131	0.783	-81	1.658	116	0.026	175	

5. Diseño y construcción de la base de prueba experimental. Modificaciones a la base de prueba comercial HP.

Dada la gran variedad en cuanto a dimensiones y tipos de encapsulado de los transistores de microondas comerciales, se presenta la necesidad de contar con una base de prueba que sea capaz de alojar diferentes tipos de transistores para la caracterización de sus parámetros s. Esto dió idea de diseñar y construir una base de prueba para esas condiciones de operación, y de adquirir una base de prueba comercial maquinable a estos mismos requerimientos. En esta sección se presentan las condiciones de diseño y fabricación de la base experimental y las modificaciones hechas a la base de prueba comercial. También se caracterizan completamente estas bases de prueba mediante el analizador de redes, definiendo con ello su respuesta en frecuencia desde 2 hasta 8 ghz.

a. Base de prueba HP11608A opción 001. Las partes que integran esta base de prueba son: cuerpo de la base, estructura de tierra, tableta con la microtira de 50 ohms y tapa de la base; tal y como se muestra en la figura 34. Esta opción de la base de prueba HP obliga a maquinar la tableta de la microtira y la estructura de tierra para alojar los transistores de microondas deseados.

El plano de la microtira de 50 ohms es una tableta que tiene un espesor de 0.031 pulgadas y utiliza como material dieléctrico óxido de polypenyleno cuya constante dieléctrica es de 2.72. En la cara inferior de esta tableta se tiene una cubierta de oro sobre

sobre el metal para asegurar un buen contacto de tierra,

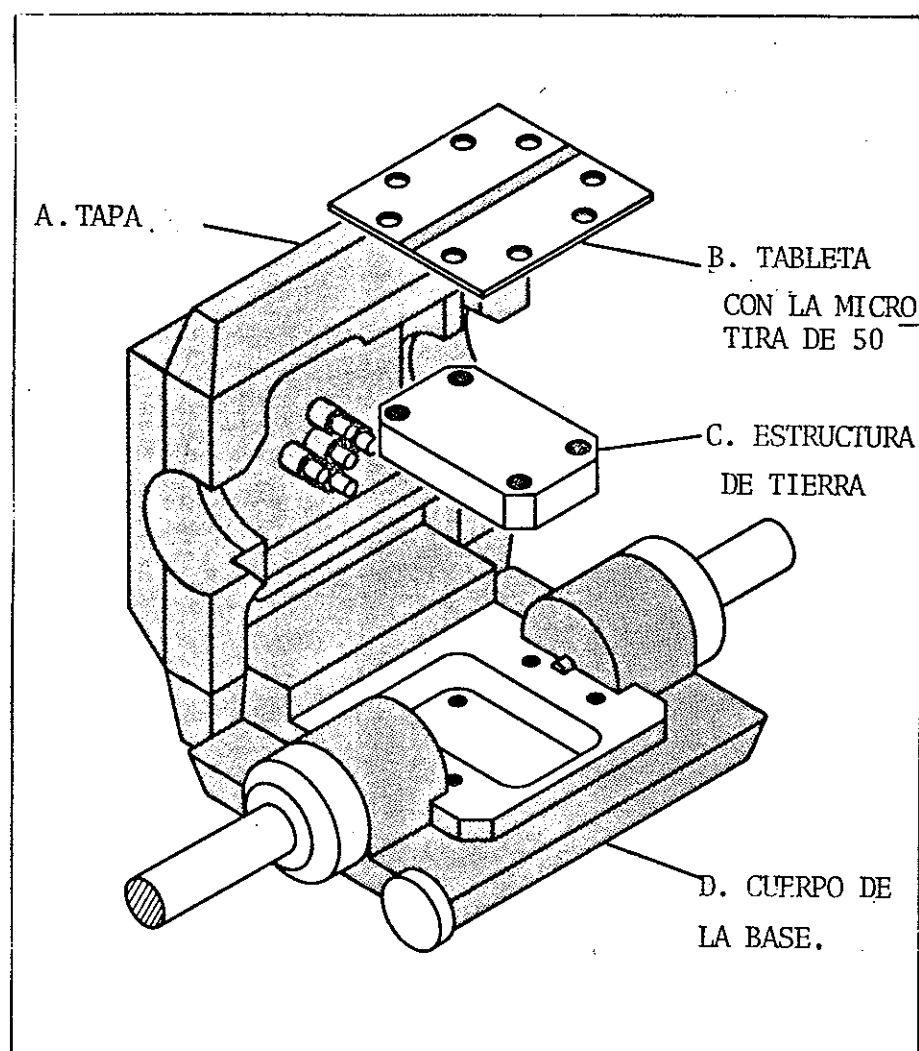


Figura 34. Diagrama esquemático que presenta las partes que integran la base de prueba HP11608A.

Las modificaciones generales hechas a esta base de prueba pueden resumirse en los siguientes 4 pasos:

1. Estructura de tierra. Las dimensiones originales de esta parte son mostradas en la figura 35a y se modifican solo en el espesor,

tal y como se muestra en la figura 35b, dejando en la parte central el hueco que permitirá asentar el encapsulado del transistor de microondas. Las dimensiones del hueco central se optimizaron en base a las diferentes dimensiones de los transistores de microondas comerciales, tales como el HFET, NEC, ALPHA, etc.. En el apéndice I se muestran las dimensiones de estos dispositivos.

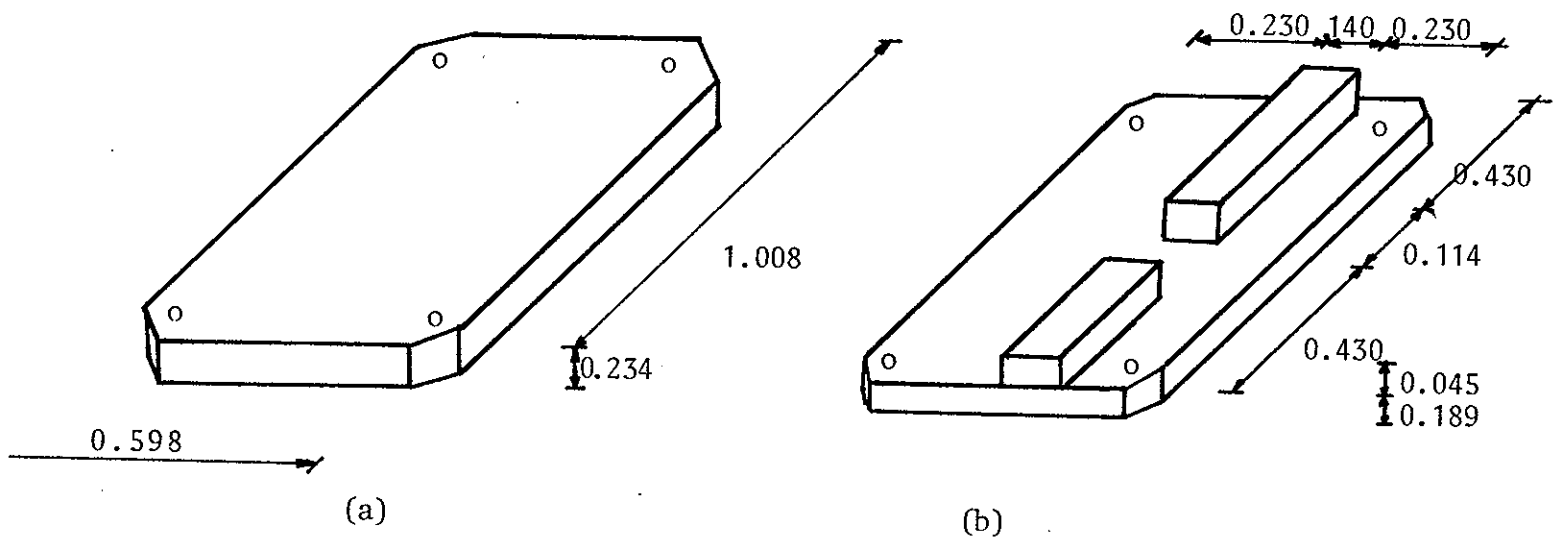


Figura 35. (a). Dimensiones en pulgadas de la estructura de tierra de la base de prueba comercial HP sin maquinar.

(b). Dimensiones en pulgadas de la estructura de tierra ya maquinada.

2. Tableta con la microtira de 50 ohms. Las dimensiones originales de esta tableta son de $1'' \times 1'' \times 0,031''$, y las modificaciones hechas a esta parte fueron : a. Se divide la tableta en dos partes iguales. b. Se recorta 7 milésimas de pulgada a cada parte para que asienten exactamente en cada lado de la estructura de tierra de la figura 35b.

3. Calibrador para reflexión. Una vez definidas las dimensiones del hueco central donde se asentará el encapsulado del transistor de microondas bajo prueba, y colocadas las microtiras de 50 ohms a ambos lados de la estructura de tierra, la base de prueba está apta para efectuar mediciones. De tal manera, que es necesario para las mediciones de reflexión diseñar un calibrador que permita ajustar al sistema de medición para este tipo de medidas. Para esta base el calibrador viene siendo un circuito corto construido de cobre y con las dimensiones indicadas en la figura 36a. Este calibrador es colocado en la parte central de la estructura de tierra.

4. Calibrador para transmisión. Este calibrador viene siendo una línea de transmisión de 50 ohms diseñada para construirse en un material dieléctrico duroid 5870 con una permitividad relativa de 2.33. Las dimensiones resultantes de este calibrador son mostradas en la figura 36b. Al igual que en el caso anterior, este calibrador es asentado en la parte central de la estructura de tierra de la base de prueba, para ajustar el equipo de medición a las me

diciones de los parámetros de transmisión,

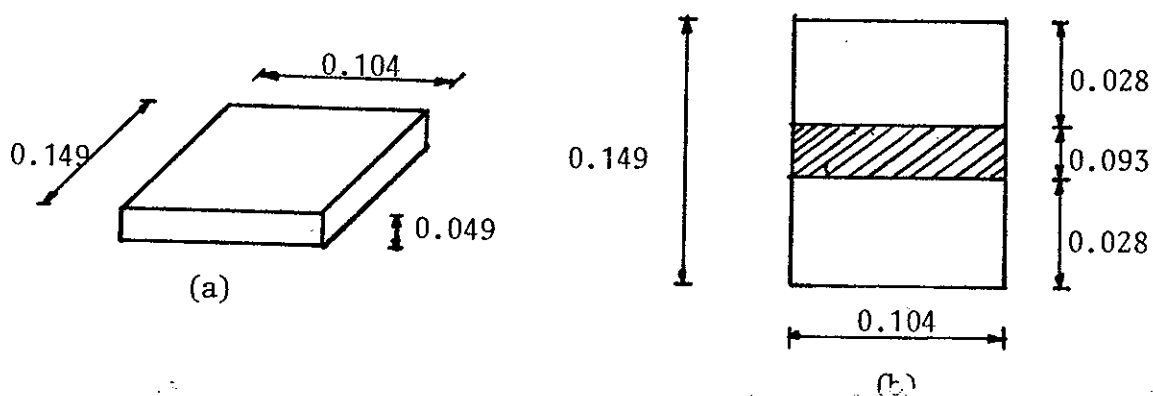


Figura 36. (a). Calibrador para reflexión, todas las dimensiones están en pulgadas

(b). Calibrador para transmisión, todas las dimensiones están en pulgadas.

