

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA

Y

DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DIVISION DE FISICA APLICADA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MODULO CONVERSION  
DE FRECUENCIAS APLICABLE EN LA ETAPA DE  
RECEPCION Y TRANSMISION DE UNA ESTACION  
TERRENA EN LA BANDA Ku.

TESIS

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

RICARDO ARTURO CHAVEZ PEREZ

Ensenada, Baja California, Marzo de 1990

RESUMEN de la Tesis que Ricardo Arturo Chávez Pérez presenta como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en INSTRUMENTACION ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Marzo de 1990.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MODULO CONVERSION DE FRECUENCIAS APLICABLE EN LA ETAPA DE RECEPCION Y TRANSMISION DE UNA ESTACION TERRENA EN LA BANDA Ku.

Resumen aprobado



---

M. en C. Arturo Velázquez Ventura  
Director de Tesis

En este trabajo se describe la metodología general que se estableció durante el desarrollo de un módulo conversor de frecuencias con potencialidad de utilizarse en la sección de radiofrecuencia de estaciones terrenas en la banda Ku (12 a 14 GHz) para comunicaciones vía satélite.

Se estudiaron las características de los dispositivos que se pueden utilizar como mezcladores y se analizaron diferentes estructuras que ofrecen posibilidades de conversión de frecuencia. Con base en lo anterior se definió una estructura simple balanceada que se llevó a la práctica mediante la aplicación de un arreglo de par de diodos de Barrera Schottky y la circuitería asociada en

tecnología de microcinta.

Los resultados obtenidos en la caracterización de los mezcladores fueron satisfactorios, lográndose entre otras cosas pérdidas por conversión de 8 a 10 dB en la banda de operación, cumpliendo adecuadamente con las especificaciones prescritas y presentando un alto grado de compatibilidad eléctrica y mecánica con respecto a los demás componentes del módulo conversor.

Elementos adicionales que constituyen el módulo conversor, tales como: Oscilador local a 13.1 GHz, Amplificador de 14 a 14.5 GHz, filtros pasa banda de 11.7 a 12.2 GHz y de 14 a 14.5 GHz, así como otros elementos pasivos, se diseñaron mediante programas de computadora y se construyeron sobre material dieléctrico con  $\epsilon_r = 10.5$ , utilizando tecnología de microcinta.

El módulo conversor se integró mediante la interconexión de los diferentes componentes individuales y se verificó el comportamiento global del mismo, efectuando simultáneamente la conversión descendente de una señal de 11.95 a 1.15 GHz, y otra ascendente de 1.15 a 14.25 GHz.

Con los resultados de este proyecto de tesis se demuestra la viabilidad de desarrollar componentes para subsistemas de conversión de frecuencia en la banda Ku, que sean susceptibles de servir como base para la obtención de prototipos industrializables.

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:



---

M.C. Arturo Velázquez Ventura, Director del Comité

---

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Miembro del Comité



---

M.C. David Covarrubias Rosales, Miembro del Comité

---

M.C. Homero Cabrera Muro, Miembro del Comité

---

Dr. Héctor Echavarría Heras, Miembro Ex-Oficio del Comité

Tesis presentada en Marzo de 1990.

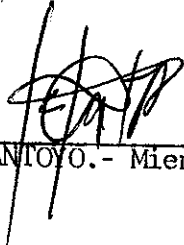
TESIS DEFENDIDA POR:

RICARDO ARTURO CIAVEZ PEREZ

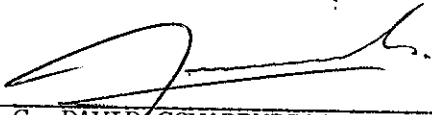
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



M.C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA.- Director del Comité



DR. ARTURO SERRANO SANTOYO.- Miembro del Comité



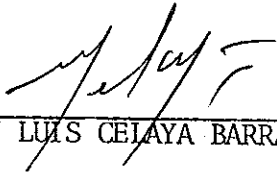
M.C. DAVID COVARRUBIAS ROSALES.- Miembro del Comité



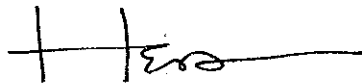
M.C. HOMERO CABRERA MURO.- Miembro del Comité



M.C. MOISES CASTRO DELGADO.- Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones



DR. MARTIN LUIS CELAYA BARRAGAN.- Director de la División de Física Aplicada



DR. HECTOR ECHAVARRIA HERAS.- Director Académico Interino

MARZO 22, 1990

DEDICATORIA

CON TODO MI CARINO PARA MI ADORÁDA MADRE

Marylú

CON TODO MI CORAZON A MI AMADA ESPOSA

Marthita

A MIS QUERIDOS HIJOS

Marco Antonio

Ruben Armando

A MIS QUERIDOS HERMANOS

Silvia, Hugo, Dany, Eduardo, Luis, Vicenta

## AGRADECIMIENTOS

### A MI DIRECTOR DE TESIS

M.C. Arturo Velázquez V. por la paciencia que tuvo para dirigirme durante el proyecto.

### UN AGRADECIMIENTO ESPECIAL

Para mi querido amigo M.C. José Luis Medina M. por sus múltiples sugerencias y asesorías brindadas durante el proyecto.

### A LOS MIEMBROS DE MI COMITE DE TESIS

Por sus correcciones al manuscrito

Dr. Arturo Serrano Santoyo

M.C. David Covarrubias Rosales

M.C. Homero Cabrera Muro

A MI AMIGO

Ing. Benjamín H. Ramírez Duran

A MIS COMPAÑEROS POR LA REALIZACION  
DE LOS RECINTOS METALICOS DE LOS CIRCUITOS

Sr. Benjamín Martínez  
Sr. Benjamín García  
Sr. Gabino García  
Sr. Efren Mercado

A MI ESPOSA POR EL APOYO BRINDADO EN LA ESCRITURA

A CICESE POR LA OPORTUNIDAD QUE ME BRINDO  
PARA SUPERARME ACADEMICAMENTE

---



## CONTENIDO

		<u>Página</u>
I	INTRODUCCION	1
I.1	Antecedentes	1
I.2	Objetivos	2
I.3	Organización de la tesis	3
II	MEZCLADORES DE MICROONDAS	5
II.1	Introducción	5
II.2	Principio de operación del mezclador	5
II.3	Dispositivos utilizados en la construcción de mezcladores.	13
II.4	Diodos de Barrera Schottky	15
II.5	Modelo circuital del diodo.	16
III	TIPOS DE MEZCLADORES	21
III.1	Introducción	21
III.2	Generalidades	21
III.3	Mezclador sencillo	22
III.4	Mezcladores balanceados	23
III.5	Mezcladores doble balanceados	26
III.6	Mezcladores balanceados de alto nivel	28
IV	CARACTERIZACION DE MEZCLADORES.	30
IV.1	Introducción	30
IV.2	Pérdidas por conversión	30

CONTENIDO ( Continuación )

		<u>Página</u>
IV.3	Aislamiento	31
IV.4	Figura de ruido	32
IV.5	Relación de onda estacionaria ROE	34
IV.6	Punto 1 dB de compresión de conversión	36
IV.7	Intervalo dinámico	38
V	DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERSION DE FRECUENCIA	39
V.1	Introducción	39
V.2	Consideraciones de diseño	40
V.3	Componentes activas	43
V.3.1	Mezcladores	43
V.3.2	Oscilador local	46
V.3.3	Amplificador	49
V.4	Elementos pasivos	51
V.4.1	Filtros	51
V.4.2	Divisor Wilkinson	53
VI	RESULTADOS EXPERIMENTALES	56
VI.1	Introducción	56
VI.2	Mezcladores	56
VI.2.1	Mezclador de bajada	56
VI.2.1.1	Pérdidas por conversión	56

CONTENIDO ( Continuación )

	<u>Página</u>
VI.2.1.2 Aislamiento	60
VI.2.1.3 Relación de onda estacionaria	62
VI.2.1.4 Ruido del mezclador	66
VI.2.1.5 Punto de 1dB de compresión	68
VI.2.1.6 Intervalo dinámico	68
VI.2.2 Mezclador de subida	68
VI.2.2.1 Pérdidas por conversión	69
VI.2.2.2 Aislamiento	72
VI.2.2.3 Relación de onda estacionaria	73
VI.2.2.4 Ruido del mezclador	77
VI.2.2.5 Punto de 1dB de compresión	77
VI.2.2.6 Intervalo dinámico	77
VI.3 Filtros	78
VI.3.1 Filtros pasa banda (11.7 - 12.2)GHz.	78
VI.3.2 Filtro pasa banda (14 - 14.1)GHz.	80
VI.4 Oscilador local	82
VI.5 Amplificador a 14 GHz.	84
VI.6 Comparación de las características de los mezcladores CICESE V.S. mezcladores comerciales	86
VI.7 Modulo conversor de frecuencias	88
 VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	 94
LITERATURA CITADA	97
APENDICE	102

## LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Sección de radio frecuencia de una estación terrena en la banda Ku.	3
2	Proceso básico de mezclador.	6
3	Señales de entrada al mezclador.	7
4	Representación gráfica de las señales de salida del mezclador.	10
5	Representación gráfica de los productos de intermodulación de tercer orden.	13
6	Circuito equivalente del diodo.	17
7	Modelo circuital del diodo incluyendo los efectos parásitos del encapsulado.	19
8	Tipos de mezcladores.	22
9	Mezclador Sencillo.	23
10	Mezcladores balanceados sencillos: (A) $180^\circ$ y (B) $90^\circ$	24
11	Mezclador balanceado en condiciones normales de operación.	25
12	Mezcladores doble balanceados.	27
13	Mezclador balanceado de alto nivel.	29
14	Medición de las pérdidas por conversión de un mezclador.	31
15	Sistema de medición de figura de ruido.	33

LISTA DE FIGURAS (Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
..16	Sistema empleado para medir ROE en mezcladores.	35
17	Arreglo experimental para determinar el punto de 1dB de compresión.	37
18	Segunda etapa de conversión de un modulo conversor de frecuencias para la banda Ku.	39
19a	Metodología de diseño para conversores de frecuencia.	41
19b	Metodología de diseño para conversores de frecuencia.	42
20	Estructura típica de un mezclador balanceado.	44
21	Mascarillas utilizadas: (a) Mezclador de subida (b) Mezclador de bajada.	45
22	Dimensiones de recintos: (a) Mezclador de subida (b) Mezclador de bajada.	46
23	Circuito del Oscilador local.	48
24	Recinto metálico del oscilador local.	48
25	Amplificador a 14 GHz (a) Distribución de elementos (b) Mascarillas utilizadas.	50
26	Recinto metálico del amplificador a 14 Ghz.	50
27	Filtros pasa banda (a) Distribución de los elementos (b) Mascarillas utilizadas	52
28	Recintos metálicos para filtros pasa banda.	53

LISTA DE FIGURAS ( Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
29	Distribución y mascarilla de un divisor de un divisor de potencia tipo Wilkinson.	54
30	Pérdidas por conversión V.S. Potencia del OL.	57
31	Pérdidas por conversión V.S. Frecuencia.	58
32	Arreglo experimental utilizado para determinar las pérdidas por conversión.	59
33	Mezclador de Bajada.	60
34	Aislamiento entre puertos del mezclador de bajada.	61
35	Arreglo experimental utilizado en la determinación de ROE de mezcladores	62
36	Relación de onda estacionaria en el puerto OL.	63
37	Relación de onda estacionaria en el puerto RF.	64
38	Relación de onda estacionaria en el puerto FI.	65
39	Arreglo experimental utilizado en la medición de ruido de mezcladores.	66
40	Nivel de ruido del mezclador de bajada.	67
41	Mezclador de subida.	69
42	Pérdidas por conversión V.S. potencia del OL.	70
43	Pérdidas por conversión V.S. frecuencia.	71

---

LISTA DE FIGURAS ( Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
44	Aislamiento entre puertos del mezclador de subida.	73
45	Relación de onda estacionaria en el puerto OL.	74
46	Relación de onda estacionaria en el puerto RF.	75
47	Relación de onda estacionaria en el puerto FI.	76
48	Filtro pasa banda (11.7 - 12.2)GHz.	78
49	Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda de (11.7 - 12.2)GHz.	79
50	Filtro pasa banda de (14 - 14.5) GHz.	80
51	Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda de (14 - 14.5) GHz.	81
52	Oscilador local con divisor Wilkinson integrado.	82
53	Respuesta del oscilador local en la salida 1 del divisor Wilkinson.	83
54	Respuesta del oscilador local en la salida 2 del divisor Wilkinson.	84
55	Circuito del amplificador a 14GHz.	85
56	Respuesta del amplificador.	85
57	Diagrama a bloques del conversor de frecuencias.	89

LISTA DE FIGURAS ( Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
58	Integración de bloques del modulo conversor de frecuencias.	90
59	Prueba final del conversor de frecuencia.	91
60	Prueba del sistema conversor de frecuencia.	91
61	Señal de FI de la etapa de conversión de bajada recepción.	92
62	Señal de RF de la etapa de conversión de subida transmisión.	92



## LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
I	Propiedades físicas de algunos semiconductores.	16
II	Dimensiones del acoplador direccional para el mezclador de subida.	45
III	Dimensiones del acoplador direccional para el mezclador de bajada.	45
IV	Dimensiones del Oscilador local.	47
V	Dimensiones del amplificador.	49
VI	Dimensiones del filtro para banda de 14 a 14.5 GHz.	52
VII	Dimensiones del filtro pasa banda de 11.7 a 12.2 GHz.	52
VIII	Dimensiones del divisor de potencia Wilkinson.	53
IX	Perdidas para conversión contra V.S. del OL del mezclador de bajada.	57
X	Perdidas para conversión contra frecuencia del mezclador de bajada.	58
XI	Aislamiento del mezclador de bajada.	61
XII	Medición de ROE del puerto OL del mezclador de bajada.	63
XIII	Medición de ROE del puerto RF del mezclador de bajada.	64

---

LISTA DE TABLAS ( Continuación )

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
XIV	Medición de ROE del puerto FI del mezclador de bajada	65
XV	Medición de ruido del mezclador de bajada.	57
XVI	Perdidas por conversión contra potencia del OL mezclador de subida.	70
XVII	Pérdidas por conversión contra frecuencia del mezclador de subida.	71
XVIII	Aislamiento del mezclador de subida.	72
XIX	Medición de ROE puerto OL mezclador de subida.	74
XX	Medición de ROE puerto RF mezclador de subida.	75
XXI	Medición de ROE puerto FI mezclador de subida.	76
XXII	Caracterización del filtro pasa banda 11.7 a 12.2 GHz.	79
XXIII	Caracterización del filtro pasa banda 14 a 14.5 GHz.	81
XXIV	Ganancia del amplificador de 14 GHz.	85
XXV	Comparación de los mezcladores CICESE contra mezcladores comerciales.	87

# DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MODULO CONVERSION DE FRECUENCIAS APLICABLE EN LA ETAPA DE RECEPCION Y TRANSMISION DE UNA ESTACION TERRENA EN LA BANDA KU.

## INTRODUCCION

### I.1 ANTECEDENTES.

Recientemente se realizó un proyecto interinstitucional que dió como resultado una serie de recomendaciones acerca de las características técnicas que deberían satisfacer algunos tipos de estaciones terrenas para comunicación vía satélite en la banda Ku ( 12 a 14 GHz ) [ Necedal, F (1986) ].

Dado que en México no se había realizado ningún trabajo experimental que tomara en cuenta dichas recomendaciones, en el grupo de electrónica de alta frecuencia del CICESE se inició un programa dirigido a la investigación y desarrollo tendiente a obtener la sección de radio frecuencia ( RF ) de una estación terrena con potencialidad de aplicarse en la transmisión ( Tx ) y recepción ( Rx ) de un canal de voz y datos en la banda Ku [ Velázquez Ventura, (1987) ].

Los principales antecedentes que serán de gran utilidad para este programa de investigación, son los resultados obtenidos durante el desarrollo de un oscilador estabilizado con resonador dieléctrico [ Palmer Vidal, (1987) ] y el desarrollo de un amplificador de bajo ruido [ Arzeta Armenta, (1988) ], ambos en la banda Ku y que forman

parte de la etapa de recepción de este tipo de sistemas. Así mismo, se contempla el desarrollo de otros elementos tales como mezcladores, conversores, filtros y amplificadores de potencia que en su conjunto constituyen la sección de RF de la estación terrena.

La culminación de estas actividades de investigación, permitirá contar con más infraestructura humana y tecnológica en las comunicaciones por microondas y se podrán proporcionar prototipos que satisfagan los requerimientos actuales y futuros de las redes de estaciones terrenas tanto estatales como privadas que se apoyen en el sistema Mexicano de satélites.

## I.2 OBJETIVOS.

Los objetivos fundamentales del presente trabajo son:

- a) Desarrollar una metodología para el diseño y construcción de mezcladores de microondas.
- b) Construir e interconectar los elementos activos y pasivos que en conjunto forman un subsistema de conversión de frecuencia.

Con el cumplimiento de éstos objetivos, se logrará un avance substancial en el desarrollo del módulo de RF de una estación terrena en banda Ku como la mostrada en la figura 1.

En la parte experimental de este trabajo se tienen como metas el diseño y la construcción de un mezclador para conversión de subida, un mezclador para conversión de bajada,

un filtro pasa banda de 14 a 14.5 GHz, un filtro pasa banda de 11.7 a 12.2 GHz, un divisor de potencia, un oscilador local a 13.1 GHz y un amplificador de 14 a 14.5 GHz.

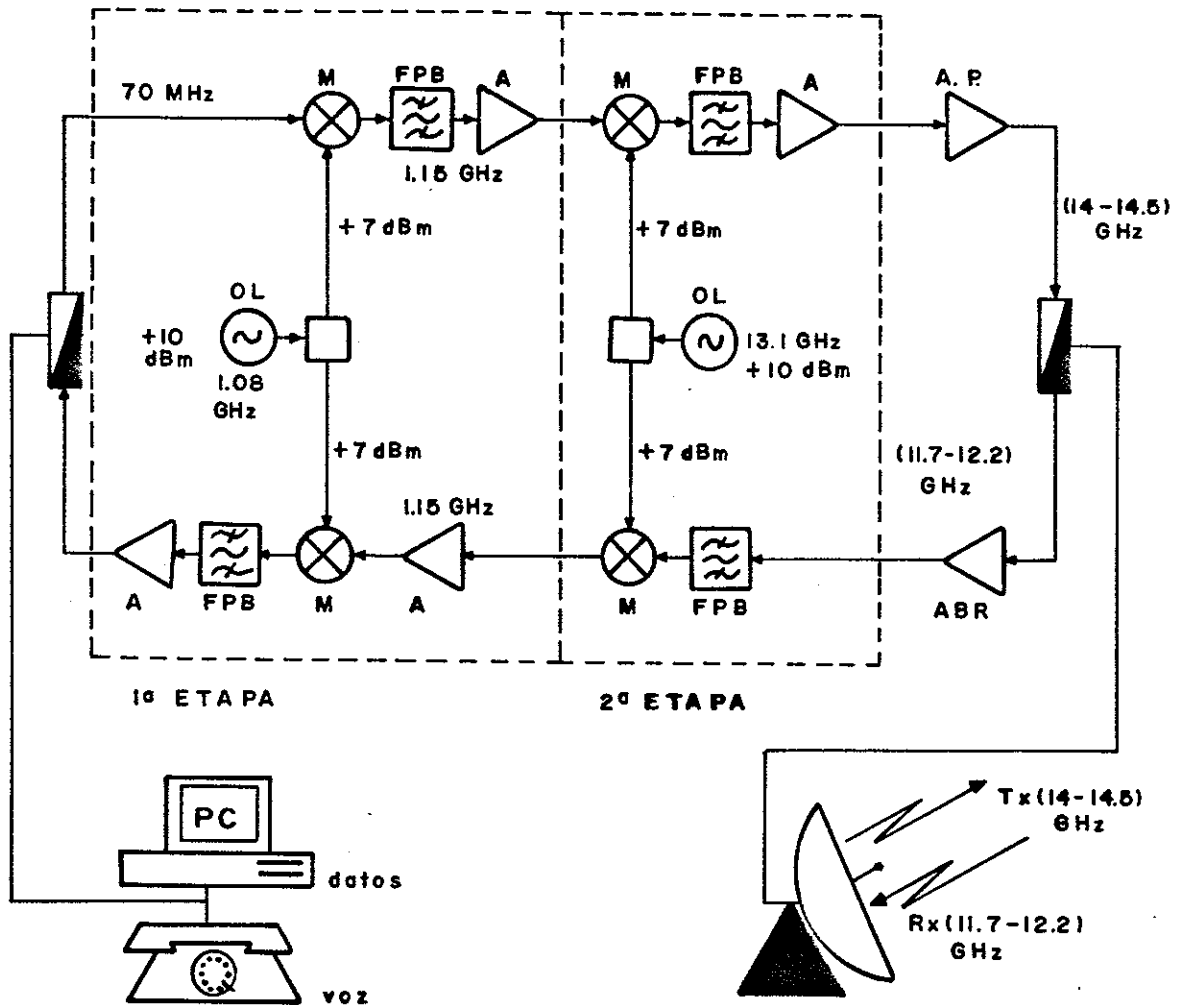


Figura 1. Sección de radio frecuencia de una estación terrena en la banda Ku.

### I.3 ORGANIZACION DE LA TESIS.

Para analizar detenidamente los elementos que integran al subsistema de conversión, la tesis se ha organizado de la

siguiente manera:

En el capítulo II se expone un análisis formal del comportamiento de los mezcladores, incluyendo su principio de operación y se hace una descripción de los dispositivos que se pueden utilizar como elemento no lineal.

En el capítulo III se relacionan los diferentes tipos de mezcladores con sus características particulares de funcionamiento y se presentan las principales ventajas y desventajas entre ellos.

En el capítulo IV se describen las pruebas eléctricas a que se someten los mezcladores con objeto de especificar adecuadamente su comportamiento.

Los detalles del diseño y construcción de los elementos integrantes del conversor de frecuencia se presentan en el capítulo V.

En el capítulo VI se muestran y analizan los resultados obtenidos de la caracterización de dichos elementos del conversor de frecuencia y se presenta una estructura modular formada por la interconexión de las componentes individuales.

Finalmente, en el capítulo VII se presentan las conclusiones y recomendaciones del proyecto de tesis enfatizando las principales contribuciones generadas durante el desarrollo del mismo.

## II MEZCLADORES DE MICROONDAS

### II.1 INTRODUCCION

Un mezclador es un dispositivo que tiene la propiedad de permitir la combinación de dos señales de frecuencia diferentes para generar otra a una frecuencia que se denomina frecuencia intermedia ( FI ). Por esta razón, es ampliamente utilizado en sistemas de transmisión y recepción de señales de microondas ( TX/RX ) y de otros sistemas de comunicación modernos.

Las señales de entrada al mezclador son una señal de radiofrecuencia ( RF ) y otra señal generada por un oscilador local ( OL ). Estas señales se mezclan aprovechando la característica no lineal del dispositivo, produciendo a la salida un conjunto de señales cuyas frecuencias son la suma y diferencia de las armónicas de las señales de entrada, incluyendo a estas últimas.

### II.2 PRINCIPIO DE OPERACION DEL MEZCLADOR.

En la figura 2, se ilustra el proceso básico de la combinación de dos señales para generar una tercera. La señal indicada como OL, corresponde a la del oscilador local que generalmente debe ser la de mayor nivel de las dos que se introducen al dispositivo.

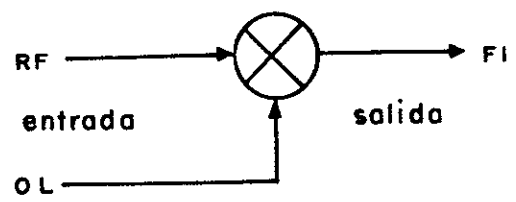


Figura 2. Proceso básico de mezclado

La señal de salida del mezclador es la frecuencia intermedia expresada como:

$$FI = (\pm nF_{RF} \pm mF_{OL}) \tag{1}$$

donde:

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots \text{etc.}$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots \text{etc}$$

De los productos de salida generados por el dispositivo, los de mayor interés son la suma y/o la diferencia de las señales originales de entrada OL y RF. Esto se presenta cuando los coeficientes m y n son iguales a uno, obteniéndose:

$$FI = (\pm F_{RF} \pm F_{OL}) \tag{2}$$

Para efectuar el análisis de estos dispositivos se utiliza la configuración de un diodo de estado sólido que presenta características no lineales de corriente-voltaje.



se puede apreciar en la forma de la ecuación que expresa el voltaje de salida, dado por:

$$V_s = a_0 + a_1 V_e + a_2 V_e^2 + a_3 V_e^3 + \dots + a_n V_e^n \quad (3)$$

donde:

$$V_e = ( S_A + S_B + OL ) \quad (4)$$

siendo:

$S_A + S_B$  las señales de radiofrecuencia de entrada

OL la señal del oscilador local

$$S_A = A \text{ sen } ( F_A t ) \quad (5)$$

$$S_B = B \text{ sen } ( F_B t ) \quad (6)$$

$$OL = L \text{ sen } ( F_{OL} t ) \quad (7)$$

donde:

A - es la amplitud de la señal  $S_A$

B - es la amplitud de la señal  $S_B$

L - es la amplitud de la señal del oscilador local OL

$F_A$ ,  $F_B$  y  $F_{OL}$  las frecuencias de las señales  $S_A$ ,  $S_B$  y OL respectivamente, como se ve en la figura 3.

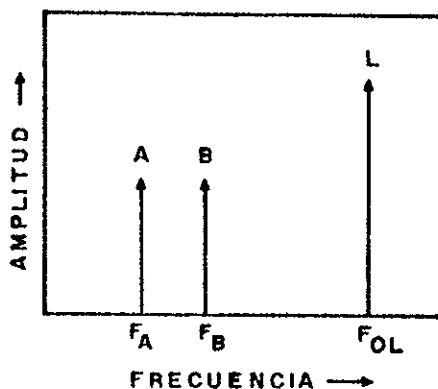


Figura 3. Señales de entrada al mezclador

La ecuación (3) representa las señales de salida del mezclador, siendo los dos primeros términos componentes de corriente directa de dc.

Desarrollando el término de segundo orden de la ecuación (3) se tiene:

$$a_1 V_e^2 = a_2 (OL + S_A + S_B)^2 \quad (8)$$

$$a_1 V_e^2 = a_2 OL^2 + a_2 S_A^2 + a_2 S_B^2 + 2a_2 OL S_A + 2a_2 OL S_B + 2a_2 S_A S_B \quad (9)$$

Para los tres términos cuadráticos se tiene:

$$a_2 OL^2 = a_2 L^2 \text{sen}^2 (F_{OL} t) = \frac{a_2 L^2}{2} [1 - \cos (2F_{OL} t)] \quad (10)$$

$$a_2 S_A^2 = a_2 A^2 \text{sen}^2 (F_A t) = \frac{a_2 A^2}{2} [1 - \cos (2F_A t)] \quad (11)$$

$$a_2 S_B^2 = a_2 B^2 \text{sen}^2 (F_B t) = \frac{a_2 B^2}{2} [1 - \cos (2F_B t)] \quad (12)$$

Los tres términos cuadráticos dan a la salida señales de corriente directa y señales conteniendo segundas armónicas, cuyas amplitudes son proporcionales al cuadrado de la amplitud de las señales fundamentales. Por otra parte, los términos que involucran la señal del OL con cualquiera de las señales  $S_A$  o  $S_B$  generan los productos de mezclado deseados

que aparecen como suma y diferencia de las frecuencias de entrada.

$$2a_2 OL S_A = 2a_2 L \text{sen}(F_{OL} t) A \text{sen}(F_A t) \quad (13)$$

$$2a_2 OL S_A = a_2 L A [ \cos(F_{OL} - F_A)t - \cos(F_{OL} + F_A)t ] \quad (14)$$

$$2a_2 OL S_B = 2a_2 L \text{sen}(F_{OL} t) B \text{sen}(F_B t) \quad (15)$$

$$2a_2 OL S_B = a_2 L B [ \cos(F_{OL} - F_B)t - \cos(F_{OL} + F_B)t ] \quad (16)$$

Como la señal OL tiene amplitud constante, las amplitudes de estos productos son directamente proporcionales a las señales de entrada.

El último término de la ecuación (9), es el producto de mezclado de las dos señales de entrada  $S_A S_B$  no deseado y aparece como la suma y la diferencia de las frecuencias de éstas.

$$2a_2 S_A S_B = 2a_2 A \text{sen}(F_A t) B \text{sen}(F_B t) \quad (17)$$

$$2a_2 S_A S_B = a_2 A B [ \cos(F_A - F_B)t - \cos(F_A + F_B)t ] \quad (18)$$

Estos términos son los productos de intermodulación de segundo orden.

Una representación gráfica de éstas señales en un diagrama de frecuencias sería como el que se muestra en la

figura 4.

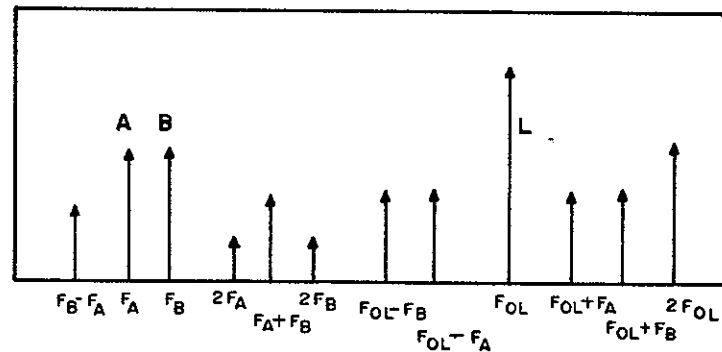


Figura 4. Representación gráfica de las señales de salida del mezclador.

Desarrollando el tercer término de la ecuación (3), se obtienen los siguientes productos de intermodulación:

$$a_3 V^3 = a_3 [OL + S_A + S_B]^3$$

$$a_3 V^3 = a_3 [OL^3 + 3OL^2 S_A + 3OL^2 S_B + 3OL S_A^2 + 3OL S_B^2 +$$

$$6OL S_A S_B + S_A^3 + 3S_A^2 S_B + 3S_A S_B^2 + S_B^3] \quad (19)$$

Los términos cúbicos de la ecuación (19) se pueden representar de la siguiente manera:

$$a_3 OL^3 = a_3 L^3 \sin^3(F_{OL} t) = \frac{a_3 L^3}{4} [3 \sin(F_{OL} t) - \sin(3F_{OL} t)] \quad (20)$$

$$a_3 S_A^3 = a_3 A^3 \sin^3(F_A t) = \frac{a_3 A^3}{4} [3 \sin(F_A t) - \sin(3F_A t)] \quad (21)$$

$$a_3 S_B^3 = a_3 B^3 \sin^3(F_B t) = \frac{a_3 B^3}{4} [3 \sin(F_B t) - \sin(3F_B t)] \quad (22)$$

Los dos términos de la ecuación (19) que contienen a  $OL^2$  quedan como sigue:

$$\begin{aligned}
 3a_3 OL^2 S_A &= 3a_3 L^2 \text{sen}^2(F_{OL} t) A \text{sen}(F_A t) = \\
 &= \frac{3a_3 L^2 A}{4} [\text{sen}(F_A t) - \text{sen}(F_A t) \cos(2F_{OL} t)] = \\
 &= a_3 \left[ \frac{3}{2} L^2 A \text{sen}(F_A t) - \frac{3}{4} L^2 A (\text{sen}(F_A + 2F_{OL})t + \right. \\
 &\quad \left. + \text{sen}(F_A - 2F_{OL})t) \right] \tag{23}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 3a_3 OL^2 S_B &= a_3 \left[ \frac{3}{2} L^2 B \text{sen}(F_B t) - \frac{3}{4} L^2 B (\text{sen}(F_B + 2F_{OL})t + \right. \\
 &\quad \left. + \text{sen}(F_B - 2F_{OL})t) \right] \tag{24}
 \end{aligned}$$

Similarmente para los dos términos de la ecuación (19) que contienen a  $OL$  se tiene:

$$\begin{aligned}
 3a_3 OL S_A^2 &= a_3 \left[ \frac{3}{2} A^2 L \text{sen}(F_{OL} t) - \frac{3}{4} A^2 L (\text{sen}(F_{OL} + 2F_A)t + \right. \\
 &\quad \left. + \text{sen}(F_{OL} - 2F_A)t) \right] \tag{25}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 3a_3 OL S_B^2 &= a_3 \left[ \frac{3}{2} B^2 L \text{sen}(F_{OL} t) - \frac{3}{4} B^2 L (\text{sen}(F_{OL} + 2F_B)t + \right. \\
 &\quad \left. + \text{sen}(F_{OL} - 2F_B)t) \right] \tag{26}
 \end{aligned}$$

Para los términos que contienen solamente las señales  $S_A$  y  $S_B$  se tiene:

$$3a_3 S_A^2 S_B = a_3 \left[ \frac{3}{2} A^2 B \operatorname{sen}(F_B t) - \frac{3}{4} A^2 B (\operatorname{sen}(2F_A + F_B)t + \operatorname{sen}(2F_A - F_B)t) \right] \quad (27)$$

$$3a_3 S_A S_B^2 = a_3 \left[ \frac{3}{2} B^2 A \operatorname{sen}(F_A t) - \frac{3}{4} B^2 A (\operatorname{sen}(2F_B + F_A)t + \operatorname{sen}(2F_B - F_A)t) \right] \quad (28)$$

Finalmente, el término  $6a_3 OL S_A S_B$  quedará desarrollado así:

$$\begin{aligned} 6a_3 OL S_A S_B &= 6a_3 L \operatorname{sen}(F_{OL} t) A \operatorname{sen}(F_A t) B \operatorname{sen}(F_B t) = \\ &= \frac{3a_3}{2} L A B \operatorname{sen}(F_{OL} \pm F_A \pm F_B)t \end{aligned} \quad (29)$$

Como se ha visto el término cúbico de la ecuación (19) presenta numerosos productos, de los cuales los de mayor interés son el de  $3S_A^2 S_B$  y el de  $3S_A S_B^2$ , ya que son los que representan los productos de intermodulación de tercer orden. La amplitud de estas señales espúreas son proporcionales al producto de la amplitud de la segunda y viceversa. Estas señales son de vital importancia porque con frecuencia caen

dentro de la banda de operación y no pueden eliminarse por filtrado. Su representación gráfica en el dominio de la frecuencia sería como el indicado en la figura 5.

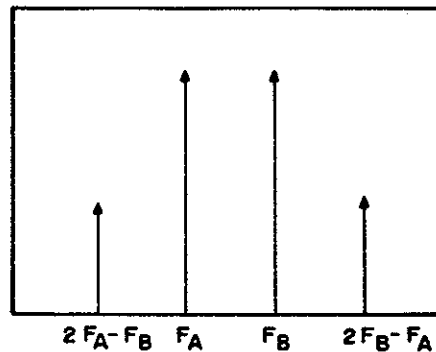


Figura 5 Representación gráfica de los productos de intermodulación de tercer orden.

### II.3 DISPOSITIVOS UTILIZADOS EN LA CONSTRUCCION DE MEZCLADORES.

Teóricamente cualquier dispositivo no lineal puede ser usado como elemento mezclador, pero, solamente algunos satisfacen sus requisitos de operación. Cualquier dispositivo utilizado como mezclador debe presentar una característica no lineal pronunciada; las características eléctricas deben ser reproducibles en todos los dispositivos, la respuesta en frecuencia debe ser óptima así como también presentar bajo nivel de ruido térmico.

Existen varios tipos de diodos que se pueden usar como mezcladores siendo los más importantes aquellos que se fabrican a base de Silicio ( Si ) y más recientemente los que se fabrican con Arseniuro de Galio ( GaAs ). El GaAs

presenta mayor movilidad electrónica aunada con una velocidad de saturación más elevada, lo cuál mejora sustancialmente el comportamiento de los diodos de barrera Schottky para aplicaciones en mezcladores de microondas y ondas milimétricas [ Maas, S 1986 ].

Por lo anterior, en el desarrollo de éste trabajo se utilizan diodos de barrera Schottky de GaAs.

En frecuencias abajo de un GHz, es más conveniente utilizar diodos de Silicio, aunque también es común que se utilice al transistor de efecto de campo ( FET ) y el transistor bipolar ( BJT ) para construir mezcladores. Los transistores de efecto de campo metal oxido semiconductor ( MOSFET ) de doble compuerta son empleados en aplicaciones de UHF debido al buen comportamiento de aislamiento que presenta entre OL y RF . En artículos más recientes se reporta el uso de transistores de efecto de campo metal epitaxia semiconductor ( MESFET ) de GaAs de una y doble compuerta, los cuales operan desde frecuencias de UHF hasta ondas milimétricas con muy buenos resultados.

En un mezclador construido con FETs, las señales de OL y de RF se pueden aplicar en la terminal de compuerta del dispositivo, y la señal de salida FI se obtiene de la corriente de drenaje, la cuál es el producto de la transconductancia por el voltaje de RF de entrada.

El proceso de mezclado ocurre en estos dispositivos, por que la transconductancia es función del voltaje de la compuerta. Cuando se aplica la señal del OL, tanto la



transconductancia como la corriente de drenaje varían a la frecuencia del OL.

La principal ventaja de los mezcladores con FETs sobre los mezcladores con diodo, es que pueden producir ganancia en el proceso de mezclado dada la característica de amplificación del transistor, mientras que en los diodos se producen pérdidas.

#### II.4 DIODOS DE BARRERA SCHOTTKY

Aunque hace algunos años, los diodos de unión PN eran los más utilizados para fabricar mezcladores de microondas, los diodos de barrera Schottky los han desplazado, utilizándose desde un GHz hasta ondas milimétricas. Estos diodos se pueden encontrar en obleas sin encapsular ( chips ) o encapsulados.

Los mezcladores modernos de microondas se pueden formar con estructuras internas de arreglos con uno o dos diodos en línea, arreglos de cuatro u ocho diodos en configuración anular o estrella etc. [ Henderson, B 1981 ].

Como se ha mencionado, los diodos de GaAs son los que más se usan debido a sus propiedades intrínsecas como se puede verificar con los valores que se muestran en la tabla I.

TABLA I

SEMICONDUCTOR	ALTURA DE LA BANDA (eV)		MOVILIDAD A 300°K (cm <sup>2</sup> /volt seg)		CONSTANTE DIELECTRICA
	300°K	0°K	ELECTRONES	HUECOS	
C	5.47	5.51	1800	1600	5.5
Ge	0.66	0.75	3900	1900	16.0
Si	1.12	1.16	1500	600	11.8
AlSb	1.63	1.75	200	420	11.0
BN	7.50				
BP	6.00				
GaN	3.50				
GaSb	0.67	0.80	4000	1400	15.0
GaAs	1.43	1.52	8500	400	10.9
GaP	2.24	2.40	110	75	10.0
InSb	0.16	0.26	78000	750	17.0
InAs	0.33	0.46	33000	460	14.5
InP	1.29	1.34	4600	150	14.0

## II.5 MODELO CIRCUITAL DEL DIODO.

La figura 6 muestra el modelo de circuito equivalente para un diodo de barrera Schottky. Este modelo describe exclusivamente al diodo sin encapsular, por lo cual no se incluyen los efectos parásitos inductivos y capacitivos generados por el encapsulado.