Todos los arreglos hechos a esta base de prueba son mostrados en la figura 37. La reapuesta en frecuencia de esta base se presentará más adelante conjuntamente con los de la base experimental.

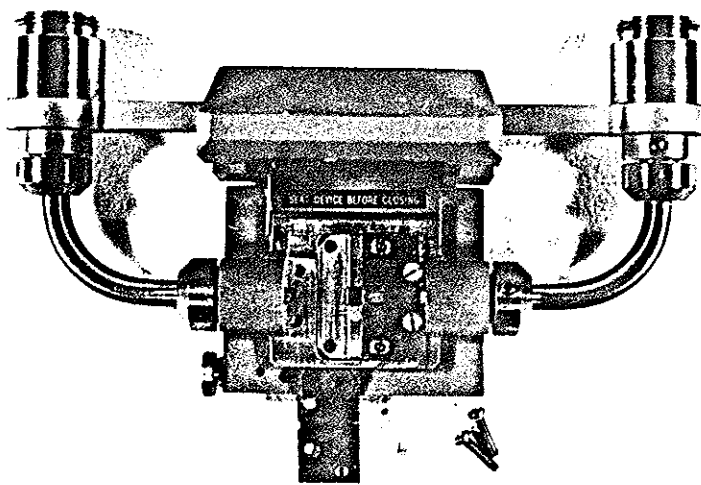


Figura 37. Arreglo final de la base de prueba comercial maquinada.

b. Base de prueba experimental. Lo que motivó el experimentar la caracterización de los parámetros s de transistores de microondas en una nueva base de prueba, fué el contar con un recinto de prueba que tuviera una precisión comparable a la de la base comercial HP, pero con una mayor versatilidad y facilidad en la medición, y sobre todo más económica. Una mayor versatilidad en el sentido de alojar diferentes tipos de transistores de microondas en su base apropiada, sin necesidad de optimizar las dimensiones del hueco central corriendo el riesgo de crear capacitancias parásitas por espacios entre transistor y base, que traen como consecuencia una alteración de la respuesta en fase del transistor bajo prueba. Una precisión igual o mayor inclusive que la de la base comercial definiendo planos de referencia más precisos, gracias a contar con calibradores de reflexión y de transmisión para cada tipo de transistor de microondas, exactamente en el lugar donde se asentará el transistor. Facilidad en la medición ya que con las innovaciones anteriores, solamente será necesario asentar una vez al transistor bajo prueba en su base correspondiente; sin necesidad de removerlo constantemente para colocar en su lugar a los calibradores, tal y como sucede con la base comercial al efectuar mediciones en el modo de onda continua; evitando con ello modificar de alguna manera la respuesta en frecuencia del transistor en prueba, debido a posibles descargas estáticas introducidas durante el constante manipuleo del dispositivo. Economía en la base experimental en el sentido de que sus dimensiones están optimizadas para utilizar el material de fabricación es-

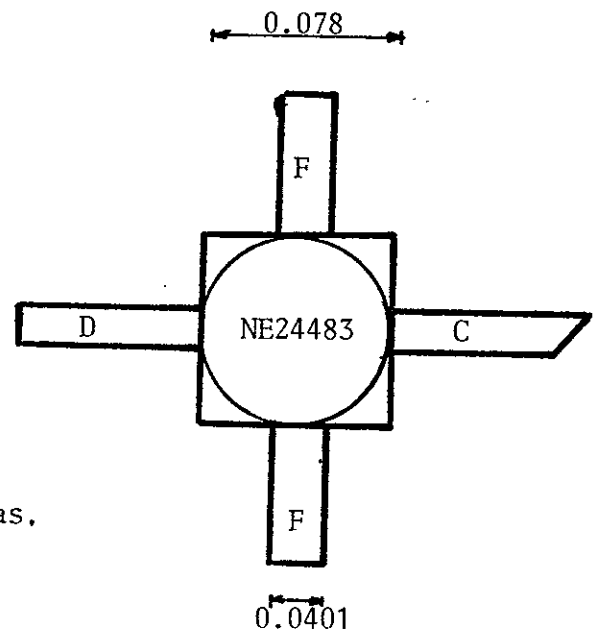
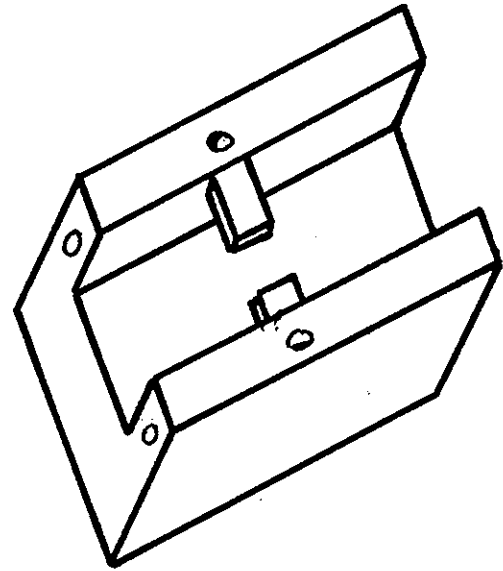
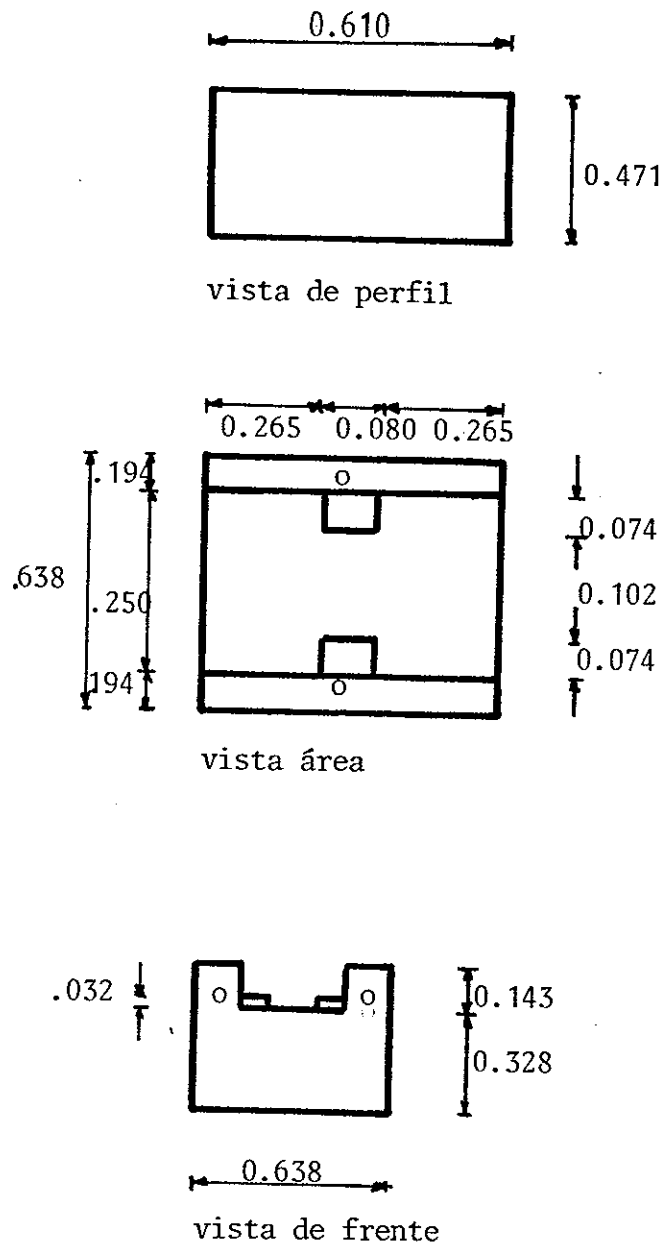
trictamente necesario.

El diseño de la base de prueba experimental se hizo siguiendo la siguiente metodología:

- a. Definir el tipo de transistores que se caracterizarán. En este caso, se trabajará con transistores de microondas GaAsFET del tipo HFET, NEC, ALPHA, etc..
- b. Investigar dimensiones y tipos de encapsulado de los transistores seleccionados en el paso anterior. La información consultada para este caso se presenta en el apéndice I .
- c. Definir dimensiones de la base de prueba en base a la información anterior. En este caso, el prototipo de la base se muestra en la figura 38, donde para cada transistor de microondas lo único que se modificará serán las dimensiones de la parte central de la base, dependiendo de las dimensiones del encapsulado del transistor bajo prueba. particularmente el diseño presentado en la figura 38 se refiere a la base de prueba correspondiente al transistor GaAsFET NE24483, cuyas dimensiones del encapsulado se ajustan a las dimensiones del centro de la base, dejando una pequeña tolerancia de 4 milésimas de pulgada a cada lado. Dejando así el mínimo espacio libre entre el transistor y la línea de transmisión de 50 ohms de la base de prueba.

La base de prueba se construyó en latón, y fué sometida a un proceso de evaporación, para depositarle una capa de oro, con el fin de conseguir buenos contactos de tierra.

En los extremos de la base se colocan dos conectores del tipo amphenol 901-9244-3 (ver apéndice II). Para unir al transistor a--



Nota: todas las dimensiones están en pulgadas.
El dibujo no está a escala.

Figura 38. Prototipo de la base de prueba experimental. En este caso, la base corresponde al transistor de microondas NE24483.

sentado en la base de prueba con estos conectores, se diseña una línea de transmisión de 50 ohms en material duroid con permitividad relativa de 2.3. Esta línea de transmisión se construye en una tableta de duroid que se corta en dos partes iguales de 0.265 x 0.074", soldando con soldadura de plata cada una de ellas en ambos extremos de la parte central de la base, consiguiendo con ello una continuidad desde el transistor hasta el equipo de medición.