El circuito consiste de una unión resistiva no lineal representada por la corriente de la fuente,  $I(V)$ , una capacitancia de la unión no lineal,  $C(V)$ , y una resistencia en serie  $R_F$  ( que se considera lineal ).

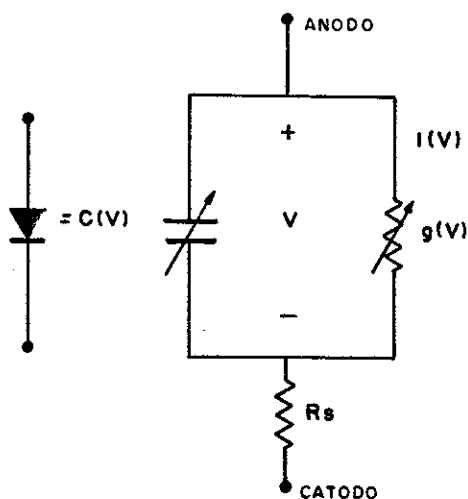


Figura 6. Circuito equivalente del diodo

La corriente de la unión se puede caracterizar por la siguiente expresión [ Sze, S.M. 1981 ]:

$$I_j(V) = I_s \left[ \exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1 \right] \quad (30)$$

donde:

$I_s$  es la corriente inversa de saturación.

$q$  es la carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  C).

$K$  es la constante de Boltzman ( $1.37 \times 10^{-23}$  J/°K).

$T$  es la temperatura absoluta en grados Kelvin.

El valor de  $n$  representa un factor de idealidad que corresponde a la diferencia entre las características  $I/V$ ; para el caso ideal  $n$  es igual a uno y para el caso de diodos reales  $n$  tiene un valor entre 1.05 y 1.25 .

La conductancia de la unión para el caso de señal pequeña se obtiene de la derivada de la corriente con respecto al voltaje, es decir:

$$g_j(V) = \frac{dI_j}{dV} = \frac{q}{nKT} I_s \exp \left[ \frac{qV}{nKT} - 1 \right] \quad (31)$$

Esta ecuación se puede aproximar como:

$$g_j(V) \cong \frac{q}{nKT} I'_j(V) \quad (32)$$

$$\text{donde } I'_j(V) = I_s \exp \left[ \frac{qV}{nKT} \right]$$

Esta aproximación es válida cuando  $V \gg \frac{nKT}{q}$ , porque :

$$\frac{nKT}{q} = 25 \text{ mV a temperatura ambiente.}$$

La capacitancia de la unión se determina mediante la siguiente expresión:

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\left[ 1 - \frac{V}{\phi} \right]^\gamma} \quad (33)$$

donde:

$C_{j0}$  es la capacitancia de la unión a voltaje cero.

$\phi$  es el potencial de difusión.

$\gamma$  es un factor empírico que depende del semiconductor y cuyo valor es de 0.5 para diodos contaminados uniformemente.

La resistencia en serie  $R_s$  es casi lineal por su escasa dependencia del voltaje de la unión y se puede determinar directamente por mediciones.

Cuando el diodo es encapsulado, se introducen efectos parásitos inductivos y capacitivos debido al alambre y a las tapas, de tal manera que el modelo circuital se modifica, quedando como el indicado en la figura 7.

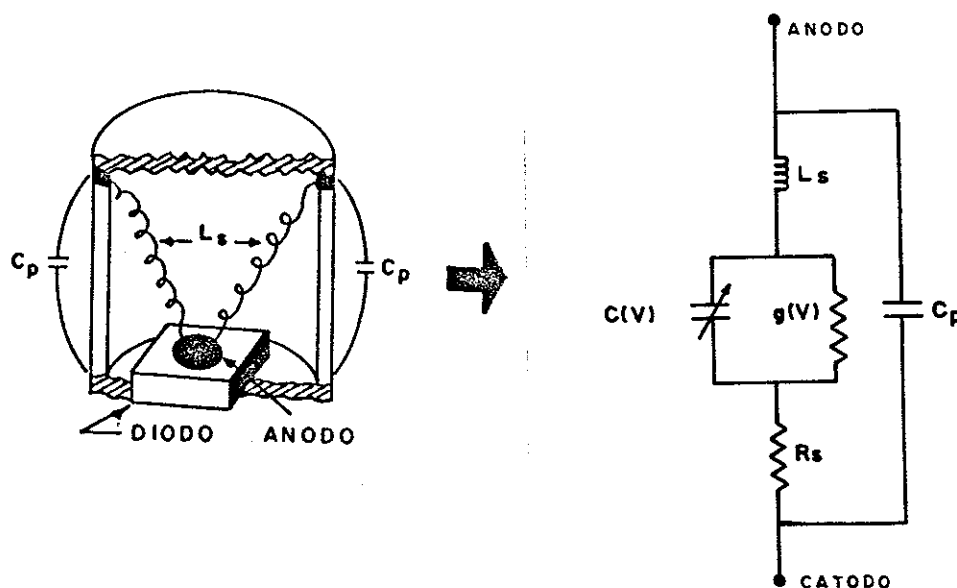


Figura 7. Modelo circuital del diodo incluyendo los efectos parásitos del encapsulado.

En este capítulo se presentó un análisis matemático sencillo que mostró claramente el comportamiento del mezclador a través de las señales de salida correspondientes a la suma, diferencia etc. del proceso de mezclado. También se presentó una descripción de los diferentes tipos de dispositivos utilizados en la construcción de mezcladores mostrando las principales ventajas y desventajas entre ellos. Finalmente se hizo una descripción de los diodos de barrera Schottky incluyendo un modelo de circuito equivalente.

El contenido de éste capítulo sirve como antecedente para una mejor comprensión de las diferentes estructuras de mezcladores así como los métodos de diseño que se tratarán en capítulos posteriores.

### III TIPOS DE MEZCLADORES

#### III.1 INTRODUCCION

En este capítulo se presenta una exposición de los diferentes tipos de mezcladores utilizados en los sistemas de comunicación modernos y se muestran estructuras de mezcladores utilizando transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET), así como también las estructuras de mezcladores utilizando diodos de barrera Schottky. En el capítulo se pone especial énfasis en las estructuras de mezcladores formadas con diodos, ya que el trabajo de tesis fué desarrollado con este tipo de dispositivos.

#### III.2 GENERALIDADES.

Como se mencionó en la sección II.3, cualquier dispositivo no lineal puede utilizarse para construir mezcladores. Las topologías básicas que se utilizan para estos, son las que se muestran en la figura 8.

Dado que el trabajo fué realizado con diodos, se tratarán únicamente las estructuras 1,4a y 4b.

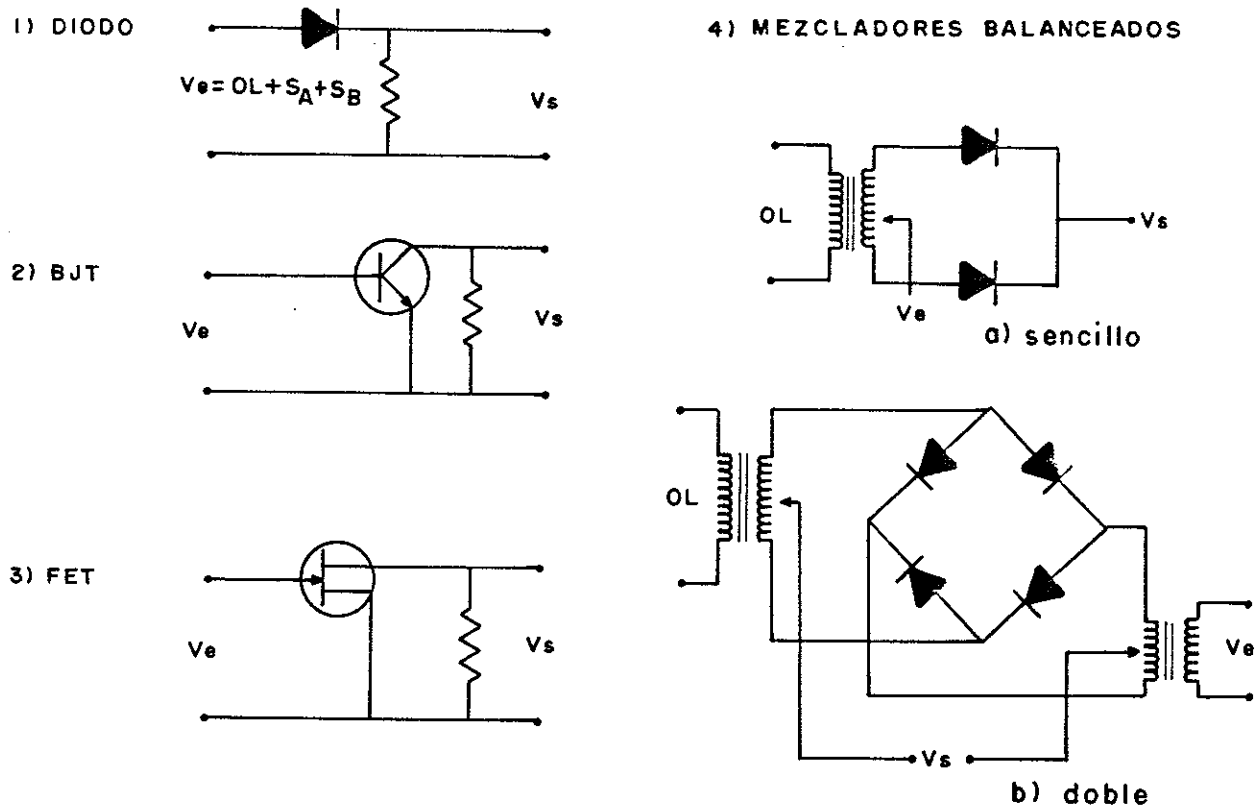


Figura 8. Tipos de mezcladores.

### III.3. MEZCLADOR SENCILLO.

Es el más elemental de los mezcladores y se encuentra construido por un sólo diodo mezclador, dos filtros pasa banda (FPB) y un filtro pasa baja (FPb) como se indica en la figura 9.

En este mezclador los puertos de entrada para las señales OL y RF, son eléctricamente los mismos y se encuentran separados por filtros pasa banda FPB. Un filtro pasa baja proporciona aislamiento entre estos puertos y el puerto de salida FI.



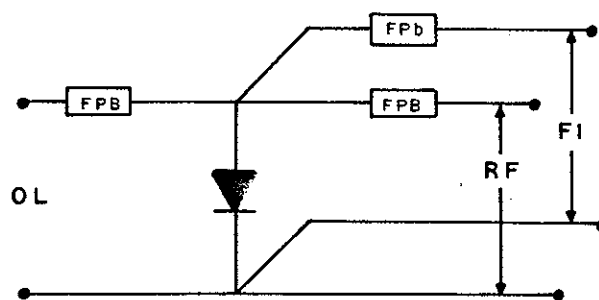


Figura 9. Mezclador sencillo.

Este mezclador puede operar con poca potencia del oscilador local, debido a que consta de un sólo diodo. Esta característica es importante ya que se puede utilizar en sistemas que entregan niveles bajos de potencia de OL. Sin embargo, se obtienen intervalos dinámicos pequeños. Si se requiere que el mezclador opere en un intervalo dinámico más grande, entonces se deben utilizar dos o más diodos conectados en serie para permitir mayor potencia del OL. En microondas no es muy común utilizar mezcladores con un sólo diodo.

#### III.4. MEZCLADORES BALANCEADOS.

La figura 10 muestra dos tipos básicos de mezcladores balanceados, de los cuales, unos utilizan acopladores híbridos de cuadratura de  $180^{\circ}$  y otros de  $90^{\circ}$ . Estos dispositivos se encuentran formados por dos mezcladores sencillos.

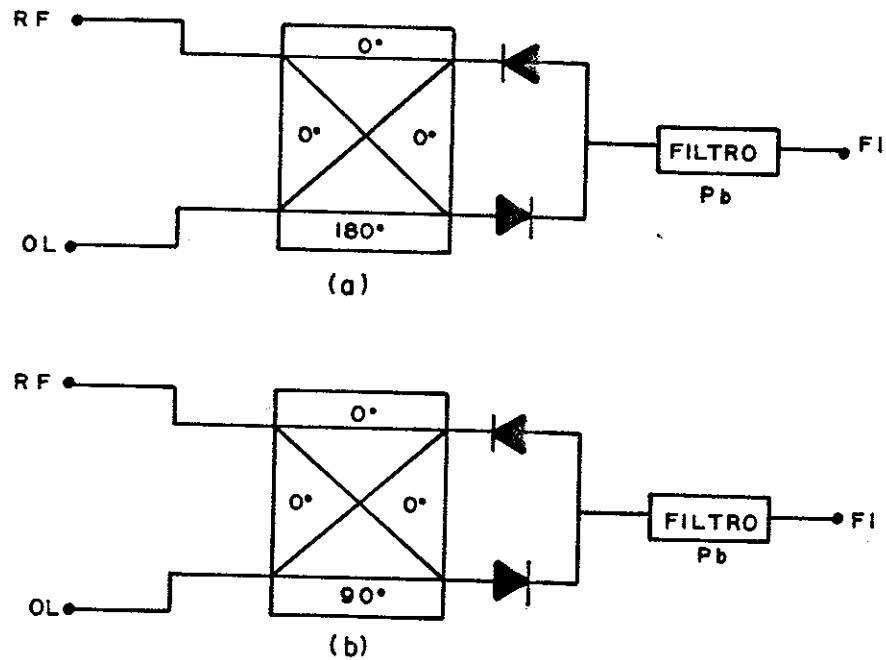


Figura 10. Mezcladores balanceados sencillos: (A)  $180^\circ$  y (B)  $90^\circ$

Se les llama balanceados, debido a que, el acoplador híbrido equilibra (balancea) a las dos estructuras asimétricas de los dos mezcladores sencillos integrantes del sistema.

En los casos de la figura anterior, el mezclador balanceado consiste de dos mezcladores sencillos completos, conectados a dos de los puertos aislados del acoplador híbrido. Las señales de entrada RF y OL son inyectadas por los otros dos puertos del acoplador híbrido, los cuáles se encuentran también aislados entre sí. La salida de los mezcladores es la misma.

En condiciones normales de operación, un mezclador balanceado quedaría indicado como en la figura 11. La señal

de entrada de OL inyectada por el puerto L, tiene una diferencia de fase de  $90^\circ$  en los dos diodos. La señal de RF aplicada en el puerto R del acoplador, se encuentra en fase en los diodos. Como los diodos tienen direcciones opuestas la conductancia de la unión se encuentra en fase. La corriente en función del tiempo para señal pequeña se expresa como:

$$I(t) = V(t) g(t) \quad (34)$$

donde:

$V(t)$  es el voltaje total en el diodo para señal pequeña.

$g(t)$  es la conductancia del diodo.

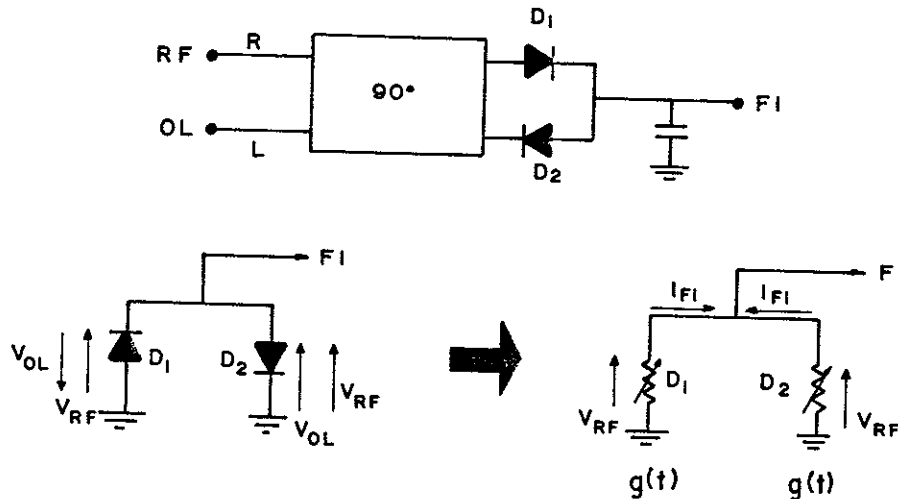


Figura 11. Mezclador balanceado en condiciones normales de operación.

Como el voltaje de RF está en fase en los diodos, y la conductancia está en fase, todas las componentes de voltaje y de corriente en los diodos, incluyendo las de FI, necesitan también estar en fase. De aquí, que las corrientes de FI se suman en el nodo de unión de los diodos.

El acoplador híbrido utilizado mejora la relación de onda estacionaria (ROE) a la entrada de los diodos; para este tipo de mezcladores la ROE típica es del orden de 2. En cuanto aislamiento entre los puertos R/L, el valor promedio reportado es de 7dB [ Maas, S 1986 ].

La potencia que maneja este tipo de mezcladores es mayor que la correspondiente a la de los mezcladores sencillos.

### III.5. MEZCLADORES DOBLE BALANCEADOS.

Este tipo de mezcladores pueden presentarse en configuración de anillo o de estrella como se ve en la figura 12.

Las ventajas que tiene sobre el mezclador balanceado son: presentan mayor aislamiento entre puertos sin necesidad de filtros, mayor rechazo al ruido de OL y a las respuestas espúreas, los productos de intermodulación que se obtienen son de muy bajo nivel y los mezcladores pueden operar en un ancho de banda grande. Las desventajas son: mas caros que los mezcladores balanceados sencillos, ya que necesitan el doble de diodos, requieren dos acopladores híbridos, necesitan mayor potencia del OL para estimular a los diodos y presentan altas pérdidas por conversión.

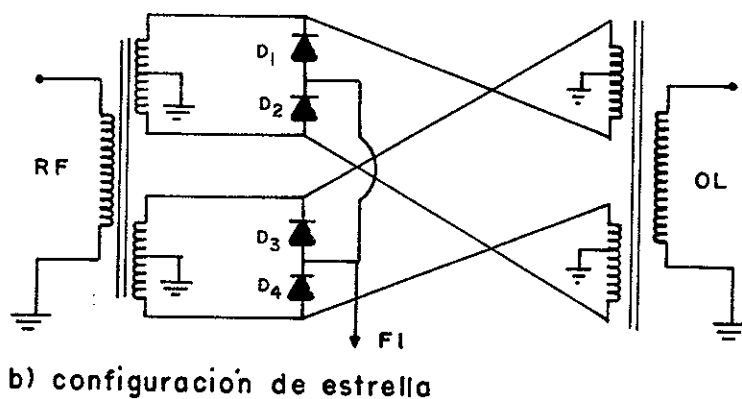
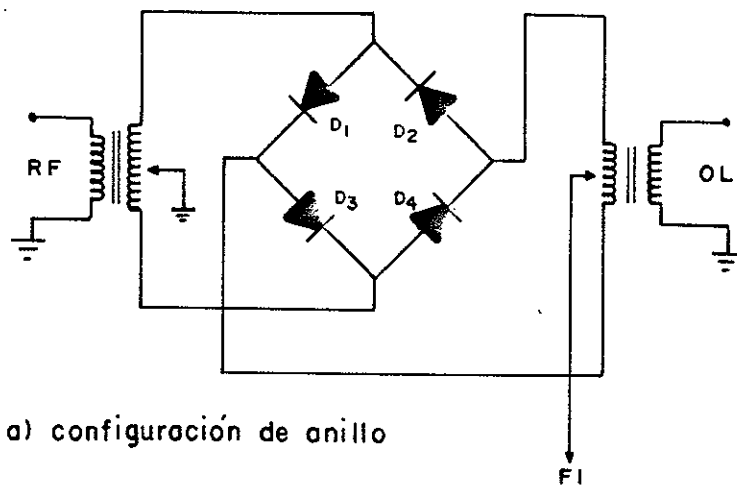


Figura 12. Mezcladores doble balanceados.