Al transistor bajo prueba antes de asentararlo en la base de prueba se le recortan sus cuatro patas, dos de tierra y dos de conducción, con el objetivo de disminuir al máximo las inductancias parásitas por contacto. Una vez colocado el transistor en la base es muy importante asegurarse de que los contactos de tierra y de conducción se han conseguido adecuadamente; para ello, los dos contactos de tierra del transistor se sueldan a los contactos de tierra de la base mediante soldadura de plata, que es muy fácil de remover en un momento dado con alcohol o acetona. Por su parte, las dos patas conductoras del transistor se presionan uniformemente a la línea de transmisión de la base mediante dos gomas de silicon colocadas en la tapa de la base; tal y como se muestra en la figura 38.

d. Diseñar los calibradores para efectuar mediciones de reflexión y de transmisión. Los calibradores de circuito corto y de transmisión vienen siendo las mismas bases de prueba como la mostrada en la figura anterior, pero modificada solo en la parte central, donde los contactos de tierra se prolongan hasta los extremos de la

base, para definir así el calibrador circuito corto para reflexión, tal y como se muestra en la figura 39a,

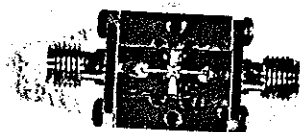


Figura 38. Arreglo general de la base de prueba experimental mostrando un transistor de microondas GaAsFET NE24483 montado en ella.

para definir el calibrador de transmisión, lo que se hizo fue eliminar los contactos de tierra colocados en la parte central de la base, estableciendo la continuidad de conector a conector mediante una línea de transmisión de 50 ohm del mismo tipo pero de longitud mayor que la presentada anteriormente. Este calibrador es presentado en la figura 39b sin línea de transmisión.

Considerando los diferentes tipos y dimensiones de encapsulado de transistores de microondas, se diseñaron diferentes calibradores compatibles a cada transistor, buscando con ello definir planos de referencia lo más apegado posible al transistor bajo prueba. La figura 39c muestra los diferentes calibradores tanto para reflexión, como para transmisión.

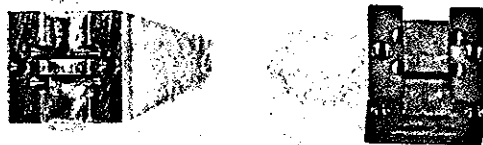


Figura 39a. Base de prueba para el calibrador de reflexión para el transistor NE24483.



Figura 39b. Base de prueba para el calibrador de transmisión para el transistor NE24483.

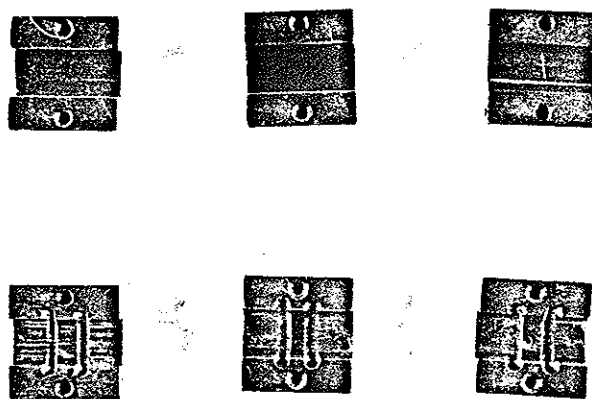


figura 39c. Bases de prueba para diferentes calibradores de transmisión y de reflexión, correspondientes a diferentes transistores de microondas.

6. Caracterización de las bases de prueba.

Para caracterizar a las dos bases de prueba se utilizó el mismo equipo de medición, con el mismo modo de operación de onda continua y también utilizando simultáneamente como sistemas de información visual a la pantalla polar y al medidor de ganancia--fase, obteniendo en la primera los valores del coeficiente de reflexión y la última, las pérdidas por regreso en dB de las bases de prueba. Los parámetros que caracterizan a la base de prueba son entonces: pérdidas por regreso (return loss) en dB, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria (VSWR). El parámetro VSWR no se lee directamente en algunas de las pantallas sino que se calcula a partir de cualquiera de los dos parámetros anteriores.

El procedimiento seguido para caracterizar las bases de prueba fué: a. Aseⁿtar el calibrador de transmisión (trough-line) en la base de prueba. b. Conectar la base al transductor. c. Seleccionar en el transductor el parámetro S_{21} y medir en las pantallas correspondientes los parámetros correspondientes al puerto 1. d. Seleccionar en el transductor el parámetro S_{12} y medir en las pantallas correspondientes los parámetros que definen el puerto 2.

Los resultados de la caracterización de estas bases se muestran en la tabla VII; mientras que en la figura 40 se muestra gráficamente la respuesta en frecuencia de las dos bases.

De la tabla y gráfica anterior se pueden hacer las siguientes observaciones, i, La respuesta en frecuencia de la base experi-

Tabla VII. Caracterización de las bases de prueba.

f	base exp. puerto 1			base exp. puerto 2			base comercial		
ghz	p.p.r.	vswr	p	p.p.r.	vswr	p	p.p.r.	vswr	p
2	34.2	1.04	0.020	26.4	1.10	0.048	33.98	1.04	0.020
3	24.9	1.12	0.057	27.3	1.09	0.043	30.75	1.06	0.029
4	23.1	1.15	0.070	26.4	1.10	0.048	28.40	1.08	0.038
5	21.7	1.18	0.083	23.1	1.15	0.070	25.68	1.11	0.052
6	18.2	1.26	0.115	20.4	1.21	0.095	24.29	1.13	0.061
7	19.4	1.24	0.107	20.8	1.20	0.091	22.16	1.17	0.078
8	16.8	1.34	0.145	18.8	1.26	0.115	20.82	1.20	0.091

p.p.r.= pérdidas por regreso en dB

vswr= relación de onda estacionaria

p= magnitud del coeficiente de reflexión.

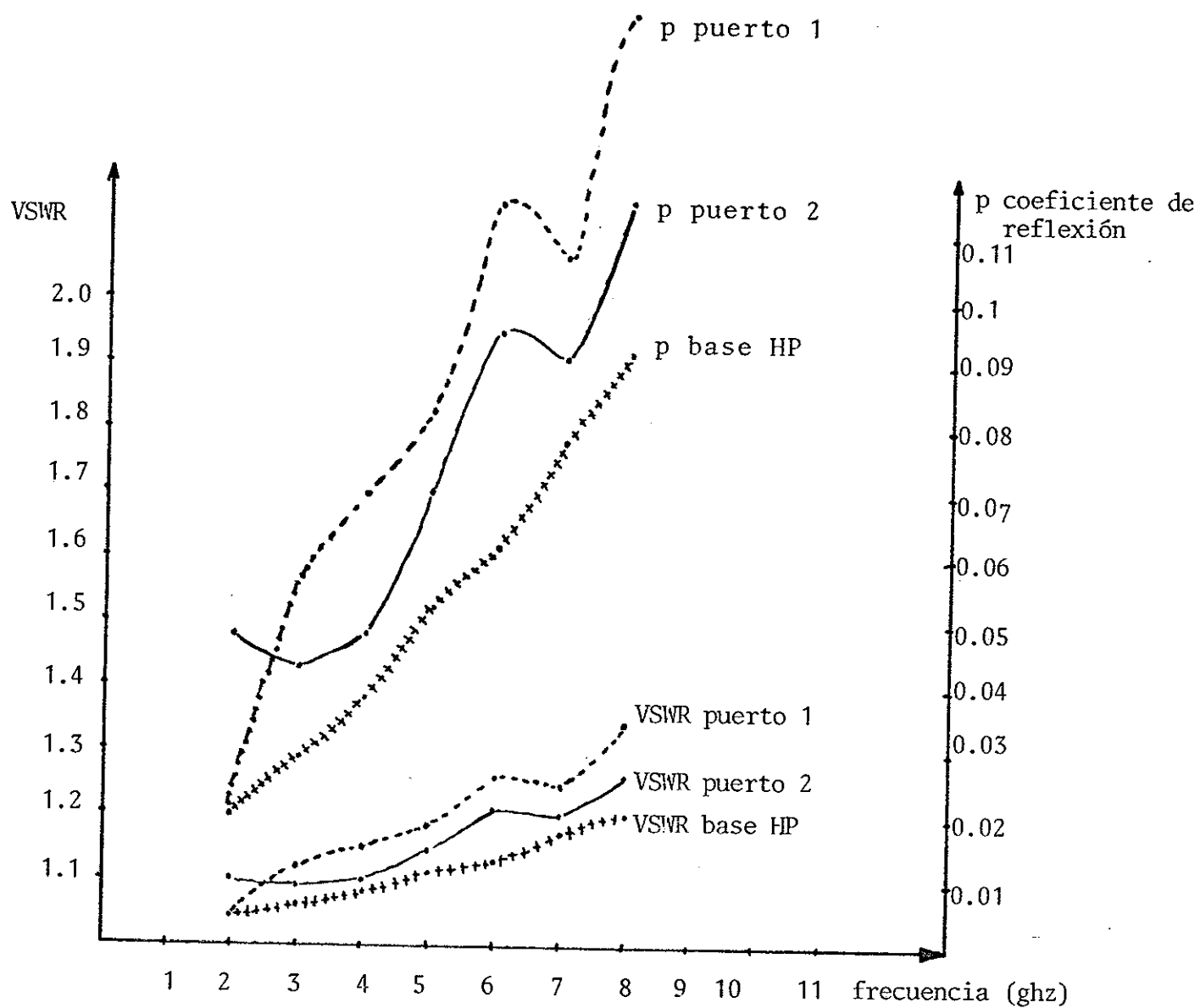


Figura 40. Respuesta en frecuencia de la base de prueba experimental y comercial.

mental presenta variaciones del orden de 0,01 dB de puerto a - puerto, lo que da idea de una asimetría, o bien, de un mal contacto en cualquiera de las uniones. Esta asimetría en los parámetros de la base de prueba comercial es del orden de 0,001 dB y no se alcanzan a distinguir en la gráfica.

ii. De manera general, la respuesta en frecuencia de la base experimental se mantiene en niveles aceptables con respecto a la respuesta de la base comercial, presentando variaciones del orden de 0.01 dB desde 2 hasta 6 ghz; mientras que de 7 a 8 ghz - las variaciones se incrementan a 0.1 dB. Estas variaciones aunque pequeñas, fueron significativas al medir los parámetros de reflexión del transistor de microondas; de ahí la diferencia de valores presentados en la tabla IV. Estas variaciones en la base de prueba experimental se debieron básicamente al exceso de conectores, transiciones y cables largos utilizados para su conexión con el equipo de medición.

7. Caracterización de un amplificador de bajo ruido de microondas.

Como una aplicación más del tipo de mediciones que se pueden realizar mediante el analizador de redes de alta frecuencia, a un amplificador de bajo ruido diseñado para operar en la banda C de microondas, se le determinaron los parámetros de reflexión en ambos puertos, ganancia de transmisión y relación de onda estacionaria (VSWR).

El procedimiento de medición fué conectar primero el amplificador a los puertos del transductor, seleccionando en el tablero de éste, el parámetro s_{11} para las mediciones de reflexión en el puerto 1; después, seleccionando el parámetro s_{22} para las mediciones de reflexión del puerto 2; y por último, seleccionando s_{21} para definir la ganancia de transmisión. Para definir estos valores se utilizó la pantalla polar (mediciones de reflexión) y el medidor de ganancia-fase (mediciones de ganancia en dB).

Las mediciones anteriores se efectuaron una vez que fué calibrado el equipo para mediciones de reflexión y de transmisión; seleccionando además como modo de operación del equipo de medición el modo de onda continua. Los resultados de estas mediciones se presentan en la tabla VIII.

Tabla VIII. Caracterización de un amplificador de bajo ruido de microondas.

Condiciones de polarización: $\begin{cases} V_{DS} = 3 \text{ V} \\ V_{GS} = -1.2 \text{ V} \end{cases}$

ghz	P.R.1	S_{11}		P.R.2	S_{22}		$ S_{21} ^2$	*
3	1.10	0.881	-123°	1.85	0.808	-15°	6.9	150°
3.7	2.80	0.724	10°	3.80	0.646	-110°	11.5	40°
4	4.05	0.627	-4°	6.85	0.455	180°	13.9	-29°
4.2	2.90	0.716	-96°	10.7	0.292	116°	13.1	-84°
5	1.28	0.863	114°	3.55	0.665	-60°	2.2	136°

P.R.1= Pérdidas por regreso en dB puerto 1

P.R.2= pérdidas por regreso en dB puerto 2

* valor en dB.

8. Conclusiones.

Dada la importancia de definir lo más preciso posible los parámetros de dispersión de dispositivos de microondas, es recomendable utilizar para ello un equipo de medición tan versátil como lo es el analizador de redes de alta frecuencia, ya que de esta manera se elimina la dependencia hacia los datos del fabricante, que no en todos los casos representan realmente al transistor bajo prueba. La caracterización de los parámetros se resultaría incompleta sino se acompaña en cualquier caso de un análisis de error como el tratado en este caso, ya que como se mencionó, en toda medición a altas frecuencias, están presentes errores del tipo sistemáticos y errores del tipo estocásticos; pudiendo definir, cuantificar y minimizar los primeros mediante técnicas de reducción de error establecidas para ello. Por otro lado la idea de experimentar la caracterización de los parámetros de transistores de microondas en una nueva base de prueba experimental dió buenos resultados; ya que, la precisión y versatilidad de ésta resultó comparable con la de la base comercial, pero con las ventajas de ser más económica y facilitar más las mediciones debido a las innovaciones que presenta en cuanto a los calibradores

V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

En este capítulo se presenta lo más importante del desarrollo de este trabajo de tesis, presentándose además una serie de recomendaciones para el diseño de nuevas bases de prueba.

1. Conclusiones.

Partiendo del objetivo fundamental de este trabajo, que es el de proveerle al diseñador de amplificadores de microondas de los parámetros s que realmente describieran las características de reflexión y de transmisión de los transistores de microondas seleccionados para el diseño, en la primera parte de esta investigación se planteó como objetivo conocer las partes que integran, así como su funcionamiento e interconexión del equipo de medición analizador de redes de altas frecuencias, con el que se caracterizarían de una manera directa, precisa e inmediata los parámetros s de los dispositivos en prueba.

El siguiente objetivo, fué contar con una base de prueba cuyas características permitieran alojar diferentes dimensiones y tipos de encapsulados de transistores de microondas. Esta versatilidad se consiguió maquinando la base de prueba HP11608A opción 001, y diseñando y construyendo una base de prueba experimental que compitiera en precisión y versatilidad con la comercial; pero que facilitara más la medición y fuese más económica.

Cubiertos los objetivos anteriores, el siguiente paso fué realizar la caracterización de los parámetros s; por lo que el si---

guiente objetivo fué estudiar los tipos de error presentes en medición, definiéndolos, cuantificándolos y minimizándolos mediante un análisis matemático que permitiera definir un nuevo conjunto de parámetros s que verdaderamente representen al transistor bajo prueba. LO importante de la aplicación de esta técnica de reducción de error, es que a pesar de que los parámetros s medidos inicialmente en cada una de las bases de prueba, presentaban variaciones significativas; tal y como lo muestra la tabla IV, una vez que fueron filtrados de los errores se aproximan considerablemente entre sí; tal y como lo muestra la tabla V, presentando variaciones máximas en algunos valores del orden de centésimas. Eliminando con ello las variaciones de ± 2 dB en ganancia y de ± 0.3 dB en factor de ruido en el diseño de amplificadores, debidas a variaciones del 10% entre los valores medidos y los valores reales. De tal manera, que con cualquiera de las bases de prueba y con la aplicación del programa de reducción de error, se pueden obtener parámetros s muy significativos para el transistor GaAsFET bajo prueba. Sin embargo, esta observación no es aplicable a los datos proporcionados por el fabricante, donde de transistor a transistor se tiene en algunos casos variaciones mayores al 10%, tal y como se demuestra en la tabla VI (Velázquez, 1980).

Por todo lo anterior y a pesar de las limitaciones en la infraestructura interna del Departamento donde se realizó este proyecto, los resultados han sido satisfactorios debido a:

a). Se conoce y se maneja el equipo de medición necesario para

la caracterización de los parámetros $\underline{s}$.

b). Se ha conseguido precisión en la caracterización de estos parámetros.

c). Se diseñó y construyó una base de prueba que acompañada del programa de reducción de error permite la versatilidad, precisión y facilidad en la medición de los parámetros $\underline{s}$.

Con estas características, esta parte del proyecto de diseño de amplificadores de bajo ruido para su aplicación en estaciones terrenas en comunicaciones vía satélite, contribuirá grandemente en la obtención de estos sistemas con las especificaciones deseadas en ganancia y en factor de ruido. Ahora bien, el proyecto en general ha constituido un eslabón importante para frenar la dependencia tecnológica que en este renglón era del 100%, lo cual adquiere más importancia si se considera que dentro de muy poco tiempo, nuestro país contará con varias estaciones terrenas que de considerarse este proyecto, su aplicación incidiría en una reducción considerable por pago de tecnología extranjera.

2. Recomendaciones para futuros trabajos.

A partir de la experiencia obtenida en el diseño de bases de prueba, y a partir de los resultados obtenidos, se recomienda para futuros trabajos al respecto lo siguiente:

a). Diseñar la microtira de 50 ohms en alumina como material dieléctrico, cuya respuesta en frecuencia arriba de 6 ghz es más uniforme que la del duroid (Anon. ,1980). Esto obliga a contar con la infraestructura necesaria que permita la defini-

ción precisa del ancho de la línea de transmisión, por medio de películas delgadas; ya que el ancho de la línea en alumina es - mucho menor que en duroid, debido a que la constante dieléctrica es mayor en la primera,

b). Minimizar las conexiones y transiciones de la base de prueba, procurando hacer la conexión de ésta con el - equipo de medición sin utilizar cables coaxiales, que por su - longitud o deformación física (doblez) puedan alterar la respuesta en frecuencia del transistor bajo prueba.

LITERATURA CITADA

- Adam, S.F. 1971. Automatic microwave network measurements. Proceedings of the IEEE, 26(4); 374-383.
- Adam, S.F. , M. Rytting y H. Heinz. 1971. Microwave network analysis. Hewlett-Packard Journal. 26(5); 345-389.
- Anderson, R.W. y O.T. Dennison. 1967. An advanced new network analyzer for sweep-measuring amplitude and phase from 0.1 to 12.4 ghz. Hewlett-Packard Journal. 18(6); 2-9.
- Anon. 1965. S-parameters circuit analysis and design. Hewlett-Packard Application Note 95:1-13.
- Anon. 1971. Stripline component measurements and techniques. Hewlett Packard Journal. 20(8):14-52.
- Anon. 1978. GaAsFET market and technology review. Microwave Journal 21(2):22-32.
- Anon. 1980. Semi-automatic measurements using the 8410B microwave network analyzer. Hewlett-Packard Application Note 221:1-12.
- Cobb, G.R. 1980. New software for low loss two-port measurements. Microwave Journal. 19(8):63-68.
- Cripps, S. 1978. The all FET front end a step closer to reality. Microwave Journal. 21(2):52-58.
- DaSilva, E. y M. McPhum. 1973. Calibration of microwave network analyzer for computer-corrected S parameter measurements. - Electronics Letters. 9(6):126-128.
- DaSilva, E. y M. McPhum. 1978. Calibration techniques for one port - measurements. Microwave Journal. 24(5):97-100.
- DiLorenzo, J.V. 1978. GaAsFET development low noise and high power. Microwave Journal. 21(2); 39-44.
- Fitzpatrick, J.K. 1978. Error models for systems measurements. Microwave Journal. 16(9):63-68.
- Howes, M.J. y D.V. Morgan. 1976. Microwave devices. John Wiley & Sons., London. 399-431.
- Kurokawa, K. 1965. Power waves and the scattering matrix. IEEE trans. on MTT. 13:165-198.
- Laverghetta, T. 1977. Microwave measurements and techniques. Horizon House, Inc., San Francisco:169-192.

- Lietchi, C.A. 1976, Microwave field effect transistors 1976, IEEE - trans, on MTT, 24(6):279-295.
- Lietchi, C.A. 1978, GaAsFET technology; a look into the future. Micro wave Journal, 21(10):44-49.
- Oliver, J. y D. Cage. 1973, Electronic measurement- and instrumentation. McGraw-Hill, Inc., New York. 215-318.
- Pucel, R.A., H.A. Haus y H. Statz. 1976, Signal and noise properties- of gallium arsenide microwave field-effect transistors. -- Electronics Letters, 21(18):195-265.
- Sedard, J.L. 1977, Conception et realisation d'un amplificateur a' transistors a'effet de champ a'l'arseniure de gallium dens la bande 5.925 a' 6.245 ghz. Le diplome D' ingenius C.N.A.M en electronique. Centre Regional Agree de Toulouse.
- Shockley, W. 1952. A unipolar field effect transistors. Proc. IRE. 40: 1365-1376.
- Shumer, H.V. 1970. New method of calibrating a microwave network analyzer. Electronics Letters. 6(9):733-734.
- Swanson, D. 1980. Ferret out fixture errors with careful calibrating. Microwave Journal. 16(9):63-68.
- Velazquez, V.A. 1980. Diseño y construcción de amplificadores con - GaAsFETs 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:82-97.

APENDICE I

ESPECIFICACIONES DE LOS TRANSISTORES DE MICROONDAS GaAsFET CONSULTADOS PARA EL DISEÑO DE LA BASE - DE PRUEBA EXPERIMENTAL.