Un mezclador doblemente balanceado, está compuesto básicamente por dos mezcladores balanceados sencillos conectados en paralelo teniendo una diferencia de fase entre ellos de  $180^\circ$ . En la figura 18 (A) se nota que la simetría del arreglo de diodos formado por la unión de dos mezcladores balanceados sencillos, asegura el aislamiento entre los puertos de RF y OL, cuando todos los diodos están perfectamente balanceados. El aislamiento típico para este tipo de mezcladores es de 12 dB para frecuencias mayores a 12 GHz.

### III.6. MEZCLADORES BALANCEADOS DE ALTO NIVEL.

Como se puso de manifiesto en las secciones anteriores, a medida que el mezclador contiene un número mayor de diodos, éste manejará niveles de potencia del OL más elevados. Como no es posible aumentar indiscriminadamente la potencia del OL sin que ocurra daño en los diodos del mezclador, se hace necesario diseñar otro tipo de mezcladores que permita aumentar la relación de potencia y la señal de radiofrecuencia. El problema es resuelto mediante la adecuada combinación de dos mezcladores doble balanceados. Este nuevo tipo de mezcladores son llamados "mezcladores balanceados de alto nivel", este tipo de mezclador divide la potencia entregada por el OL en el número de diodos que contiene el dispositivo, con lo cual se logra una mejoría de 3 dB en el intervalo dinámico comparado con un mezclador doble balanceado. La figura 13 muestra un mezclador de este tipo. El dispositivo contiene dos mezcladores doble balanceados en configuración de anillo; la relación de onda estacionaria ROE en los puertos R y L son excelentes y el aislamiento entre puertos es el mismo que se obtiene en los mezcladores doble balanceados.

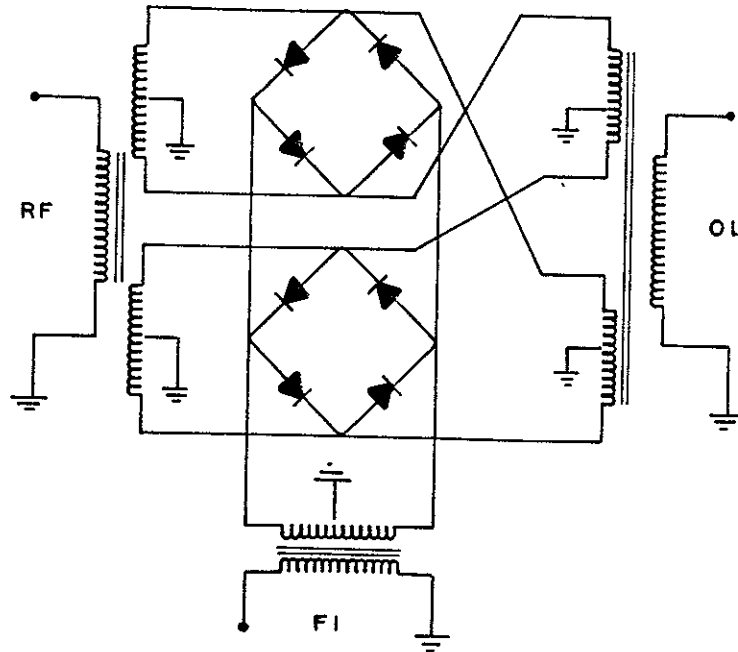


Figura 13. Mezclador balanceado de alto nivel

Dado que el trabajo de tesis fué desarrollado con diodos, se presentó a lo largo del capítulo una exposición del funcionamiento de diferentes tipos de mezcladores, resaltando las características más importantes de cada uno de ellos, las cuales serán tomadas en cuenta en los próximos capítulos para elegir al más adecuado en la realización del proyecto.

## IV CARACTERIZACION DE MEZCLADORES

### IV.1 INTRODUCCION.

El comportamiento de un mezclador se encuentra estrechamente relacionado con sus características eléctricas. Estas dependen principalmente del tipo de mezclador y del número de diodos involucrados en el diseño.

En los siguientes puntos se definen cada una de las pruebas a que se somete este elemento indicando en cada una el arreglo experimental utilizado.

### IV.2 PERDIDAS POR CONVERSION.

Como se mencionó en la sección II.3, en el proceso de mezclado se producen pérdidas ( o ganancias ), por lo que una de las pruebas más importantes en la caracterización de mezcladores consiste en determinar la cantidad de energía de RF que se convierte en energía de FI. Las pérdidas por conversión se definen como la relación entre el nivel de la señal de entrada de RF y el nivel de la señal de salida de FI, siendo FI cualquiera de las dos señales ( $F_{OL} + F_{RF}$  o  $F_{OL} - F_{RF}$ ) según sea el caso.

Para realizar la prueba se puede utilizar el arreglo experimental indicado en la figura 14.



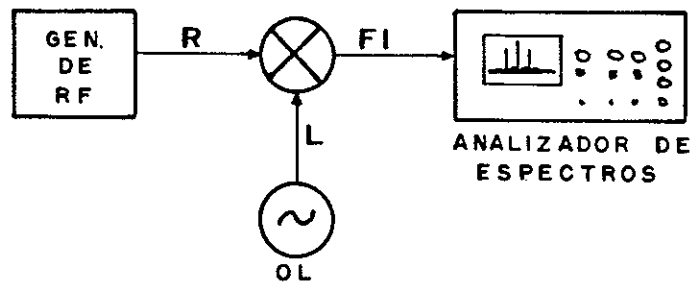


Figura 14. Medición de las pérdidas por conversión de un mezclador.

El procedimiento para realizar esta prueba es el siguiente:

- 1.- Medir el nivel de la señal de RF.
- 2.- Manteniendo fijo el nivel de la señal OL, se inyectan las señales RF y OL en los puertos correspondientes.
- 3.- Se toma la lectura del analizador de espectros de la señal deseada según sea el caso  $(F_{OL} + F_{RF})$  para conversión de subida o  $(F_{OL} - F_{RF})$  para conversión de bajada.
- 4.- Las pérdidas por conversión serán entonces la diferencia de la señal de entrada RF - la señal de salida FI. Esto se puede indicar como:

$$P_c = RF - FI$$

#### IV.3. AISLAMIENTO.

El aislamiento entre puertos es la medida de las pérdidas por inserción entre cualquier par de puertos de un mezclador. Un mezclador debe presentar buenas características de aislamiento entre puertos, porque las

señales de retroalimentación no deseadas de RF y OL pueden atenuar considerablemente la señal de salida de FI deseada y también provocar interferencia electromagnética [ Varil, C 1985 ]. Los parámetros especificados en el aislamiento de mezcladores son:

- a) Aislamiento OL a RF. Grado de atenuación de la señal del oscilador local medida en el puerto R, con el puerto FI terminado en una carga de  $50 \Omega$ .
- b) Aislamiento OL a FI. Grado de atenuación de la señal del oscilador local medida en el puerto FI, con el puerto RF terminado en una carga de  $50 \Omega$ .

Por lo general los parámetros anteriores son los más importantes. La manera de efectuar la prueba, consiste en medir el nivel de la señal de entrada (OL o RF), inyectarla al mezclador en el puerto correspondiente (L o R) y tomar la lectura en el puerto en el cual se desee conocer el aislamiento (normalmente FI) teniendo el puerto restante conectada una resistencia de carga de  $50 \Omega$ .

La diferencia de la señal de entrada y la señal de salida será el valor del aislamiento entre los puertos de cuestión.

#### IV.4 FIGURA DE RUIDO.

La figura de ruido de cualquier sistema se encuentra definido como la relación señal a ruido a la entrada del sistema dividida entre la relación señal a ruido a la salida.

Es importante subrayar en ésta sección que la contribución de ruido más importante en un sistema de comunicación, ocurre en la etapa de recepción, siendo en el amplificador de bajo ruido donde esta cantidad se hace más significativa; la ó las etapas de conversión contribuyen menos al ruido total del sistema [ Cantrel, E 1985 ].

En la etapa de transmisión el ruido generado por el conversor no es de vital importancia. El sistema utilizado para realizar estas mediciones es el que se muestra en la figura 15.

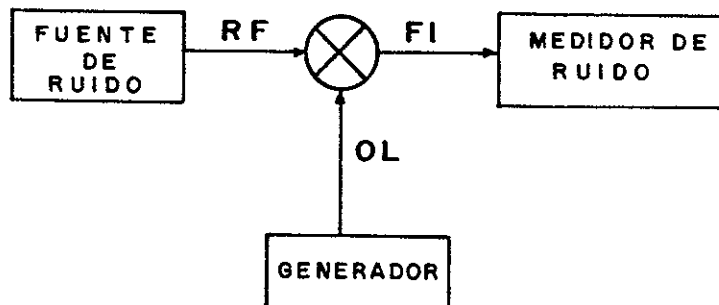


Figura 15. Sistema de medición de figura de ruido.

La medición se realiza de la siguiente manera:

- a) Se calibra al medidor automático de ruido, conectando la fuente de ruido que opera desde 10 MHz hasta 18 GHz.
- b) Se seleccionan los valores de calibración para la banda de frecuencia a la cual se realiza la prueba y se

- introducen a la memoria del medidor automático de ruido.
- c) Se desconecta la fuente de ruido del medidor automático.
  - d) El dispositivo bajo prueba se conecta entre la fuente de ruido y el medidor automático como se indica en la figura 15.
  - e) El medidor automático de ruido entregará directamente el valor de la figura de ruido para la banda de frecuencia ó la frecuencia que previamente se haya seleccionado en el proceso de calibración.

#### IV.5. RELACION DE ONDA ESTACIONARIA ROE.

La relación de onda estacionaria ROE es una medida del desacoplamiento existente entre el sistema y el mezclador, y se especifica en un ancho de banda como una función de la potencia del oscilador local y la temperatura. Se calcula como sigue:

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (35)$$

donde:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (36)$$

$\Gamma$  es el coeficiente de reflexión.

$Z_L$  es la impedancia del mezclador.

$Z_0$  es la impedancia característica del sistema.

Como se menciona en el párrafo anterior, las ROE de R, L e I son función directa del nivel de potencia del oscilador local, el cual establece el punto de operación de los diodos, resultando un cambio de impedancia entre los puertos del mezclador y con ello el correspondiente a las ROE para cada puerto.

El arreglo experimental que se utiliza para llevar a cabo ésta medición es la que se muestra en la figura 16.

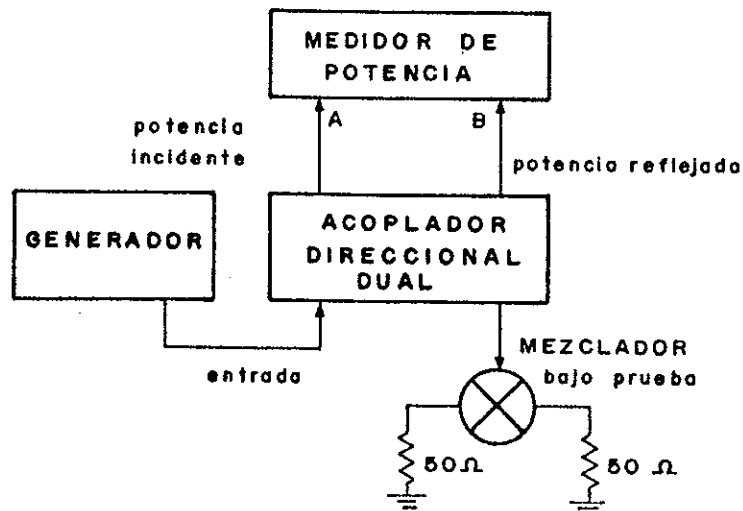


Figura 16 Sistema empleado para medir ROE en mezcladores.

El procedimiento para llevar a cabo ésta medición es el que sigue:

- a) Se calibra al medidor de potencia en cada uno de los puertos de entrada A y B.
- b) Un acoplador dual es utilizado para recibir la señal de un generador que proporciona la señal de RF, OL ó FI según sea el caso, por el puerto de entrada del acoplador, como se ve en la figura 16.
- c) Se conecta al dispositivo bajo prueba, seleccionando al puerto que se requiera caracterizar, manteniendo los puertos restantes con cargas de 50 Ohms.
- d) Los sensores del medidor de potencia se colocan en los puertos del acoplador dual correspondientes a la señal incidente y señal reflejada.

Los valores de la potencia incidente y potencia reflejada son leídos directamente en el indicador del medidor de potencia ( en Watts ó dBm ).

El cociente de la potencia reflejada entre la potencia incidente proporciona el coeficiente de reflexión, ya que este se encuentra directamente relacionado con el ROE a través de la ecuación ( 35 ) se puede calcular el ROE fácilmente.

#### IV. 6 PUNTO DE 1 dB DE COMPRESION DE CONVERSION.

Esta especificación, se refiere al incremento de 1 dB en las pérdidas por conversión del mezclador; sucede cuando se

aumenta el nivel de la señal de entrada RF, manteniendo fijo el nivel de la señal del oscilador local [Henderson,B 1981]. Como el ruido térmico de cada mezclador es prácticamente el mismo, el punto de compresión normalmente determina el intervalo dinámico. La prueba se realiza de la siguiente manera:

- a) Se conecta al mezclador en la forma que se indica en la figura 17.
- b) Se inyectan las señales de entrada RF y OL, por los puertos correspondientes.
- c) Manteniendo fijo el nivel de OL, se incrementa poco a poco el nivel de la señal de RF hasta que el nivel registrado en el analizador de espectro de la señal de FI caiga 1 dB.

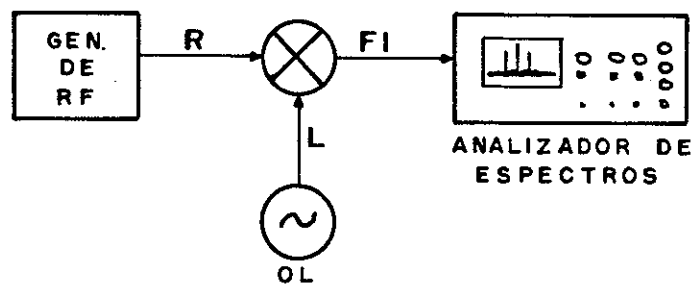


Figura 17. Arreglo experimental para determinar el punto de 1 dB de compresión.

#### IV.7 INTERVALO DINAMICO.

Es la diferencia entre los niveles mínimo y máximo de la señal de RF de entrada, y corresponde al intervalo de potencia en el cuál opera el mezclador, libre de señales espúreas y sin alterar su buen funcionamiento. Está determinado por el punto de 1 dB de compresión. [ Henderson, B 1981 ].

En este capítulo, se ha descrito la manera de caracterizar a los mezcladores, dando una explicación de cada experimento y mostrando en cada uno de ellos el diagrama a bloques del equipo y componentes que se requieren para llevar a cabo dichas pruebas. La adecuada realización de cada uno de los experimentos para caracterizar a estos elementos se pondrá de manifiesto en el capítulo de resultados.



## V DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERTOR DE FRECUENCIA

### V.1 INTRODUCCION

Cuando se desea transmitir o recibir cierta información de manera eficiente, el camino para lograrlo es procesar la información para que su transmisión resulte eficiente. El dispositivo que permite lograr lo anterior es un conversor de frecuencias.

Como se estableció en el capítulo I, el objetivo del proyecto se encuentra encaminado a desarrollar la segunda etapa de conversión de un modulo conversor de frecuencias para Transmisión / Recepción (Tx / Rx) en la banda Ku. En la figura 18, se muestran las componentes que integran al sistema a desarrollar.

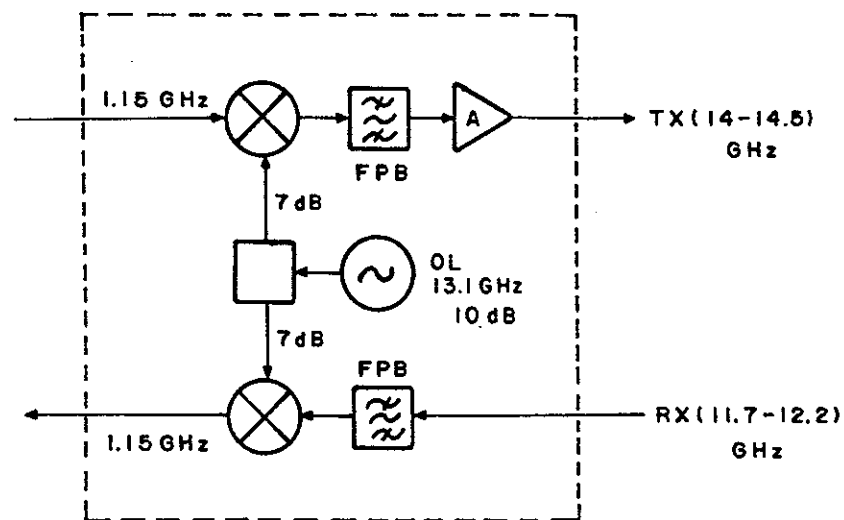


Figura 18. Segunda etapa de conversión de un modulo conversor de frecuencias para la banda Ku.

## V.2 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.

Dependiendo de la aplicación específica del sistema de conversión, se puede establecer el plan de frecuencias que resulte más adecuado. En este caso particular, se requiere convertir una señal de frecuencia intermedia FI de 1.15 GHz a una señal de radiofrecuencia RF de (14-14.5) GHz para la etapa de transmisión (Tx). Para el caso de recepción (Rx), se requiere bajar la frecuencia de RF de (11.7-12.2) GHz a una FI de 1.15 GHz.

Para evitar costo y volumen excesivo en el sistema a desarrollar, se utiliza sólo un oscilador local común a las dos etapas (Tx y Rx), cuya potencia es dividida por medio de un divisor Wilkinson de 3 dB.

La conexión de filtros pasa banda en los puertos de RF de los mezcladores del sistema, permiten el paso de una señal limpia libre de señales espúreas.

A la salida del filtro pasa banda de (14 - 14.5) se conectará un amplificador de 5 dB de ganancia para aumentar el nivel de la señal que se entregará a la entrada del amplificador de potencia de salida.

Los circuitos de las componentes que integran este conversor, se realizaron en substratos de alta constante dieléctrica ( DUROID 6010.5 ) utilizando tecnología de microcinta.

Para su descripción, el conversor en cuestión se ha dividido en componentes activas y pasivas, siendo las primeras: Los mezcladores, el oscilador local y el

amplificador de 5dB. Las componentes pasivas son los filtros y el divisor Wilkinson.

En las figuras 19a y 19b, se muestra la metodología de diseño que se siguió para obtener el conversor de frecuencias desarrollado.