Features

Low Noise Figure

0.9 db Typical at 2 GHz (Packaged device)

2.5 dB Typical at 8 GHz (Packaged device)

High Gain

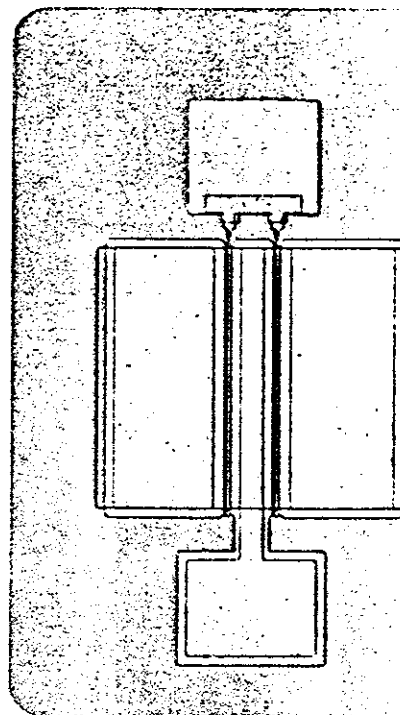
20 dB at 2 GHz

Usable through X-Band

Standard Package Options

Description

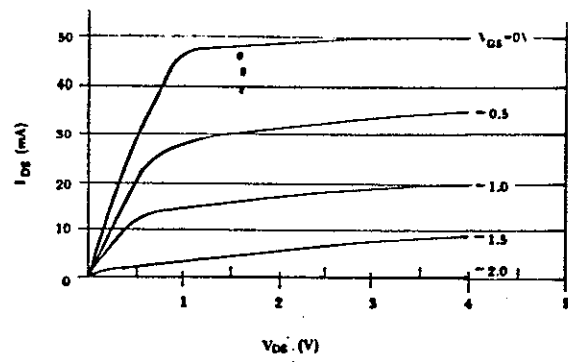
The ALF1000 is an aluminum 1 micron gate Gallium Arsenide Field Effect Transistor. Its superior noise figure and gain performance is the result of precise control of material growth and device production. In house, multilayer, vapor phase epitaxial GaAs and a refractory gold based metal system combine to produce reliable, corrosion resistant, stable devices with high resistance to burn-out. These devices are available as chips and in several package options.



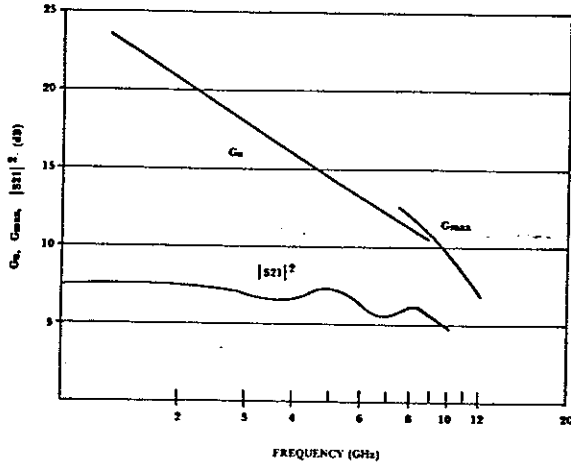
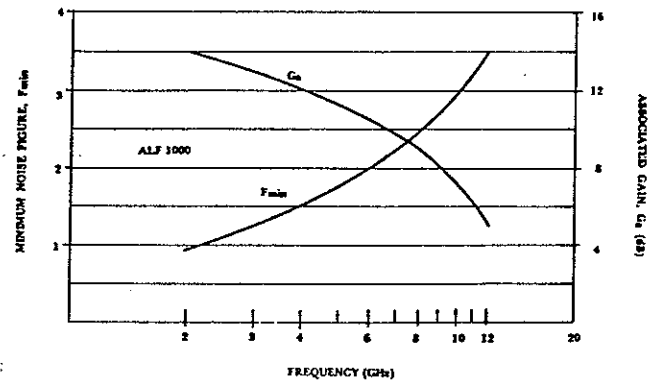
Electrical Specification At $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Chip			Package		
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
I_{DSS}	Saturated Drain Current $V_{DS} = 3.5V, V_{GS} = 0V$	mA	20		100	20		100
gm	Trans conductance $V_{DS} = 3.5V, V_{GS} = 0V \text{ to } -0.5V$	mmho	23	30		23	30	
Vp	Pinch off Voltage $V_{DS} = 3.5V, I_{DS} = 0.1 \text{ mA}$	V	-1.5		-5.0	-1.5		-5.0
Gmax	Maximum available gain $V_{DS} = 3.5V, V_{GS} = 0V$	dB		20 16 11			20 16 11	
				f=2GHz f=4GHz f=8GHz				
Fmin	Noise Figure $V_{DS} = 3.5V, I_{DS} = 15\% I_{DSS}$	dB		0.9 1.5 2.2			0.9 1.5 2.5	
				f=2GHz f=4GHz f=8GHz				
Ga	Associated gain $V_{DS} = 3.5V, I_{DS} = 15\% I_{DSS}$	dB		14 12 9			14 12 8.5	
				f=2GHz f=4GHz f=8GHz				
P1dB	Power at 1dB Compression $V_{DS} = 4.0V, I_{DS} = 50\% I_{DSS}$	dBm		10.0			10.0	
				f=4GHz				

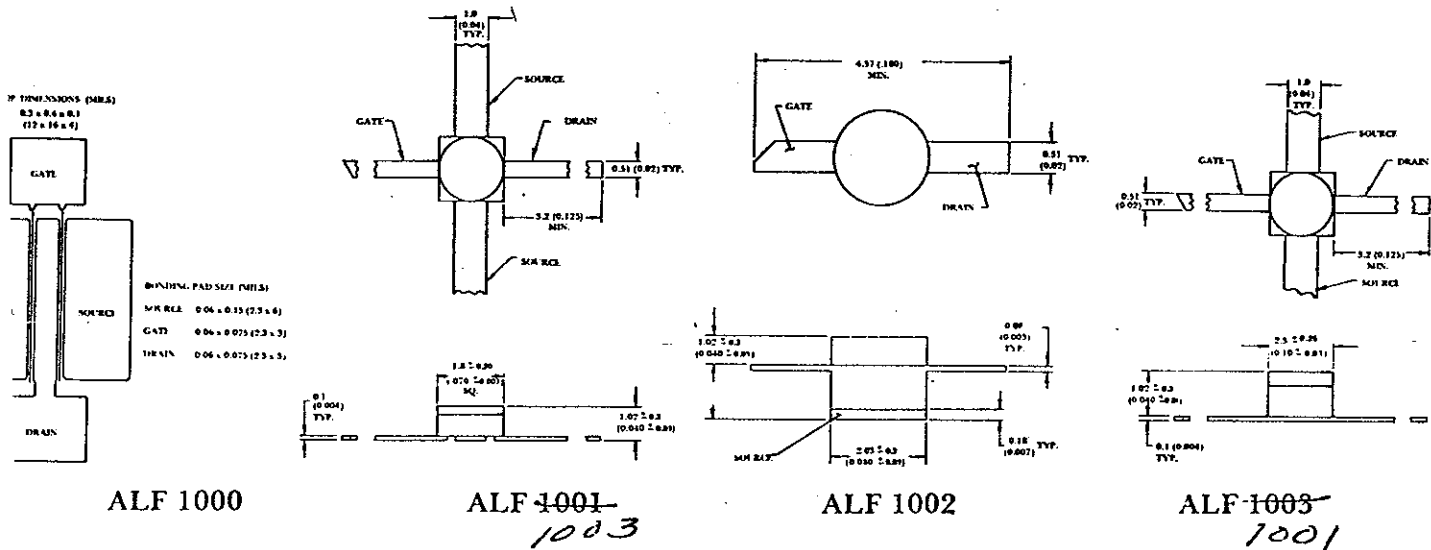
Symbol	Parameter	Limits
V_{DS}	Drain to Source Voltage	5V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	-10V
T_{CH}	Max. Channel Temperature	125°C
T_{STG}	Storage Temperature	-65°C to -125°C
Pt	Total Device Dissipation Linearly derate to 125°C	500mW



Drain Current Vs. Drain to Source Voltage

Typical G_{max} , G_u , and $|S_{21}|^2$ v. frequency at $V_{DS} = 3.5V$, $I_{DS} = 100\% I_{DSS}$ Typical Noise Figure (F_{min}) and Associated Gain v. Frequency ($V_{DS} = 3.5V$, $I_{DS} = 15\% I_{DSS}$)

Chip & Package Outlines



Precautions:

- Avoid static discharge and transients from equipment and test personnel.
- Die attach using either Au-Ge preforms (m.p. 356°C) or Au-Sn (m.p. 280°C). Do not exceed 30 secs. A low temperature curing epoxy may be used where preforms are impractical.
- Handle using vacuum probe or fine pointed tweezers in a clean environment.
- Bond using 0.7 mil (20 micron) half hard pure gold wire.



SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE.

(INCHES IN PARENTHESES)

ALPHA INDUSTRIES, INC. / 20 SYLVAN ROAD / WOBURN, MA 01801 / (617) 935 5150 / TWX 710-393-1236 / Telex 949436

Features

LOW NOISE FIGURE

- 1.6 dB Typical at 4 GHz (2N6680)
- 1.7 dB Maximum at 4 GHz (HFET-1102)
- 1.5 dB Typical

HIGH GAIN

- 16 dB Typical at 4 GHz

HIGH OUTPUT POWER

- 15.5 dBm Typical Linear Power Output at 4 GHz

USABLE TO 12 GHz

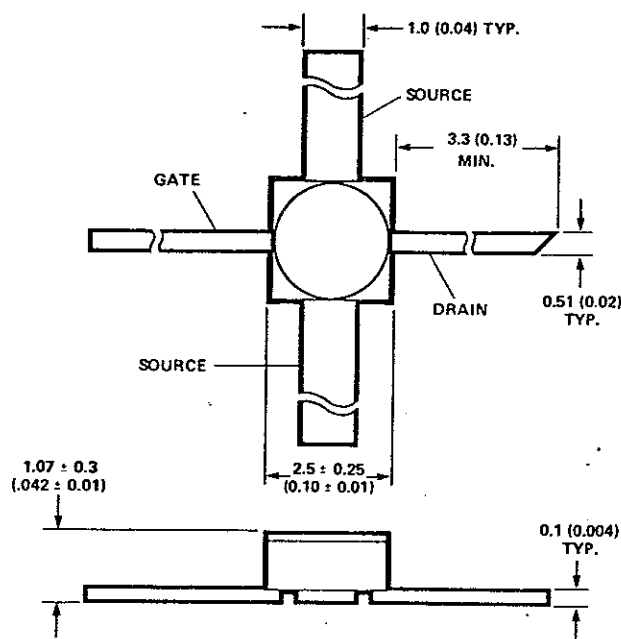
RUGGED HERMETIC PACKAGE

Description/Applications

The 2N6680 (HFET-1101) and the HFET-1102 are gallium arsenide Schottky gate field effect transistors in a package suitable for narrow band operations to 12 GHz. Their superior microwave performance in noise figure and gain make them useful for applications such as land and satellite communications, and radar.