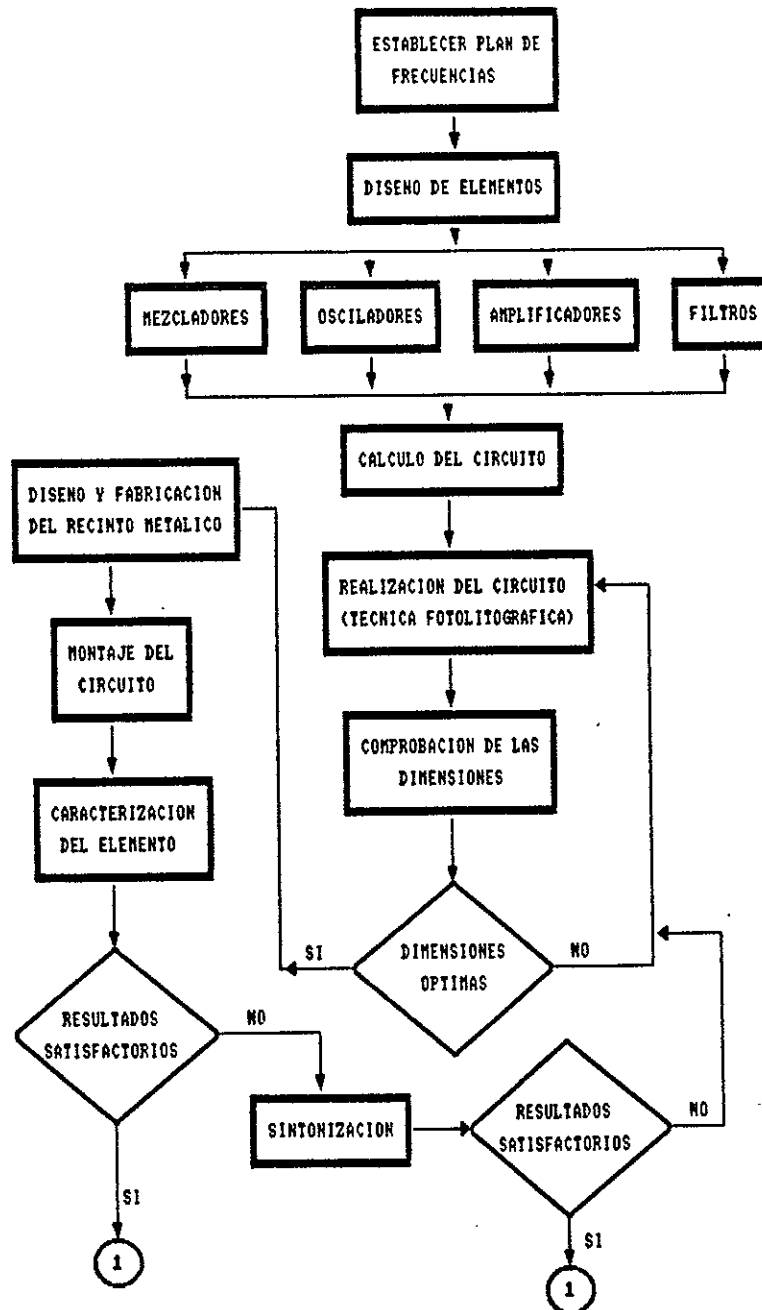


Figura 19a. Metodología de diseño para conversores de frecuencia.

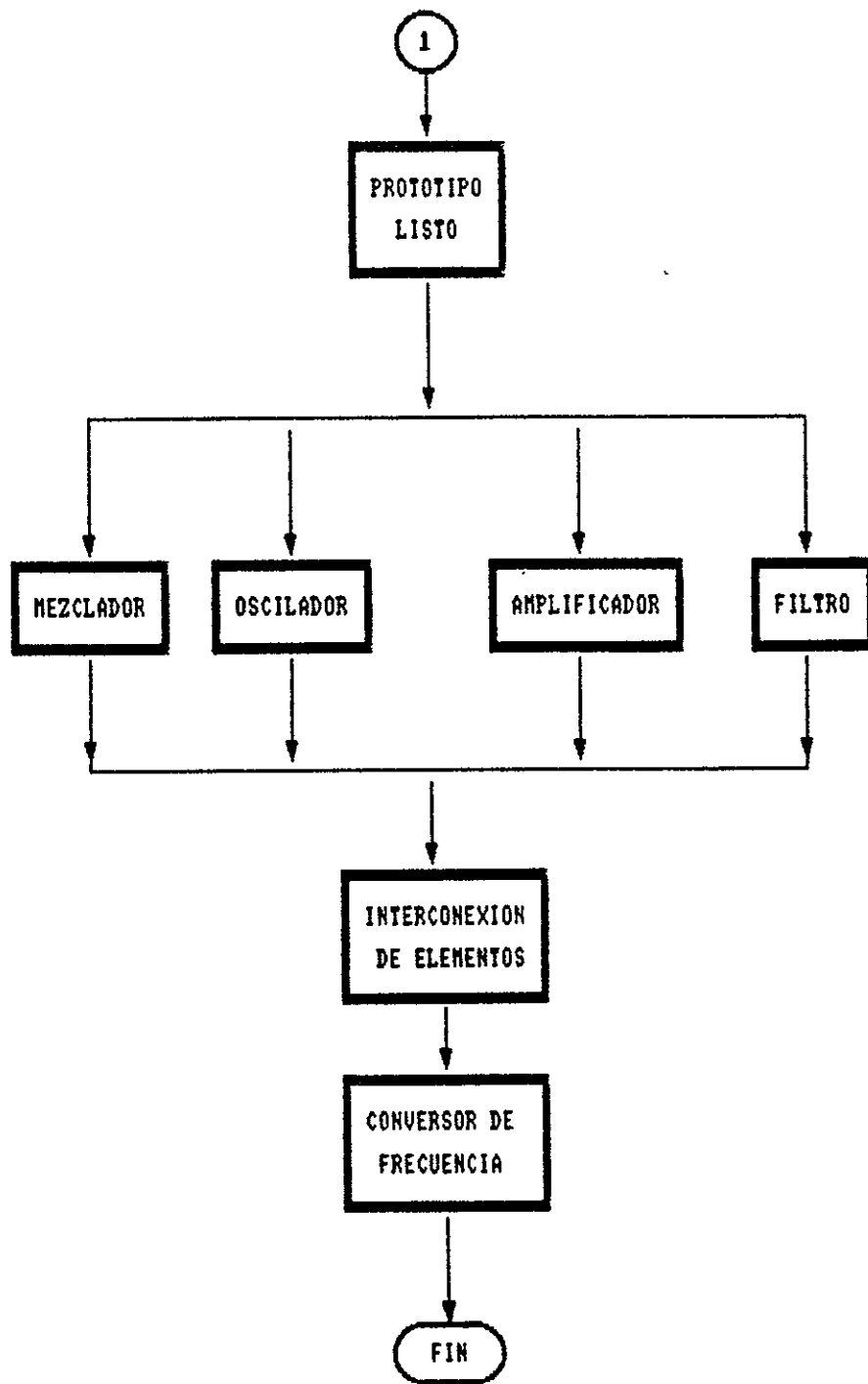


Figura 19b. Metodología de diseño para convertidores de frecuencia.

### V.3 COMPONENTES ACTIVAS.

#### V.3.1 MEZCLADORES

En el diseño de mezcladores, se debe escoger el tipo que ofrezca las mejores características de funcionamiento y economía. De los mezcladores tratados en el capítulo III, se escogió un mezclador balanceado ya que ofrece las siguientes ventajas:

- a) Economía.
- b) Bajas pérdidas por conversión.
- c) Buen aislamiento entre puertos.
- d) Productos de intermodulación de bajo nivel.
- e) Alto rechazo al ruido de OL.
- f) Alto rechazo a respuestas espúreas.
- g) Bajo valor de ROE.
- h) Bajo nivel de figura de ruido.

Por consiguiente, para diseñar este tipo de mezcladores es necesario seleccionar cuidadosamente los diodos a utilizar, verificando que los niveles de potencia de operación queden dentro de los límites establecidos en las hojas de datos de los dispositivos.

En el presente trabajo, se utilizaron dos arreglos monolíticos de diodos de barrera Schottky, de Arseniuro de Galio para construir el mezclador de subida y al mezclador de bajada. Estos arreglos facilitan sustancialmente el diseño de los mezcladores, ya que se requiere, únicamente calcular un acoplador híbrido de cuadratura de 3dB que sirve para

inyectar las señales de entrada como se muestra en la figura 20.

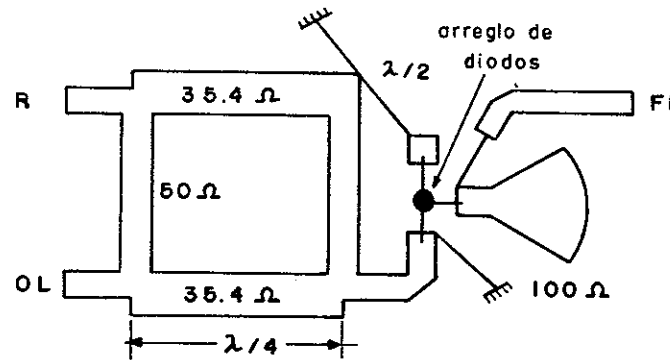


Figura 20. Estructura típica de un mezclador balanceado

En este trabajo se utilizaron diodos NEC modelo ND 587 T - 3B cuyas especificaciones se incluyen en el apéndice 1.

Para construir estos mezcladores, se tiene que calcular los acopladores direccionales. Las longitudes de las ramas y la distancia entre ellas son de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central de operación. En las tablas II y III se dan las dimensiones de los acopladores direccionales utilizados. La tabla II contiene las dimensiones del acoplador direccional para construir el mezclador de subida y la tabla III contiene las dimensiones del acoplador direccional para construir el mezclador de bajada.

TABLA II

IMPEDANCIA Ohms	ANCHO mm	LARGO mm
35.4	1.167	1.9375
50.0	0.612	1.9451
120.0	0.035	2.1390

TABLA III

IMPEDANCIA Ohms	ANCHO mm	LARGO mm
35.4	1.153	2.1629
50.0	0.603	2.1782
120.0	0.035	2.3875

Los resultados mostrados en las tablas II y III, fueron obtenidas del programa de computadora MICROS [Velázquez Ventura, 1980]. En la fabricación de los prototipos, se utilizó el método fotolitográfico clásico reportado por Velázquez Ventura, A. y colaboradores [1981].

Las mascarillas utilizadas en la elaboración de los circuitos son las que se muestran en la figura 21.



Figura 21. Mascarillas utilizadas: (a) Mezclador de subida  
(b) Mezclador de bajada.

Los circuitos obtenidos fueron construidos en substratos de alta constante dieléctrica ( DUROID 6010.5 ) cuyas especificaciones se dan en el apéndice 1.

La precisión de estos circuitos mezcladores fué del 98%.

En la figura 22 se dan las dimensiones en mm, de los recintos metálicos de alojamiento para cada uno de los mezcladores. El material utilizado para la construcción de los recintos es aluminio.

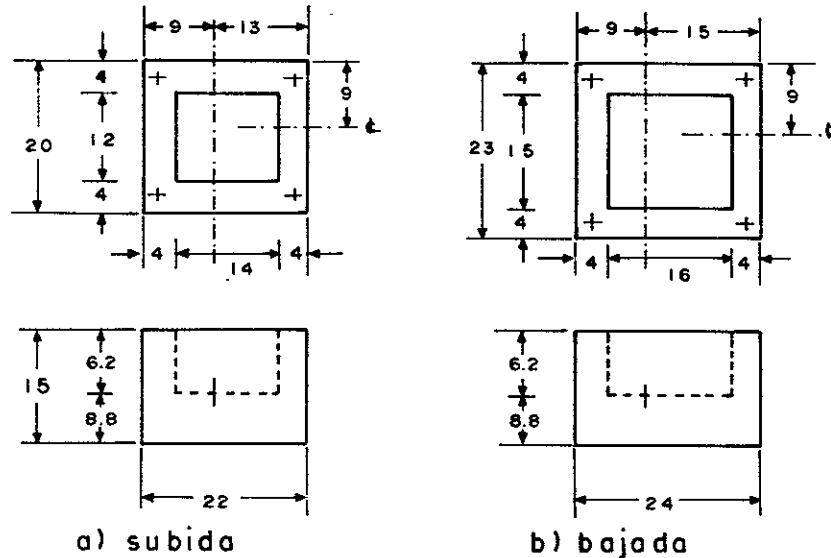


Figura 22. Dimensiones de recintos. (a) Mezclador de Subida (b) Mezclador de Bajada.

### V.3.2 OSCILADOR LOCAL.

Este elemento va conectado en el puerto L del mezclador. La potencia de oscilación así como la frecuencia son determinantes en el proceso de conversión.



El oscilador local utilizado en este trabajo fué diseñado a una frecuencia de 13.1 GHz. estabilizado con resonador dieléctrico.

Se utilizó el programa de computadora OSCILA [ Medina Monroy, 1984 ] para este fin. Las dimensiones del oscilador local obtenidas son las que se muestran en la tabla IV.

TABLA IV

ELEM.	Z Ohms	ANCHO mm	LARGO mm
1	50	0.633	5.683
2	40	1.040	1.030
3	40	1.040	1.030
4	45	0.809	0.416
5	15	4.647	0.887
6	54	0.523	1.314
7	00	1.000	1.000
8	50	0.633	1.042
9	30	1.775	1.954
10	70	0.240	2.174

El transistor utilizado en este oscilador local , es un transistor NEC modelo NE 71083, cuyas especificaciones se dan en el apéndice 1.

La figura 23 muestra la distribución de los elementos del oscilador local y la mascarilla utilizada en la construcción del mismo.

Las dimensiones del recinto metálico de alojamiento son las que se indican en la figura 24. Las acotaciones están en mm.

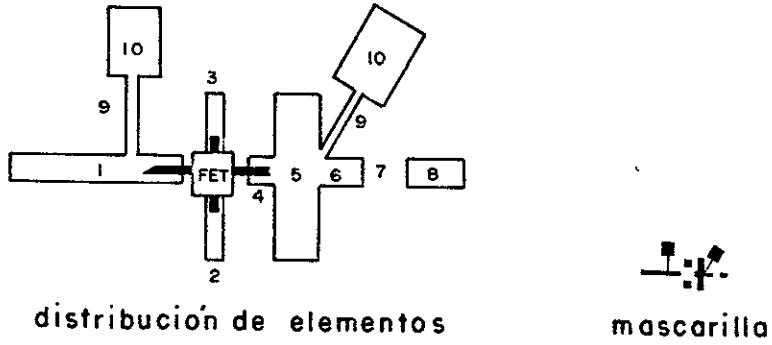


Figura 23. Circuito del oscilador local

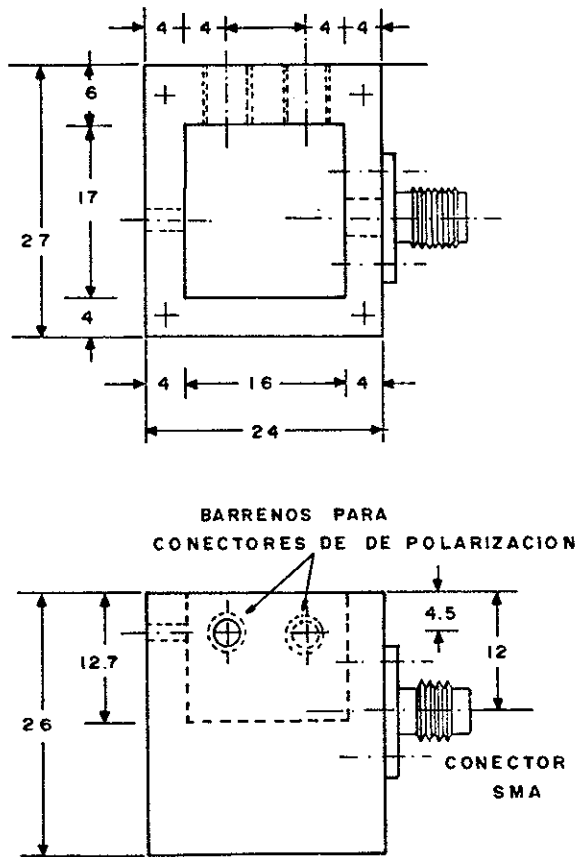


Figura 24. Recinto metálico del oscilador local

### V.3.3 AMPLIFICADOR.

Otra de las componentes activas del conversor diseñado, es un amplificador de 5 dB de ganancia, que se utiliza en la etapa de conversión de subida y se conecta a la salida del filtro pasa banda de ( 14-14.5 ) GHz. Se emplea para aumentar el nivel de la señal RF que será entregada al amplificador de potencia de salida.

El transistor utilizado en este amplificador es un transistor NEC modelo NE 71083. Las dimensiones obtenidas para este amplificador fueron proporcionadas por el programa de computadora DAMIC [ Velázquez Ventura, 1981 ] y se dan en la tabla V.

TABLA V

ELEN. No	Z Ohms	ANCHO mm	LARGO mm
1	50.00	0.5747	4.6853
2	00.00	0.0000	0.0000
3	23.09	2.1818	1.8042
4	50.00	0.5747	1.7482
5	47.50	0.6421	0.9218
6	FET	0.0000	0.0000
7	27.73	1.6672	0.8181
8	15.00	3.8710	0.3568
9	42.89	0.7889	1.2950
10	00.00	0.0000	0.0000
11	50.00	0.5747	6.6494
12	30.00	2.1825	1.9875
13	70.00	0.3733	2.2546

La distribución de los elementos del amplificador y la mascarilla del circuito se muestran en la figura 25 y en la figura 26 se dan las dimensiones en mm del recinto metálico de alojamiento.

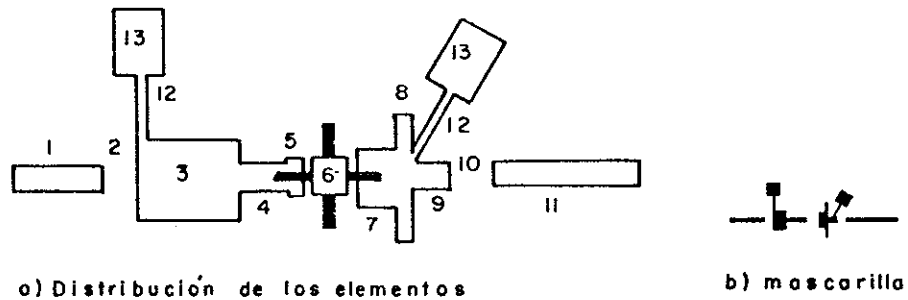


Figura 25. Amplificador a 14 GHz. (a) Distribución de elementos, (b) Mascarilla del circuito.

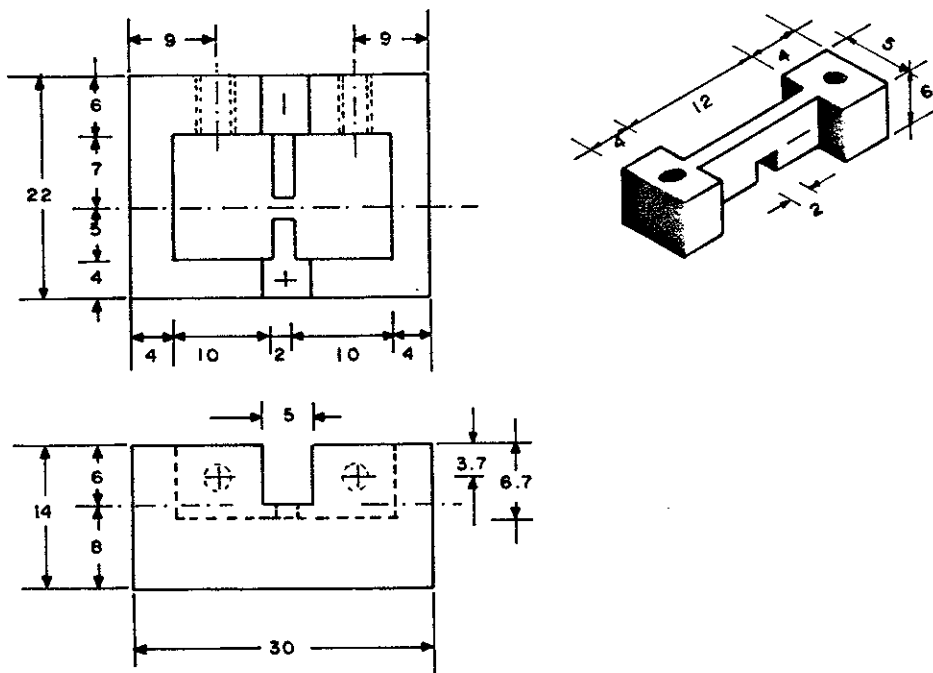


Figura 26. Recinto metálico del amplificador a 14 GHz.