2N6680 (HFET-1101) and HFET-1102 are supplied in the HPAC-100A, a rugged metal/ceramic hermetic package, and are capable of meeting the requirements of MIL-S-19500.

The HFET-1102 is a low noise and gain selection of the 2N6680.



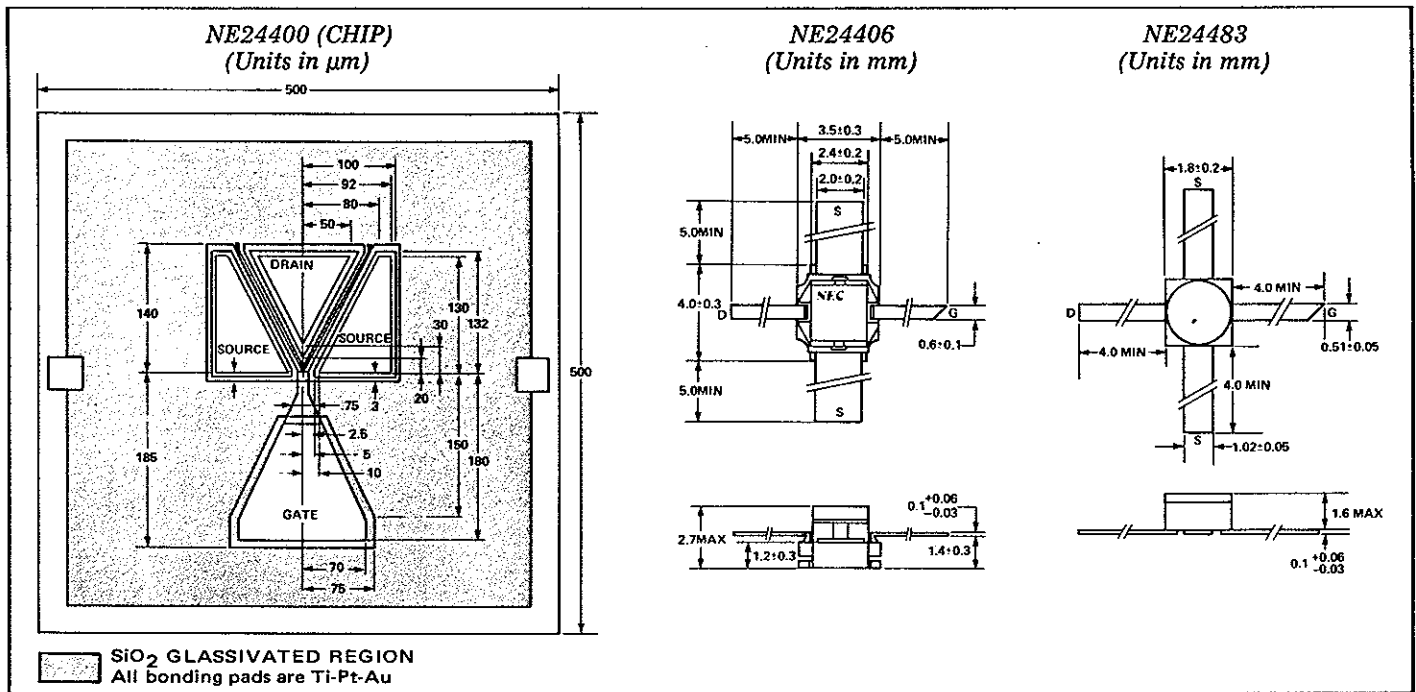
DIMENSIONS IN MILLIMETERS (INCHES).

HPAC-100A Package Outline

Electrical Specifications at $T_{CASE} = 25^{\circ}C$

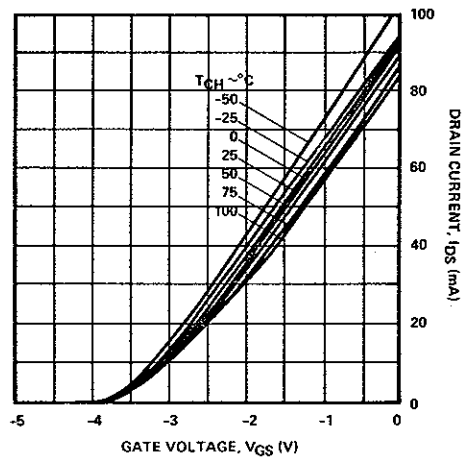
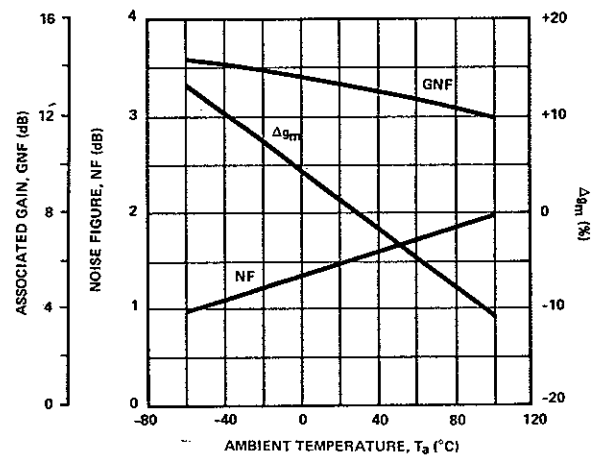
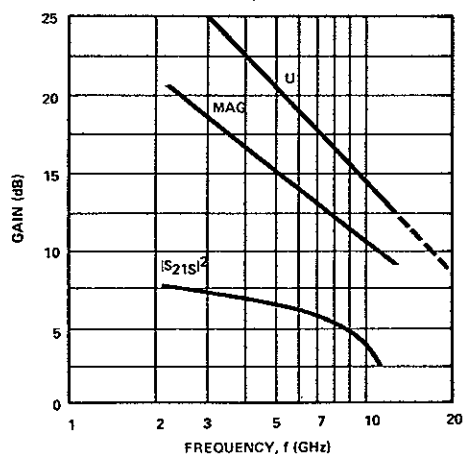
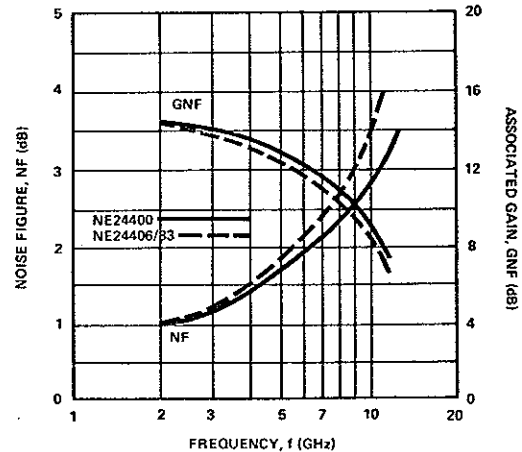
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
I_{DSS}	Saturated Drain Current, $V_{DS} = 4.0V$, $V_{GS} = 0V$	mA	40		120
V_{GSP}	Pinch Off Voltage, $V_{DS} = 4.0V$, $I_{DS} = 100 \mu A$	V	-1.5		-5.0
g_m	Transconductance, $V_{DS} = 4.0V$, $\Delta V_{GS} = 0V$ to $-0.5V$	mmho	30	40	
$G_{a(max)}$	Maximum Available Gain $V_{DS} = 4.0V$, $V_{GS} = 0$				
	$f = 4 \text{ GHz}$	dB		16	
F_{MIN}	Noise Figure				
	2N6680: $f = 4 \text{ GHz}$	dB		1.6	2.2
	HFET-1102: 4 GHz			1.4	1.7
G_a	Associated Gain				
	2N6680: $f = 4 \text{ GHz}$	dB	9.5	11.0	
	HFET-1102: 4 GHz		11.0	12.0	
	$V_{DS} = 3.5V$, $I_{DS} = 15\% I_{DSS}$ (Typ. 12 mA)				
P_{1dB}	Power at 1 dB Compression, $V_{DS} = 5.0V$, $I_{DS} = 50\% I_{DSS}$				
	$f = 4 \text{ GHz}$	dBm		15.5	
	Tuned for Maximum Output Power at +5 dBm Input				
	8 GHz			14.0	