## V.4 ELEMENTOS PASIVOS

### V.4.1 FILTROS.

Los filtros de microondas son componentes muy utilizadas en los equipos de recepción y transmisión los cuales contienen filtros en alguna u otra etapa. Las funciones principales de los filtros son:

- a) Rechazar señales indeseables fuera de la banda.
- b) Separar o combinar señales de acuerdo a su frecuencia.

Los filtros son siempre usados antes y después de un mezclador para reducir señales espúreas. Existe amplia información acerca de filtros de microondas [ Matthaei, G.1964 ] , [ Skwirzynski, J. 1965 ] , [ Bao, J. 1983 ] entre muchas otras.

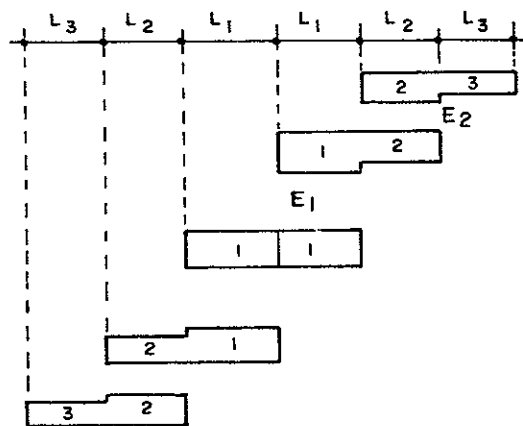
En éste proyecto se diseñaron y construyeron dos filtros pasa banda de líneas paralelas acopladas con respuesta tipo Matthaei para la banda de ( 14-14.5 ) y ( 11.7-12.2 ) GHz., con 0.4 dB de rizo y 30 dB de atenuación fuera de banda. En las tablas VI y VII se indican las dimensiones de los elementos integrantes de los filtros. La figura 27 muestra la distribución de los elementos, y las mascarillas de los filtros, la figura 28 contiene las dimensiones para cada uno de los filtros obtenidos.

TABLA VI

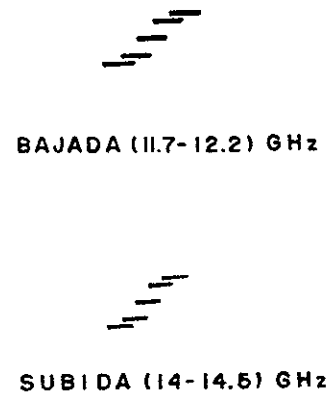
SEC. No	Z PAR Ohms	Z IMPAR	K PAR	K IMPAR	ANCHO mm	LARGO mm	D-LONG. mm	ESPACIO mm
1	62.42	37.57	8.19	6.04	0.57	1.94	0.1858	0.3475
2	49.68	44.29	7.88	6.92	0.65	1.93	0.2046	1.6140
3	49.68	44.29	7.88	6.92	0.65	1.93	0.2046	0.3475
4	62.42	37.57	8.19	6.04	0.57	1.94	0.1858	1.6140

TABLA VII

SEC. No	Z PAR Ohms	Z IMPAR Ohms	K PAR	K IMPAR	ANCHO mm	LARGO mm	D-LONG. mm	ESPACIO mm
1	60.27	39.72	8.02	6.03	0.56	2.33	0.1886	0.4410
2	50.38	45.51	7.69	6.75	0.61	2.33	0.2015	1.6584
3	50.38	45.51	7.69	6.75	0.61	2.33	0.2015	1.6584
4	60.27	39.72	8.02	6.03	0.56	2.33	0.1886	0.4410



a) distribución de elementos



b) mascarillas

Figura 27 Filtros pasa banda (a) Distribución de los elementos, (b) Mascarillas utilizadas.

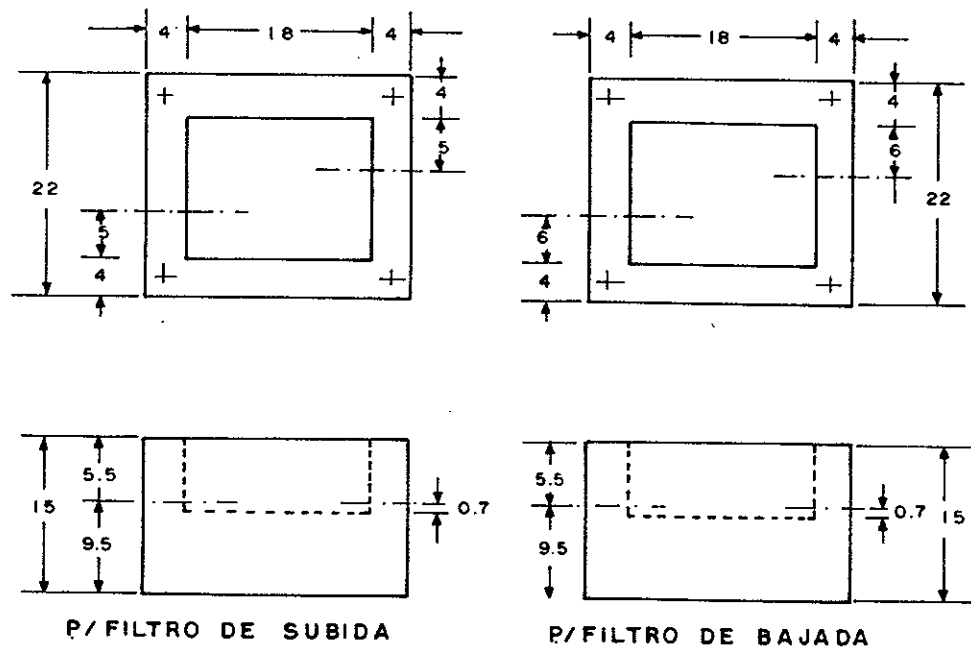


Figura 28. Recintos metálicos para filtros pasa banda.

#### V.4.2 DIVISOR WILKINSON.

Dado que en el proyecto se utilizó solamente un oscilador local, la potencia de éste se dividió utilizando un divisor de potencia del tipo Wilkinson. Las dimensiones entregadas por el programa de computadora se muestran en la tabla VIII.

TABLA VIII

ELEM. No	Z Ohms	ANCHO mm	LARGO mm
1	50.0	0.611	2.087
2	70.7	0.260	2.165
3	50.0	0.611	2.087

La estructura de éste divisor es la que se muestra en la figura 29, en la misma figura se incluye la mascarilla del circuito obtenido.

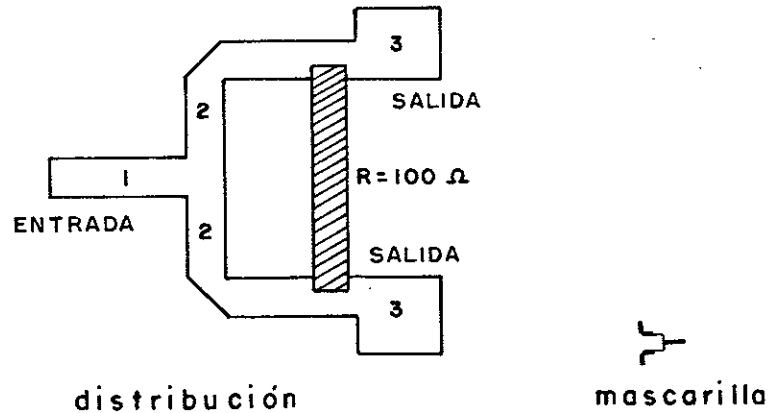


Figura 29 Distribución y mascarilla de un divisor de potencia tipo Wilkinson.

La mascarilla de este divisor junto con el oscilador local se utilizaron simultáneamente para obtener en una sola tarjeta las dos componentes. El circuito resultante se mostrará en las próxima sección.

En este capítulo se presentó un diagrama de flujo en el cual se indica la metodología que se siguió para obtener el conjunto de elementos que integran el conversor de frecuencia del presente trabajo.

Se mostró por separado la estructura típica de cada uno de los elementos incluyendo las dimensiones obtenidas por



medio de programas de computadora. La fabricación de los circuitos se realizó mediante técnica fotolitográfica. Antes de montar los circuitos a los recintos metálicos de alojamiento se inspeccionaron al microscópio para verificar que las dimensiones correspondieran a las calculadas en los programas de computadora.

En el siguiente capítulo se mostrarán los resultados obtenidos de la caracterización de cada uno de los elementos integrantes del conversor de frecuencia desarrollado.

## VI RESULTADOS EXPERIMENTALES

### VI.1 INTRODUCCION

En éste capítulo, se presentan los resultados obtenidos de la caracterización por separado de cada una de las componentes integrantes del conversor de frecuencia desarrollado y se muestran además los arreglos experimentales utilizados.

### VI.2 MEZCLADORES

A los mezcladores construidos, se les sometió a pruebas similares para determinar sus características eléctricas, considerando las frecuencias de operación para cada uno de ellos.

#### VI.2.1 MEZCLADOR DE BAJADA

##### VI.2.1.1 PERDIDAS POR CONVERSION

Para determinar las pérdidas por conversión de éste mezclador, se realizaron dos tipos de experimentos:

En el primero, se mantuvo fijo el nivel de RF y se varió el nivel de OL desde 0 dBm hasta 10 dBm, las lecturas de FI para cada una de estas variaciones se dan en la tabla IX. El resultado de éste experimento es un gráfico de Pérdidas por Conversión V.S. Potencia del OL y se muestra en la figura 30.

En el segundo experimento, se mantuvieron fijos los niveles del OL y de RF, tomándose las lecturas de las

Pérdidas por Conversión punto a punto para el ancho de banda de ( 11.7 - 12.2 ) GHz. Las lecturas obtenidas se dan en la tabla X, y la representación gráfica se ilustra en la figura 31, para varios niveles del OL.

En la figura 32, se muestra el arreglo experimental utilizado para determinar las pérdidas por conversión.

TABLA IX

OL dB	RF dB	FI dB	FC dB
10	-20	-30.0	10.0
9	-20	-29.0	9.0
8	-20	-28.5	8.5
7	-20	-28.0	8.0
6	-20	-28.5	8.5
5	-20	-29.0	9.0
4	-20	-32.0	12.0
3	-20	-37.0	17.0
2	-20	-40.0	20.0
1	-20	-47.5	27.5
0	-20	-52.5	32.5

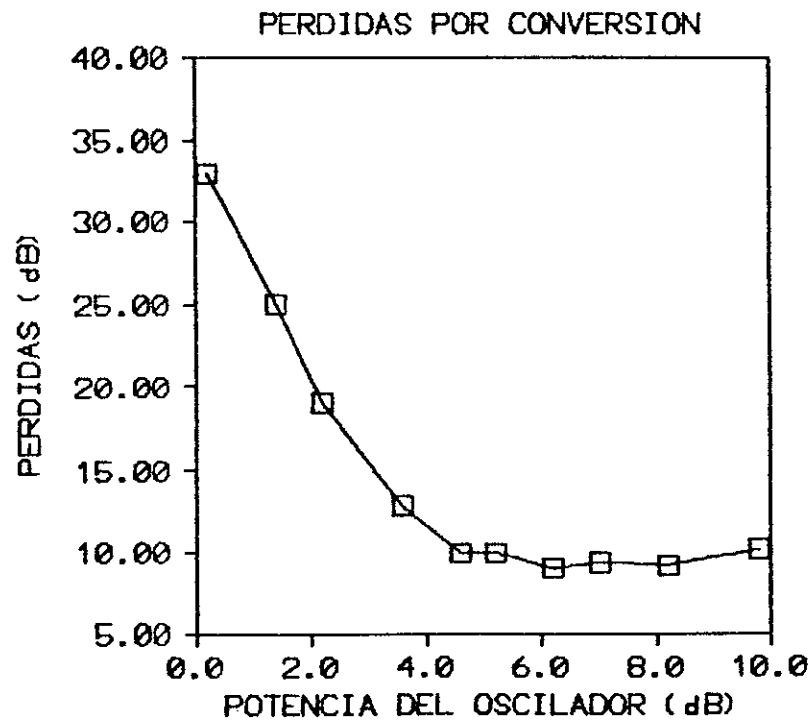


Figura 30. Pérdidas por Conversión V.S. Potencia del OL.

TABLA X

FREC. RF	FREC. OL	PC +6dB <sub>M</sub>	PC +3dB <sub>M</sub>	PC 0
11.7	12.85	9.8	12.0	14.4
11.8	12.95	12.2	15.4	19.5
11.9	13.05	11.8	14.2	17.5
12.0	13.15	13.6	15.4	21.0
12.1	13.25	12.0	13.0	16.2
12.2	13.35	14.1	15.4	19.6

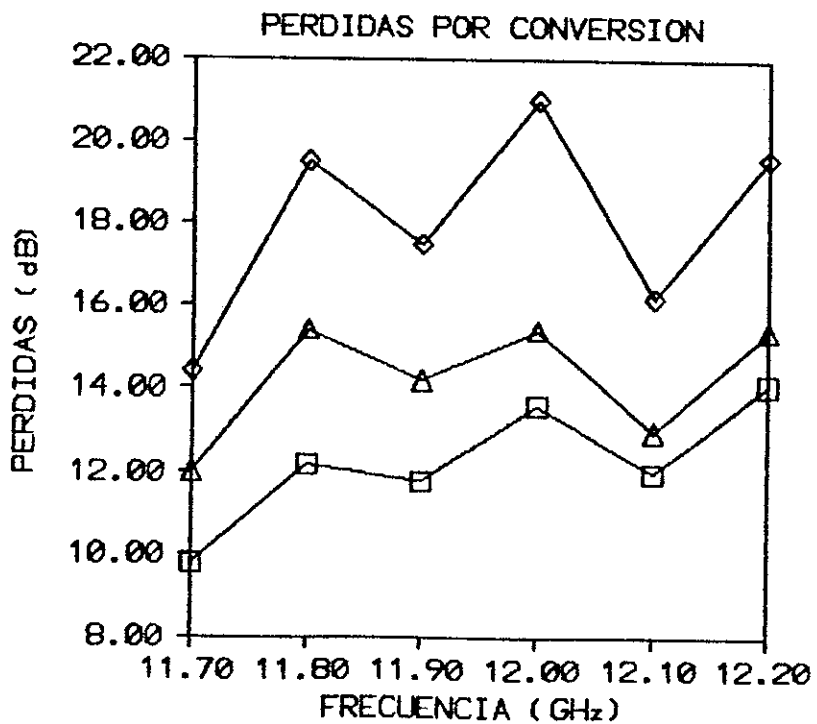


Figura 31. Pérdidas por Conversión V.S. Frecuencia.

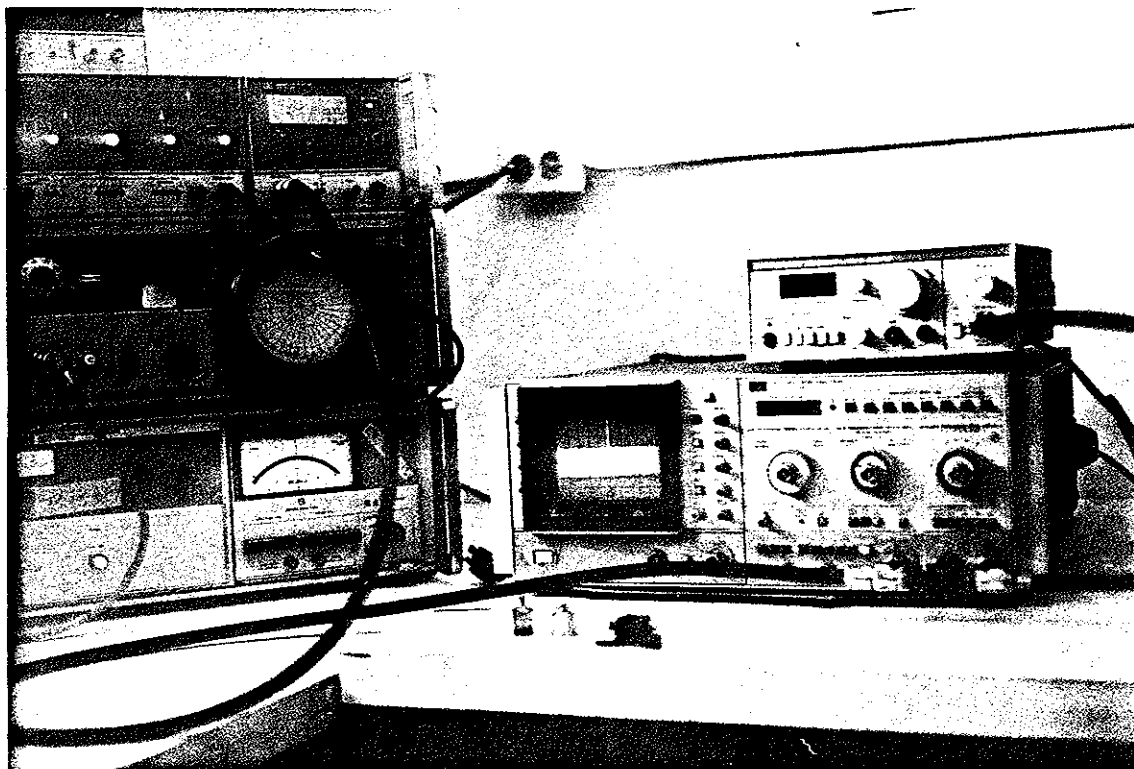


Figura 32. Arreglo experimental utilizado para determinar las pérdidas por conversión.

En las figuras 30 y 31, se puede observar que las pérdidas por conversión de éste mezclador son menores de 10 dB para la banda de interés ( 11.7 - 12.2 ) GHz.

Para lograr las pérdidas por conversión resultantes, se tuvo que sintonizar el circuito colocándole un elemento adicional en el puerto OL. En la figura 33, se muestra el mezclador de bajada obtenido.

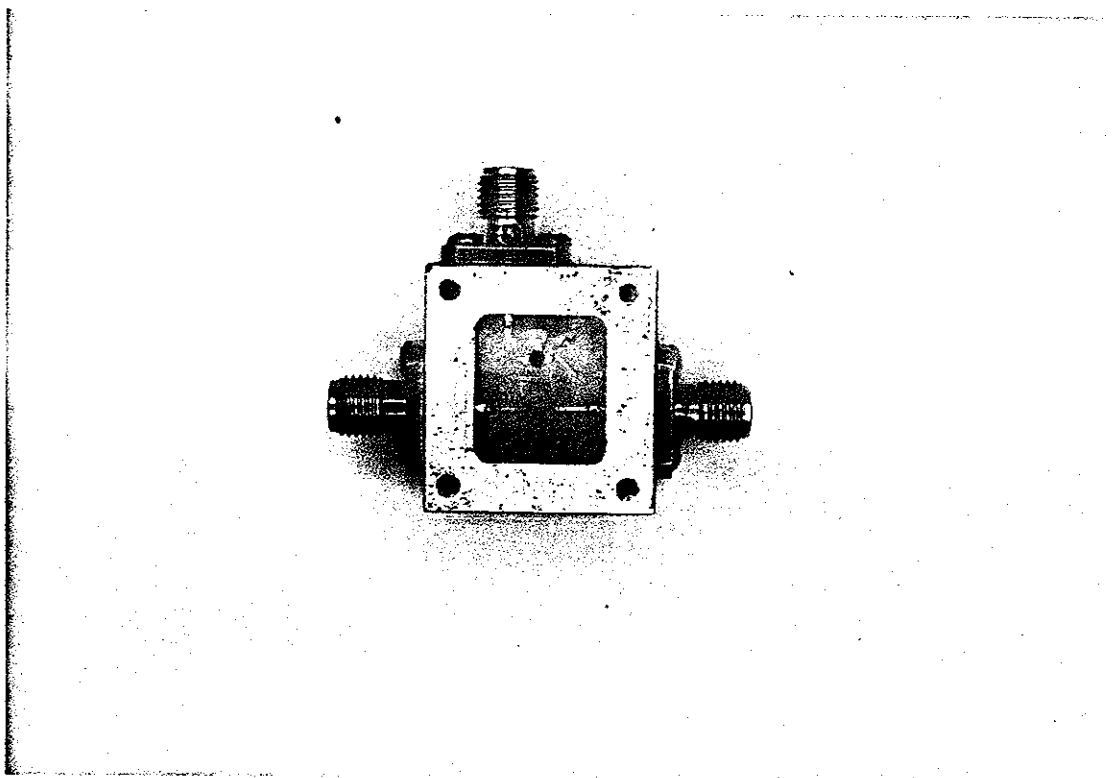


Figura 33. Mezclador de Bajada.

#### VI.2.1.2 AISLAMIENTO

En la tabla XI, se muestran los resultados obtenidos del aislamiento entre los puertos OL - RF y OL - FI V.S. frecuencia, los gráficos correspondientes son los indicados en la figura 34.

De las gráficas mostradas, la de mayor importancia para éste elemento es la curva obtenida del aislamiento del puerto OL - RF, dado que se está convirtiendo una señal de muy alta frecuencia (RF) que es la que transporta la información en otra señal de menor frecuencia (FI). El aislamiento obtenido es bueno y es del orden de 20 dB para el ancho de banda de operación.

En cuanto al aislamiento del puerto OL - FI, se obtiene un promedio de 11 dB el cuál es aceptable.

TABLA XI

FREC. GHz	AISLAMIENTO OL - RF	AISLAMIENTO OL - FI
12.85	20.7	11.1
12.95	20.6	10.4
13.05	19.1	10.2
13.15	20.6	11.3
13.25	20.3	11.9
13.35	20.0	11.4

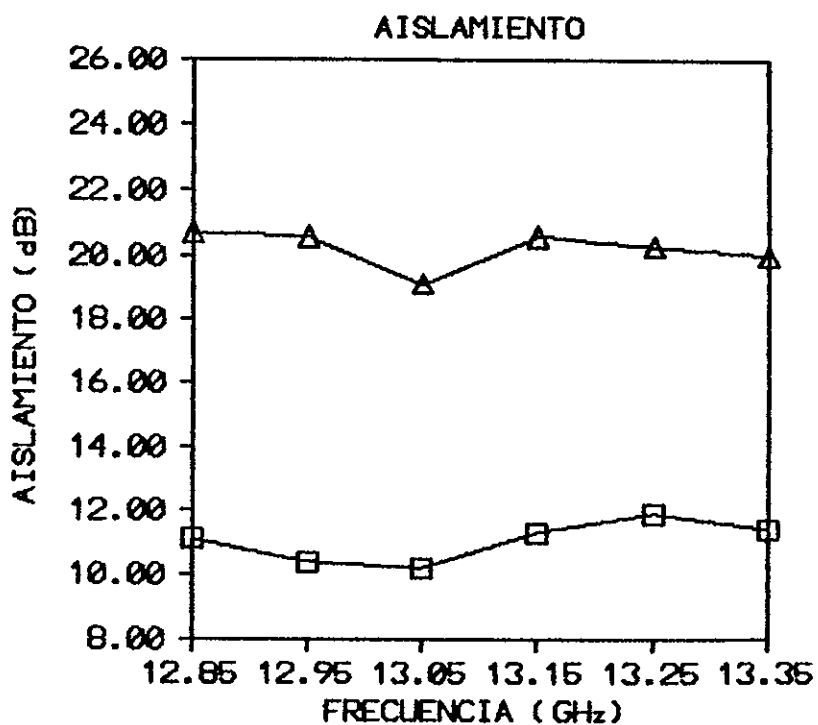


Figura 34. Aislamiento entre puertos del mezclador de bajada.

### VI.2.1.3 RELACION DE ONDA ESTACIONARIA

La figura 35, muestra el arreglo experimental utilizado en la determinación de la relación de onda estacionaria (ROE) de los mezcladores construidos.

Se midió la ROE para cada uno de los puertos de cada mezclador, en las tablas XII, XIII y XIV se muestran los valores obtenidos de la ROE para cada uno de los puertos del mezclador de bajada.

Las gráficas correspondientes son las que se muestran en las figuras 36, 37 y 38 respectivamente.

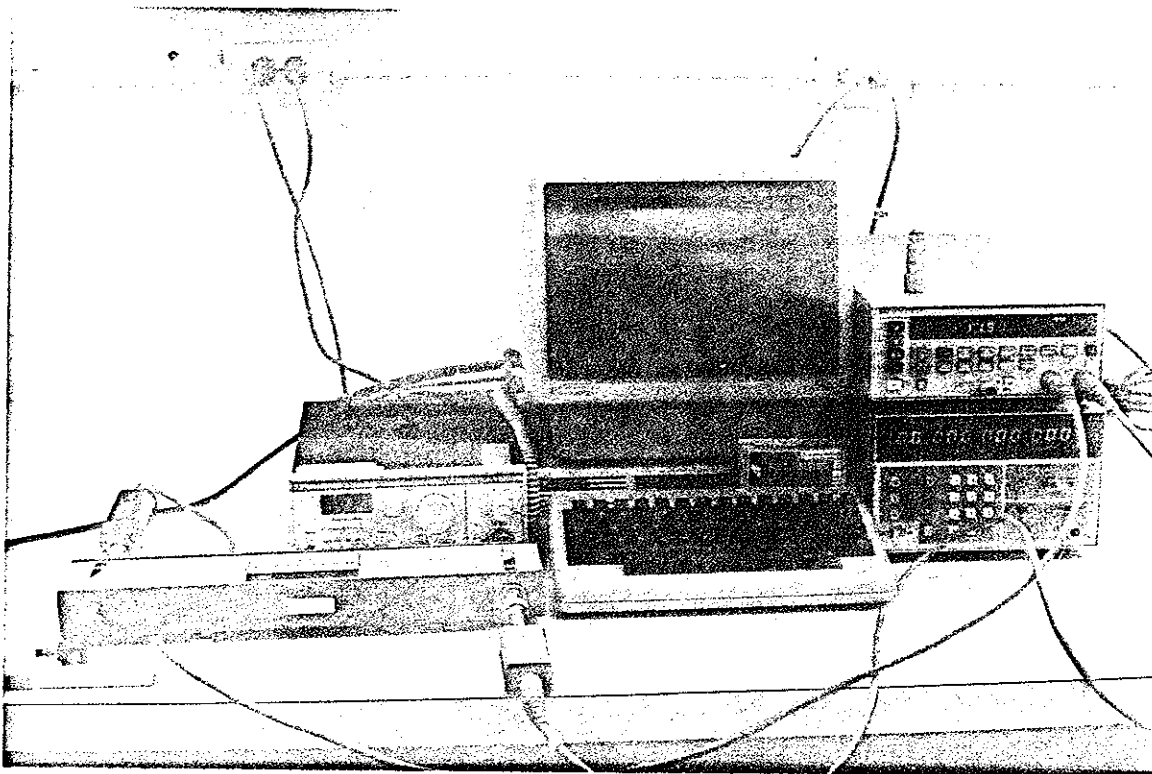


Figura 35. Arreglo experimental utilizado en la determinación de ROE de mezcladores.



TABLA XII

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	ROE OL
12.85	2.042	0.388	0.190	1.469
12.95	1.919	0.454	0.236	1.619
13.05	1.845	0.376	0.203	1.511
13.15	1.858	0.313	0.168	1.405
13.25	1.924	0.238	0.123	1.282
13.35	1.956	0.178	0.091	1.245

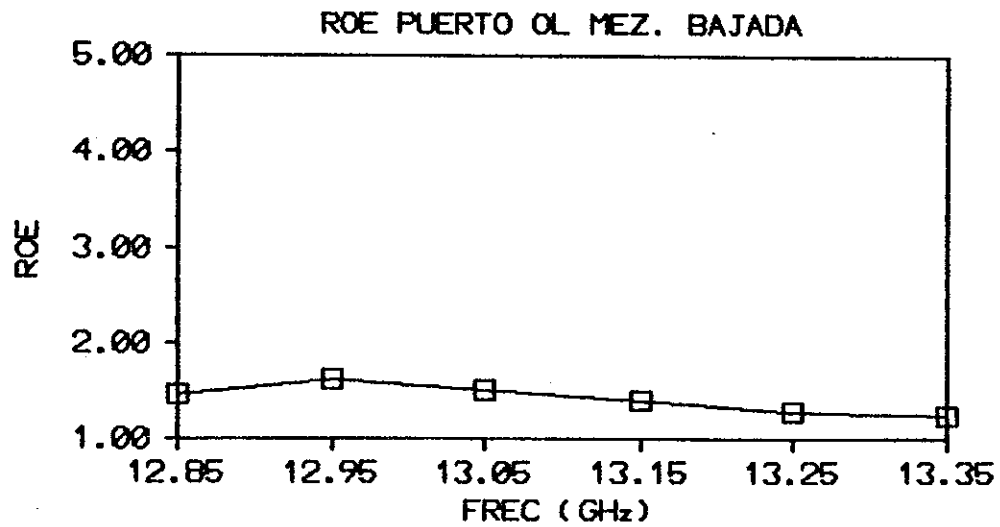


Figura 36. Relación de onda estacionaria en el puerto OL.

TABLA XIII

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	ROE RF
11.7	3.66	1.273	0.347	2.06
11.8	4.23	1.834	0.433	2.53
11.9	4.35	1.94	0.445	2.60
12.0	4.17	2.33	0.558	3.53
12.1	3.95	2.35	0.559	3.93
12.2	3.91	2.31	0.590	3.88

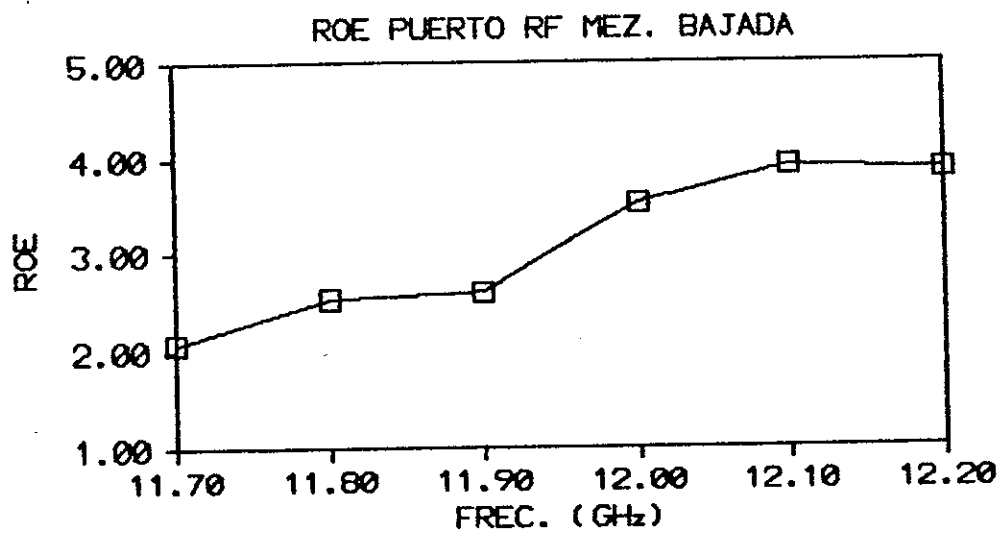


Figura 37. Relación de onda estacionaria en el puerto RF.

TABLA XIV

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	ROE FI
0.9	3.87	0.495	0.127	1.29
1.0	5.10	0.844	0.165	1.39
1.1	3.37	0.664	0.197	1.49
1.15	3.90	0.474	0.121	1.27
1.2	4.22	0.546	0.129	1.29
1.3	3.02	0.856	0.238	1.79
1.4	3.72	0.426	0.114	1.25

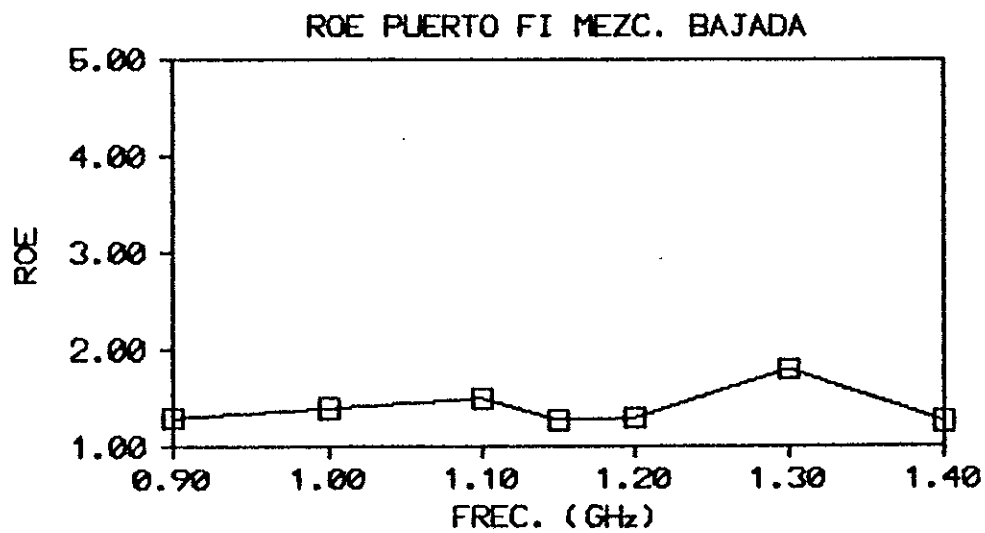


Figura 38. Relación de onda estacionaria en el puerto FI.

Como se puede observar, los resultados obtenidos de la ROE para cada uno de los puertos del mezclador son bastante buenos. La razón de ésto, es debido a que el acoplador híbrido utilizado en el circuito proporciona un excelente grado de acoplamiento entre el circuito de microcinta y el par de diodos que configuran al mezclador, con lo cual se logra bajos valores de ROE.

#### VI.2.1.4 RUIDO DEL MEZCLADOR.

El ruido de éste mezclador, fué medido con el equipo automático de medición de ruido que se muestra en la figura 39. Los valores que se obtuvieron son los que se indican en la tabla XV y la gráfica correspondiente es la mostrada en la figura 40.

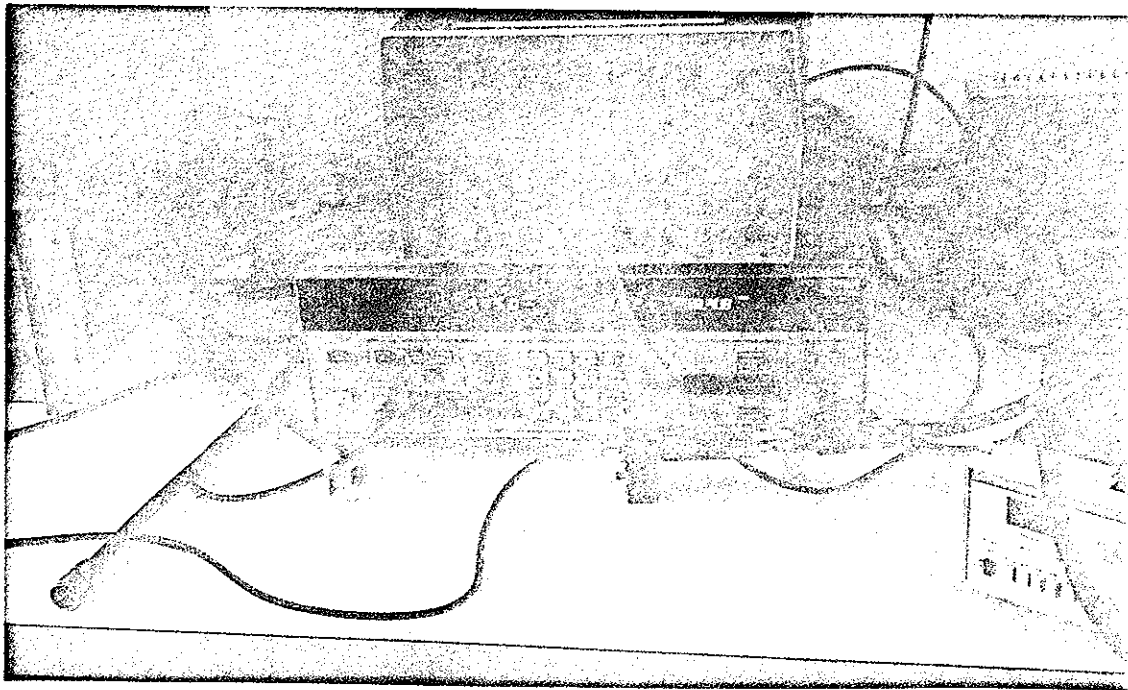


Figura 39. Arreglo experimental utilizado en la medición de ruido de mezcladores.

TABLA XV

FREC. GHz.	RUIDO dB
13.35	8.50
13.25	8.35
13.15	7.89
13.05	8.70
12.95	10.50
12.85	8.49

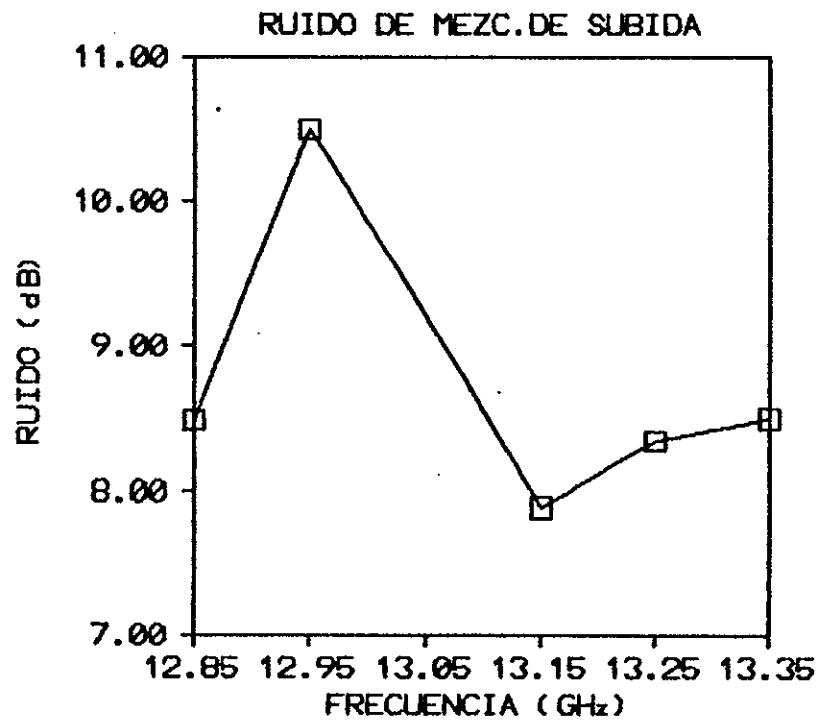


Figura 40 Nivel de ruido del mezclador de bajada

El nivel de ruido que se obtuvo para éste mezclador, correspondió al ancho de banda ( 12.85 - 13.35 ) GHz. Los niveles obtenidos corresponden prácticamente a las pérdidas por conversión del mezclador como era lo esperado.