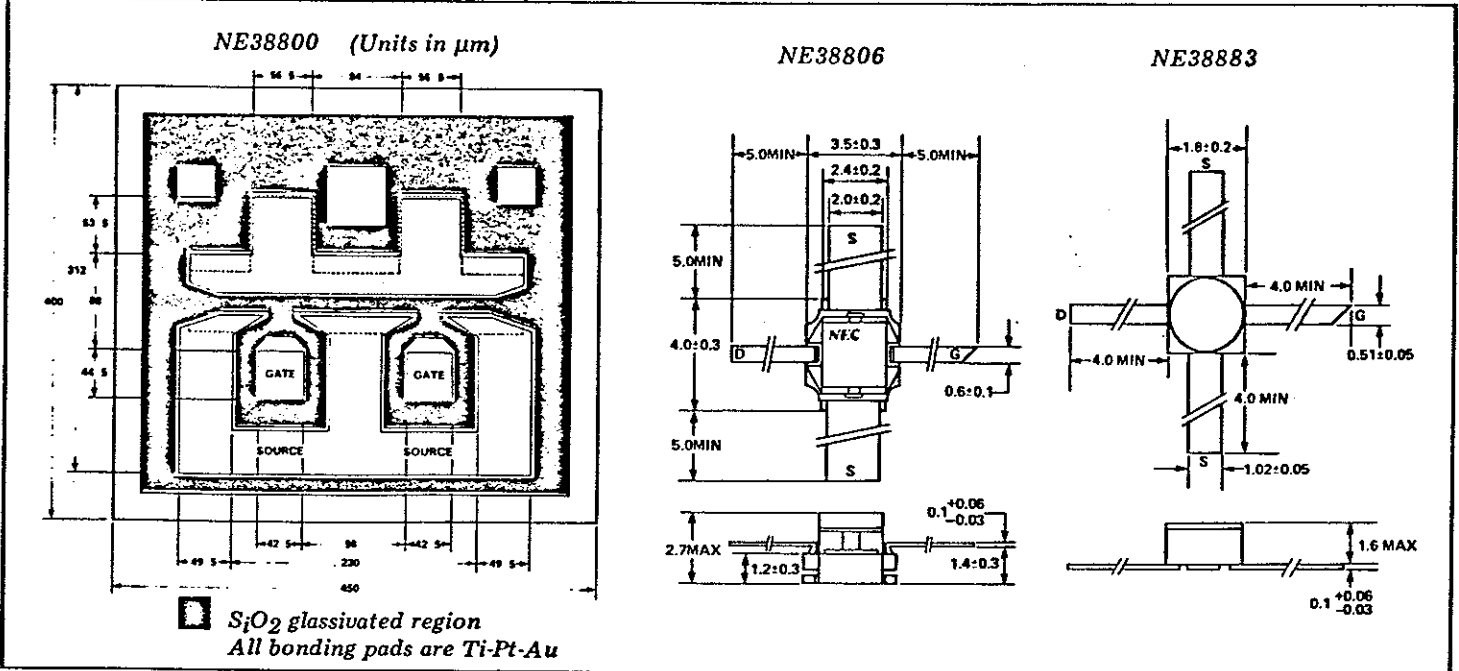
PHYSICAL DIMENSIONS



PERFORMANCE CHARACTERISTICS

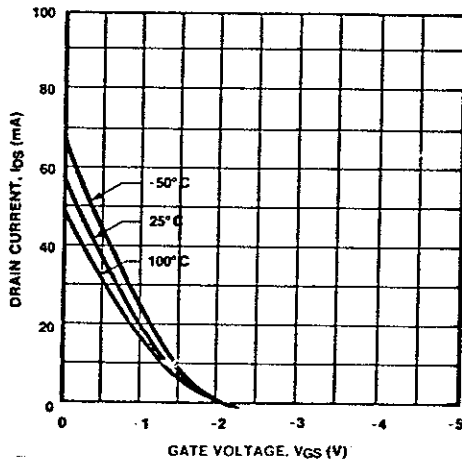
DRAIN CURRENT VS. GATE VOLTAGE AT VARIOUS CHANNEL TEMPERATURES

TYPICAL PERFORMANCE VS. AMBIENT TEMPERATURES FOR THE NE24406 AND NE24483 AT 4.0 GHz WITH $I_{DS} = 10\text{mA}$ AND $V_{DS} = 3\text{V}$ TYPICAL GAIN VS. FREQUENCY FOR THE NE24406 AND NE24483 AT $V_{DS}=3\text{V}$ AND $I_{DS}=30\text{mA}$ TYPICAL NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN VS. FREQUENCY AT $V_{DS}=3\text{V}$ AND $I_{DS}=10\text{mA}$ 

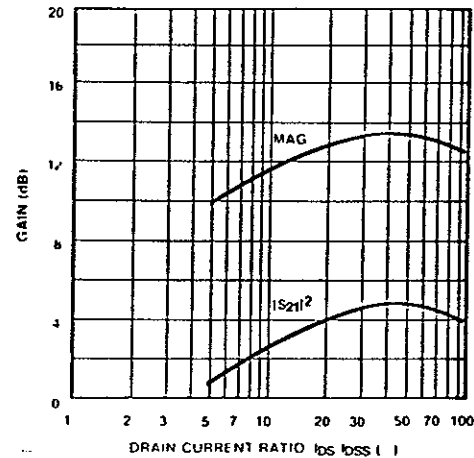


PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($T_{\text{a}} = 25^\circ\text{C}$)

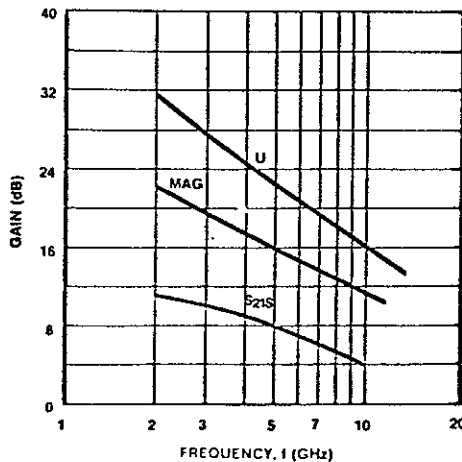
TYPICAL DRAIN CURRENT VS GATE VOLTAGE AT VARIOUS CHANNEL TEMPERATURES



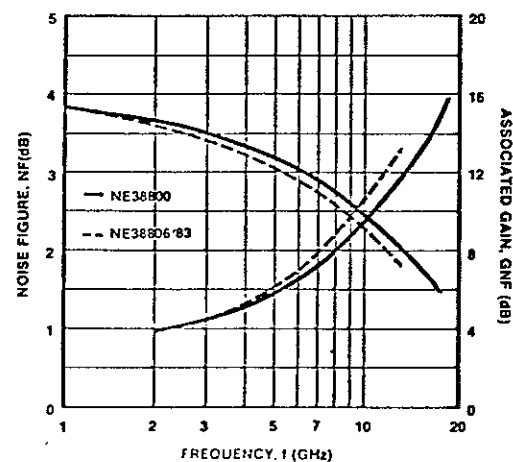
TYPICAL GAIN VS DRAIN CURRENT RATIO FOR THE NE38806 AND NE38883 AT 8GHz AND $V_{\text{DS}} = 3\text{V}$



TYPICAL GAIN VS FREQUENCY FOR THE NE38806 AND NE38883 AT $V_{\text{DS}} = 3\text{V}$ AND $I_{\text{DS}} = 30\text{mA}$



TYPICAL NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN VS FREQUENCY AT $V_{\text{DS}} = 3\text{V}$ AND $I_{\text{DS}} = 10\text{mA}$



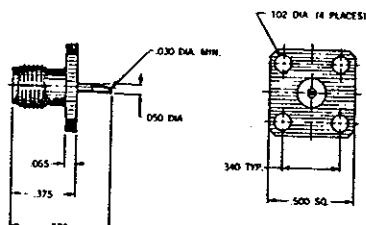
APENDICE II

ESPECIFICACIONES DE LOS CONECTORES
UTILIZADOS EN LA BASE DE --
PRUEBA EXPERIMENTAL.

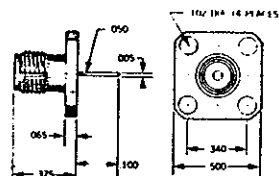
RECEPTACLES/Stainless Steel



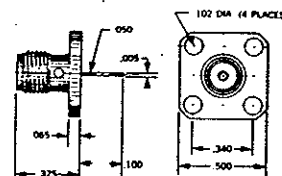
SQ. FLANGE MTD.
P/N 901-9215
Solder cup terminal exposed
in rear for direct wire
or cable affixment,
epoxy captivated contact.



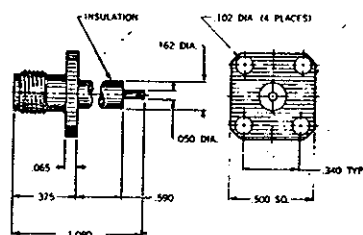
SQ. FLANGE MTD.
P/N 901-9215-3
Tab terminal.



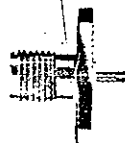
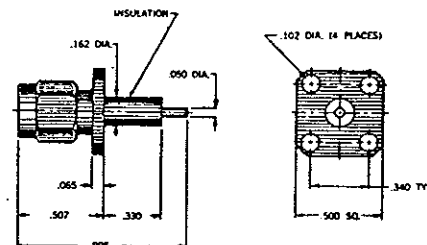
SQ. FLANGE MTD.
P/N 901-9215-3CC
Tab terminal,
epoxy captivated contact.



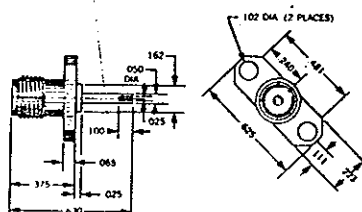
SQ. FLANGE MTD.
P/N 901-9204CC
TFE insulation and blunt
terminal exposed in rear
for direct substrate or
circuit board affixment,
epoxy captivated contact.



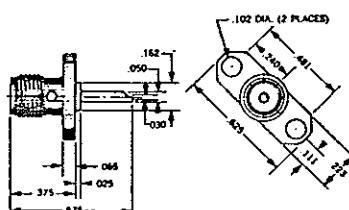
SQ. FLANGE MTD. PLUG
P/N 901-9214CC
TFE insulation and blunt
terminal exposed in rear
for direct substrate or
circuit board affixment,
epoxy captivated contact.



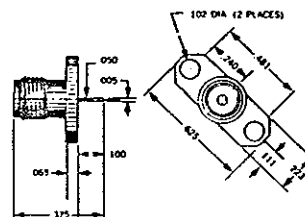
TRIM-LINE
FLANGE MTD.
P/N 901-9244-1
Slotted terminal.



TRIM-LINE
FLANGE MTD.
P/N 901-9244-2
Solder cup terminal,
epoxy captivated
contact.



TRIM-LINE
FLANGE MTD.
P/N 901-9244-3
Tab terminal.



APENDICE III

RESULTADOS DEL PROGRAMA DE ANALISIS
DE ERROR, QUE MINIMIZA LOS ERRORES
SISTEMATICOS DEL EQUIPO DE MEDICION

```

OK, R MERROR2
ENTER ARCH11 : FMM
FMM
ENTER ARCH12 : FMF
FMF
ENTER ARCH13 : MS
MS
ENTER ARCH14 : FS
FS
FMM
0.019 0.016 0.002 0.002 1.000 1.012 1.006 1.035 1.012 1.002
0.015 0.014 0.002 0.002 0.999 1.023 0.964 0.903 0.991 0.983
0.021 0.012 0.002 0.002 0.964 0.977 0.944 1.029 1.001 0.977
0.017 0.015 0.002 0.002 1.000 0.977 0.961 1.035 0.989 0.975
0.016 0.025 0.002 0.002 0.950 1.006 0.989 1.006 1.002 0.989
0.014 0.000 0.002 0.002 0.966 0.955 0.871 0.907 0.977 0.966
0.023 0.020 0.002 0.002 0.869 0.972 0.832 0.942 0.955 0.925
0.030 0.027 0.002 0.002 0.975 1.006 0.767 0.886 0.961 0.944
0.021 0.019 0.002 0.002 0.950 0.961 0.861 0.902 0.933 0.902
-64. -33. 0. 0. 180. -170. 180. 180. 90. 88.
-160. 170. 0. 0. 170. -172. 142. 152. 134. 130.
-75. -20. 0. 0. -120. -165. 170. 180. 165. 161.
90. 45. 0. 0. -115. -150. 180. -170. 175. 175.
-175. 105. 0. 0. -110. -160. -175. -155. -175. -170.
5. 30. 0. 0. -85. -160. -130. -115. -130. -14.
-175. 145. 0. 0. -75. -175. -82. -50. -95. -97.
-45. 15. 0. 0. -75. -155. -30. -25. -40. -52.
115. -30. 0. 0. -40. -146. 5. 22. -0. -10.
0.87000.75501.90500.0230
0.74600.62702.18000.0440
0.68900.58102.07700.0530
0.65300.58901.91000.0500
0.69600.63102.08900.0600
0.60400.57501.92000.0420
0.54000.66202.07000.0710
0.72900.61401.70200.0900
0.76000.64801.93900.1700
-52. -24. 141. 85.
-60. -31. 124. 85.
-77. -49. 115. 83.
-89. -63. 97. 83.
-90. -65. 95. 87.
-04. -64. 80. 100.
-102. -67. 55. 90.
-152. -76. 39. 101.
-119. -89. 10. 89.

```

VECTORES ERROR EN FORMA COMPLEJA DEL 1 AL5 CORRESPONDIENTES A LA BASE EXPERIMENTAL

0.0003	-0.0171	337.1157	-5.6916	340.8339	-11.5913	0.0134	-0.0087	1.5740	11.3398
-0.0141	-0.0051	-0.2562	3.9473	1.4271	3.6947	-0.0138	0.0024	-0.2050	3.0170
0.0054	-0.0203	0.0060	1.4210	-0.6674	1.5120	0.0113	-0.0041	1.5160	7.3659
0.0000	0.0170	-0.0965	1.5034	-1.0003	1.5032	0.0106	0.0106	2.4216	0.9756
-0.0159	-0.0014	0.0523	1.5423	-1.0497	1.4143	-0.0065	0.0241	0.5649	-22.9600
0.0139	0.0012	-0.3134	2.3905	-2.3517	0.4934	0.0593	0.0400	-0.2374	-2.6109
-0.0229	-0.0020	-5.5004	14.4136	-10.9310	-7.4153	-0.0229	0.0161	0.0123	-0.6101
0.0212	-0.0212	-1.0376	-2.5122	2.3213	0.5463	0.0261	0.0070	-0.1070	-0.4714
-0.0089	0.0190	-0.3798	-2.4103	1.0608	2.1668	0.0165	-0.0095	-0.0428	-0.0877

VECTORES ERROR EN FORMA COMPLEJA DEL 6 AL 10 PERTENECIENTES A LA BASE EXPERIMENTAL

0.7833	11.0030	3799.5054	-721.1447	3860.7617	-594.8974	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.3567	3.1380	-9.3415	0.8021	-10.0032	0.0764	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.5608	7.6603	-9.9069	5.6021	-10.5307	5.1011	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
-0.2463	9.5144	-14.7796	4.2047	-14.9913	4.2650	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
9.5353	-20.9969	34.1512	0.8699	34.5057	2.6877	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.6977	-2.2517	-5.0489	1.0099	3.7179	3.6726	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.0194	-0.4821	-2.4359	7.6145	-2.7879	7.7602	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
1.0404	-0.0563	0.6351	-1.9017	0.7059	-1.9671	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000
0.0245	0.4341	1.0370	-0.3002	1.0040	-0.2010	0.0020	0.0000	0.0020	0.0000

ENTER RESARCHI : ASCORR

OK, SLIST ASCORR

S11		S22		S21		S12	
1.60702	-0.01903	0.04596	-0.00025	2.12812	0.00951	0.01700	0.00036
0.91600	-0.01899	0.00492	-0.01128	2.04159	0.07591	0.01899	0.00045
0.07471	-0.02265	0.79303	-0.01645	1.92977	0.06001	0.02299	0.00056
0.03566	-0.02368	0.78600	-0.01366	1.90504	0.06037	0.02899	0.00073
0.00061	-0.02513	0.02505	-0.01560	1.90014	0.05732	0.03099	0.00060
0.70354	-0.02674	0.00181	-0.01734	1.83422	0.05365	0.02299	0.00041
0.76440	-0.02819	0.01579	-0.01859	1.71659	0.03766	0.02899	0.00073
0.72638	-0.02988	0.00270	-0.01859	1.54475	0.02777	0.02699	0.00004
0.71213	-0.03517	0.02771	-0.02194	1.22109	0.01675	0.03099	0.00004

MMK PARAMETROS 5 EN FORMA POLAR MMK

S11	S22	S21	S12
1.000 -62.	0.046 -32.	2.130 138.	0.017 73.
0.917 -68.	0.005 -46.	2.043 122.	0.019 77.
0.075 -85.	0.794 -60.	1.931 117.	0.023 80.
0.036 -93.	0.707 -57.	1.906 104.	0.029 83.
0.009 -102.	0.026 -62.	1.901 99.	0.031 85.
0.704 -111.	0.002 -71.	1.835 96.	0.033 81.
0.765 -121.	0.016 -74.	1.717 72.	0.029 83.
0.727 -135.	0.003 -76.	1.545 59.	0.027 87.
0.713 -162.	0.020 -87.	1.222 45.	0.031 89.

```

OK, R MERROR2
ENTER ARCH11 : MEH
MEH
ENTER ARCH12 : FEH
FEH
ENTER ARCH13 : MSH
MSH
ENTER ARCH14 : FSH
FSH
MEH

```

```

0.019 0.016 0.002 0.002 1.020 1.023 1.000 1.023 1.059 1.041
0.015 0.014 0.002 0.002 1.002 0.933 0.975 0.944 1.017 1.012
0.021 0.012 0.002 0.002 0.972 0.950 0.944 0.912 1.035 1.012
0.017 0.015 0.002 0.002 0.989 0.996 1.047 0.932 1.012 0.994
0.014 0.025 0.002 0.002 0.966 0.920 1.029 0.907 0.944 0.931
0.014 0.020 0.002 0.002 0.396 0.917 0.957 0.832 0.951 0.941
0.023 0.020 0.002 0.002 0.899 0.905 1.012 0.741 0.970 0.950
0.030 0.027 0.002 0.002 0.861 0.966 0.933 1.023 0.907 0.891
0.021 0.019 0.002 0.002 0.955 0.801 0.923 1.012 0.944 0.914
-64. -33. 0. 0. 180. 120. 180. 180. -90. -105.

```

```

-160. 170. 0. 0. 157. 153. 143.-170. 180. 179.
-75. -20. 0. 0. 35. -3. 43. 39. 23. 21.
90. 45. 0. 0. 141. 80. 135. 122. 107. 105.
-175. 105. 0. 0. -157. 137.-162. 175. 167. 164.
5. 30. 0. 0. 110. 9. 106. 53. 52. 50.
-175. 145. 0. 0. 92. -62. 84. -5. -28. -30.
-45. 15. 0. 0. 105.-120. 50. -60. 95. 99.
115. -30. 0. 0. 72. 140. -36.-130.-169.-170.
1.09000.90902.29000.0150
0.96400.83002.01800.0190
0.84100.71601.77000.0200
0.02000.69101.70000.0200
0.69400.75001.69200.0270
0.67600.67601.64600.0260
0.58900.70001.59800.0230
0.50200.06101.43400.0220
0.71600.02701.21000.0200
-74. -56. 143. 106.
-65. -65. 126. 129.
-106. -67. 120. 158.
-110. -69. 116. 166.
-127. -74. 112. 172.
-100.-100. 102. 15.
-125. -59. 85. 23.
-157. -57. 72. 47.
170.-102. 66. 65.

```

VECTORES ERROR DEL 1 AL 5 EN FORMA COMPLEJA CORRESPONDIENTES A LA BASE COMERCIAL HP

```

0.0003 -0.0171 -73.0239 1.2196 -74.6194 2.5110 0.0134 -0.0087 -0.0016 -1.7634
-0.0141 -0.0051 -0.8054 7.9754 3.3416 7.1658 -0.0138 0.0024 0.0585 -2.9386
0.0054 -0.0203 -2.6205 -13.0001 -6.7316 11.9173 0.0113 -0.0041 -0.1349 -2.5690
0.0000 0.0170 7.7566 14.6525 15.6019 5.9578 0.0106 0.0106 -0.3020 -2.5454
-0.0159 -0.0014 10.4651 14.0367 4.6039 17.3440 -0.0065 0.0241 -0.0007 -2.8515
0.0139 0.0012 2.6003 8.7334 8.4764 0.9267 0.0693 0.0400 -0.3083 -2.1940
-0.0229 -0.0020 7.3065 8.1649 7.4216 -7.4115 -0.0229 0.0161 -0.4379 -1.0329
0.0212 -0.0212 0.1800 2.3926 2.2793 -0.4442 0.0261 0.0070 0.0463 -1.4965
-0.0009 0.0190 0.0014 0.7300 0.3447 -1.1124 0.0165 -0.0095 0.1231 -1.0144

```

VECTORES ERROR DEL 6 AL 10 EN FORMA COMPLEJA CORRESPONDIENTES A LA BASE COMERCIAL HP

```

-1.0539 -1.0107 -129.1439 36.2119 -136.3660 1.5064 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
-0.3728 -2.0481 22.7501 2.4721 22.0156 2.0821 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
-0.6938 2.4404 37.3654 5.0357 38.0139 6.4020 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
-2.5566 -0.2605 -14.4197 -30.0615 -13.2941 -40.0550 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
-1.0548 -2.5020 29.2200 -37.0913 31.6018 -36.0204 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
-0.0055 1.7636 -14.7974 -6.6109 -14.7315 -7.2171 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
1.2422 1.2791 -0.7770 19.0390 -1.4052 19.5605 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
1.7992 -0.1250 0.2006 -2.2241 0.0457 -2.2724 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000
0.1921 -1.3400 -0.2400 0.0000 -0.2567 0.0354 0.0020 0.0000 0.0020 0.0000

```

ENTER RESARCHI : AHPC

OK, SLIST AHPC

```

VALORES COMPLEJOS
S11 S22 S21 S12
1.01677 -0.02137 0.07592 -0.01201 2.23291 0.09665 0.01500 0.00036
0.92701 -0.01865 0.01600 -0.01419 2.00550 0.07762 0.01099 0.00040
0.86566 -0.02426 0.00570 -0.01066 1.90073 0.07002 0.02599 0.00072
0.04162 -0.02513 0.79477 -0.01913 1.91205 0.06645 0.2799 0.00000
0.02146 -0.02979 0.01775 -0.02010 1.90695 0.06334 0.02699 0.00070
0.79741 -0.03062 0.02578 -0.01912 1.04507 0.05047 0.02699 0.00063
0.77434 -0.03186 0.03373 -0.02100 1.74243 0.04459 0.02399 0.00060
0.79725 -0.03326 0.01664 -0.02414 1.63356 0.03783 0.02199 0.00062
0.71993 -0.03929 0.02660 -0.02569 1.32479 0.02341 0.01999 0.00060

```

MMK PARAMETROS 5 EN FORMA POLAR MMK

```

S11 S22 S21 S12
1.017 -69. 0.076 -45. 2.235 142. 0.015 79.
0.920 -66. 0.017 -57. 2.007 127. 0.019 83.
0.866 -92. 0.006 -76. 1.932 119. 0.026 91.
0.042 -98. 0.795 -79. 1.914 114. 0.020 94.
0.022 -119. 0.010 -01. 1.900 109. 0.027 95.
0.798 -126. 0.026 -76. 1.846 104. 0.027 76.
0.775 -135. 0.034 -83. 1.743 84. 0.024 82.
0.738 -148. 0.017 -97. 1.643 76. 0.022 53.
0.721 -179. 0.027 -102. 1.325 50. 0.020 98.

```

OK, COMO -END