#### VI.2.1.5 PUNTO DE 1 dB DE COMPRESION

Para éste mezclador el punto de 1dB de compresión ocurre con un nivel de RF de entrada de + 7dBm. Como se mencionó en el capítulo IV, el punto de 1dB de compresión es aquél en donde las pérdidas por conversión aumentan en 1dB.

#### VI.2.1.6 INTERVALO DINAMICO

El intervalo dinámico de éste mezclador es de 27dB. Queda limitado entre la mínima potencia de RF de entrada requerida para que opere el mezclador y el punto de 1dB de compresión. Este mezclador opera con niveles de entrada de RF de -20dBm hasta +7dBm que es el punto de 1dB de compresión. Este intervalo por consiguiente es bueno para este tipo de mezcladores.

#### VI.2.2 MEZCLADOR DE SUBIDA

En la figura 41 se muestra el circuito obtenido para el mezclador de subida a diferencia del circuito del mezclador de bajada, éste no presenta elementos adicionales de sintonía para lograr su buen funcionamiento.

Las pruebas a que fué sometido éste elemento fueron las mismas que se practicaron al mezclador de bajada únicamente que se realizaron dentro de la banda de operación de ( 14 a 14.5 ) GHz.

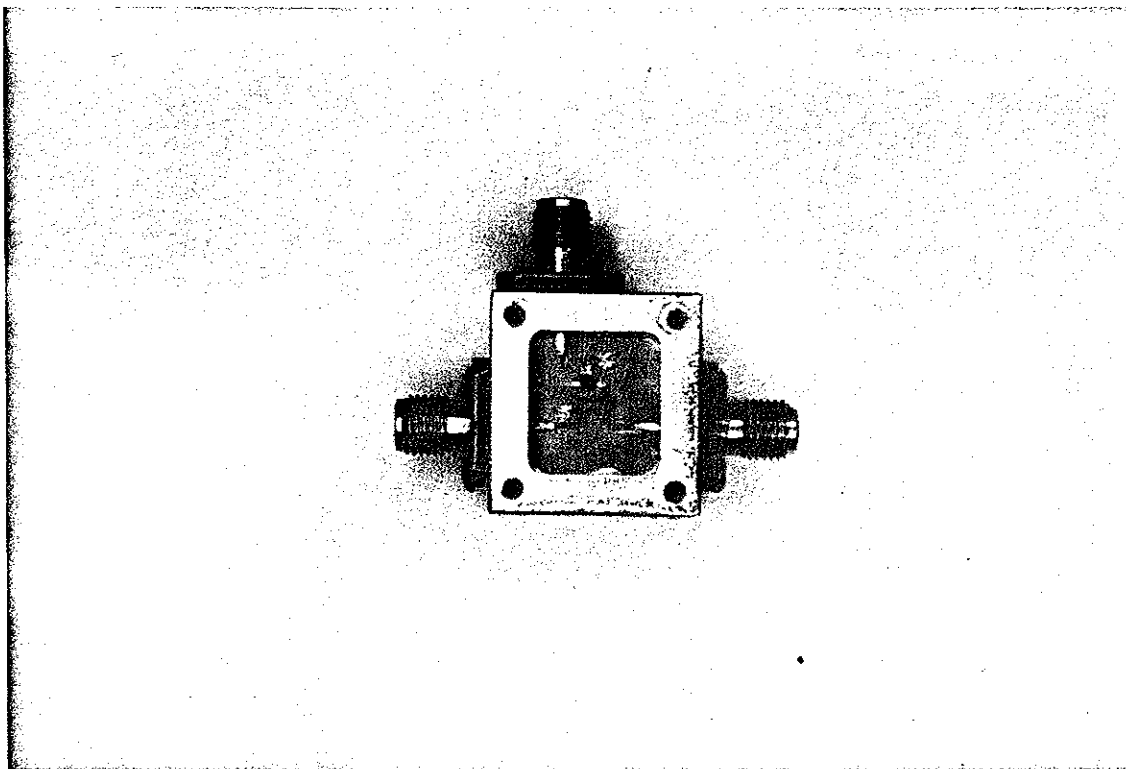


Figura 41. Mezclador de Subida

#### VI.2.2.1 PERDIDAS POR CONVERSION.

La tabla XVI muestra los valores obtenidos de las pérdidas por conversión V.S. potencia del OL y en la figura 42 se da la gráfica correspondiente.

TABLA XVI

OL dB	RF dB	FI dB	PC dB
10	-20	-26.4	6.4
9	-20	-27.9	7.9
8	-20	-28.9	8.9
7	-20	-29.4	9.4
6	-20	-29.9	9.9
5	-20	30.4	10.4
4	-20	30.9	10.9
3	-20	31.9	11.9
2	-20	32.4	12.9
1	-20	32.9	12.9
0	-20	33.9	13.9
-1	-20	34.9	14.9

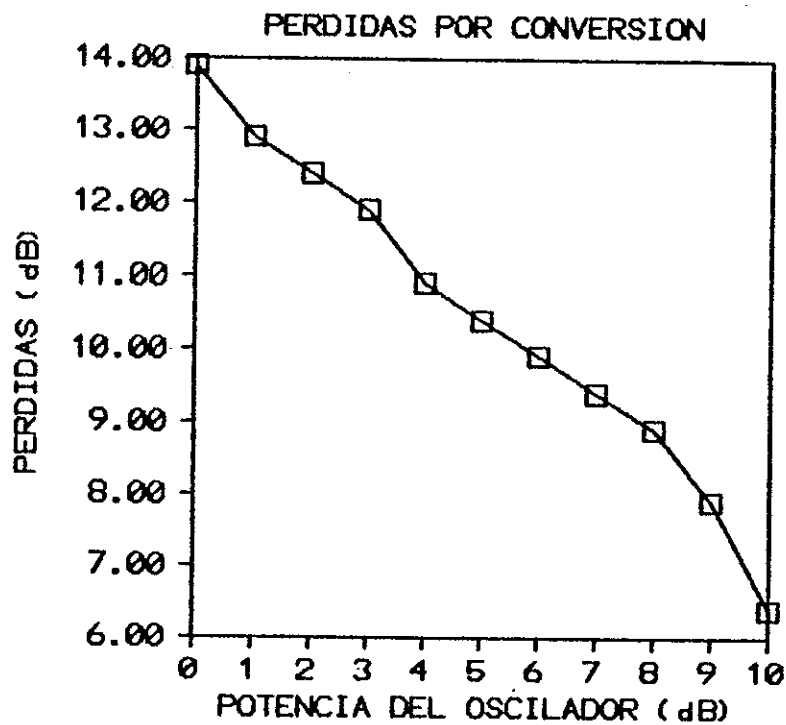


Figura 42. Pérdidas por conversión VS. Potencia del OL.

En la tabla XVII y la figura 43 se muestran los resultados de las pérdidas por conversión VS frecuencia.



FREC. GHz	PC 0	PC +3	PC +6	PC +9
14.0	8	6	2	0
14.1	6	4	2	0
14.2	9	8	5	2
14.25	9	6	4	1
14.30	8	6	3	0
14.40	8	6	3	1
14.50	7	4	0	0

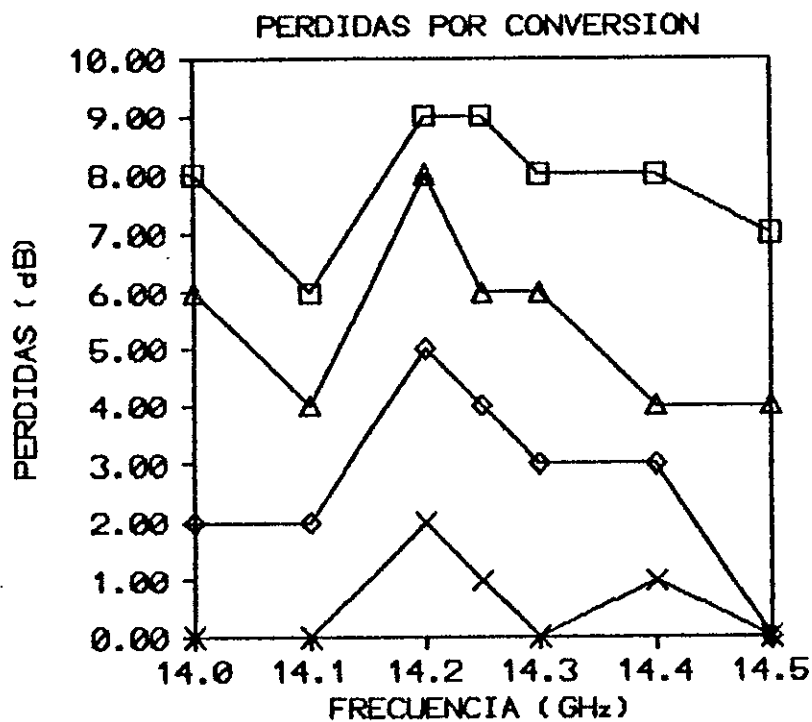


Figura 43. Pérdidas por Conversión VS. Frecuencia

Como se observa en los resultados mostrados, el mezclador obtenido ofrece un excelente comportamiento, dado que para los dos casos: Potencia de operación del OL y ancho de banda las pérdidas por conversión que se tienen son menores de 10 dB con lo que cumple satisfactoriamente las especificaciones para utilizarse en el módulo de conversión propuesto.

Prácticamente la prueba de las pérdidas por conversión es la más importante en la caracterización de los mezcladores.

#### VI 2.2.2 AISLAMIENTO

Los valores del aislamiento obtenido para éste elemento se dan en la tabla XVIII y en la figura 44 se muestran gráficamente estos resultados.

TABLA XVIII

FREC. GHz	AISLAMIENTO OL - FI	AISLAMIENTO OL - RF
12.85	25	13
12.95	23	8.5
13.05	27	11
13.10	26	9.5
13.15	24	8.5
13.25	27	11.5
13.35	24	9

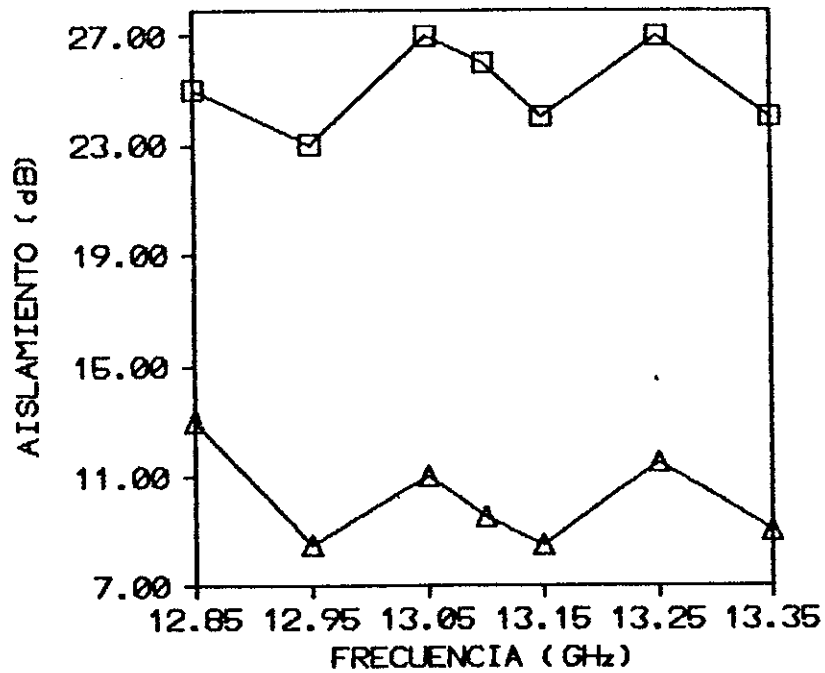


Figura 44. Aislamiento entre puertos del mezclador de subida

Al igual que en el caso del mezclador de bajada el aislamiento más importante corresponde a los puertos OL - RF. El aislamiento ofrecido por este mezclador es ligeramente mejor que en el caso del mezclador de bajada, para este caso, el aislamiento es mayor de 20 dB para el ancho de banda de operación.

En cuanto al aislamiento del puerto OL a FI, el mezclador de subida presenta 10 dB de aislamiento en promedio, con lo que queda dentro de los márgenes permitidos, como en el caso del mezclador de bajada.

#### VI.2.2.3 RELACION DE ONDA ESTACIONARIA ROE

Los resultados de la relación de onda estacionaria ROE para los puertos OL, RF y FI se dan en las tablas XIX, XX y XXI siendo las gráficas las indicadas en las figuras 45, 46 y 47 respectivamente.

TABLA XIX

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	ROE OL
12.85	2.015	0.762	0.378	2.21
12.95	1.982	0.808	0.424	2.47
13.05	1.867	0.965	0.518	3.15
13.15	1.847	0.735	0.397	2.32
13.25	1.852	0.802	0.433	2.19
13.35	1.928	0.832	0.431	2.51

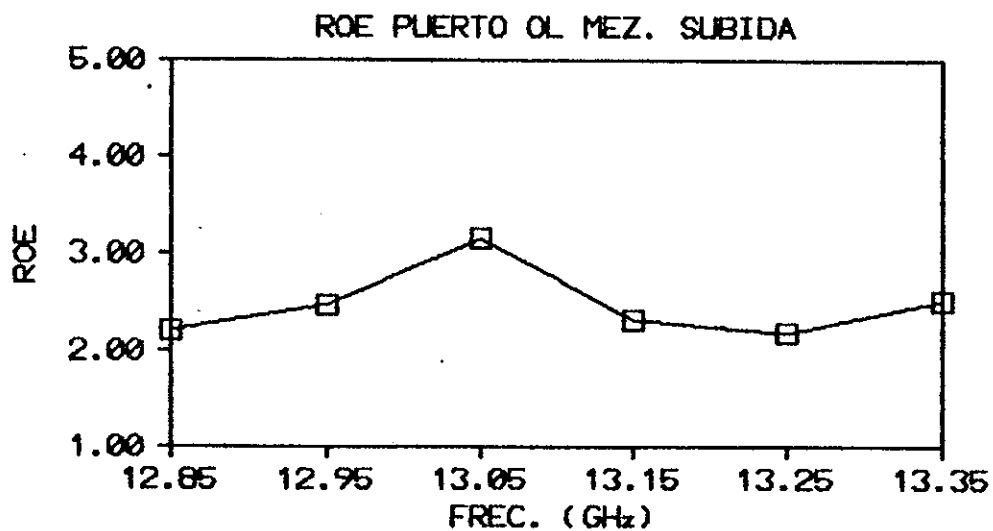


Figura 45. Relación de onda estacionaria en el puerto OL.

TABLA XX

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	R0E RF
14.0	3.71	0.794	0.214	1.54
14.1	3.60	0.720	0.200	1.50
14.2	3.84	0.696	0.181	1.44
14.25	3.82	0.692	0.181	1.44
14.30	3.70	0.715	0.193	1.47
14.4	4.31	0.759	0.176	1.42
14.5	4.25	1.068	0.251	1.67

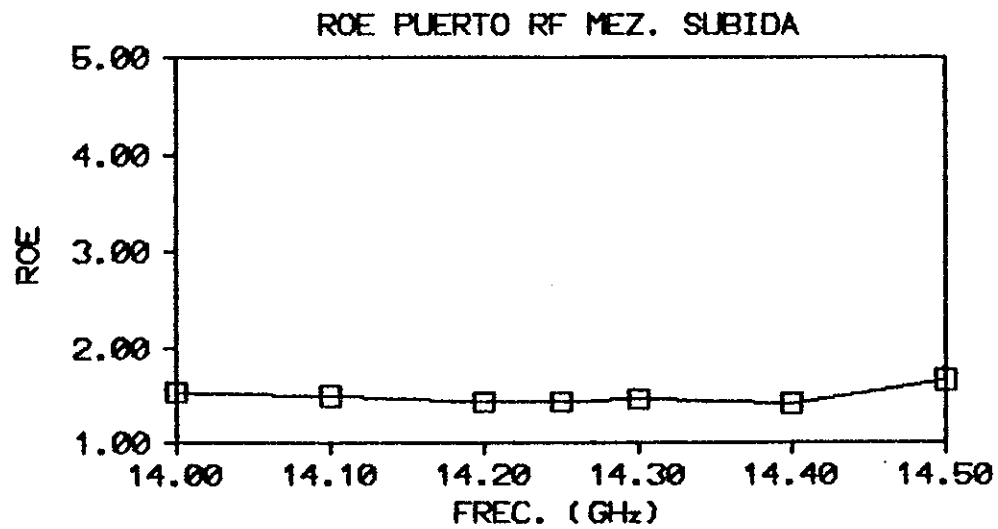


Figura 46. Relación de onda estacionaria en el puerto RF.

TABLA XXI

FREC. GHz	POT. INC. WATTS X 10	POT. REF. WATTS X 10	COEF. REF.	RDE FI
0.9	3.85	0.534	0.138	1.32
1.0	5.02	0.752	0.148	1.34
1.1	3.35	0.726	0.213	1.54
1.15	3.87	0.487	0.125	1.28
1.2	4.17	0.557	0.133	1.38
1.3	3.82	0.876	0.290	1.81
1.4	3.71	0.458	0.123	1.28

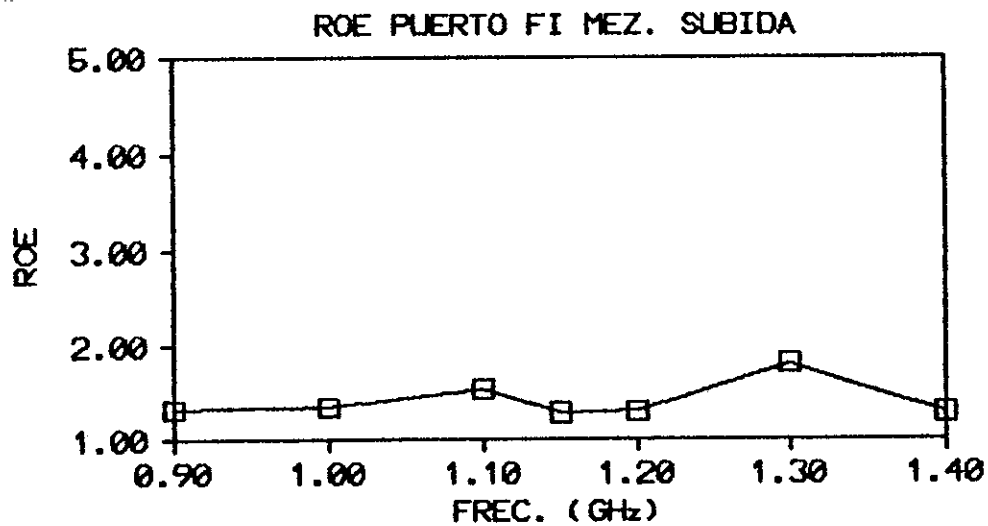


Figura 47. Relación de onda estacionaria en el puerto FI.

Los resultados obtenidos de la relación de onda estacionaria ROE como se observa de las gráficas de las figuras 45,46 y 47, son también bastante buenos como en el caso del mezclador de bajada. Esto es debido al grado de acoplamiento del circuito al par de diodos que configuran el mezclador, como ya se había en las secciones anteriores.

#### VI 2.2.4 RUIDO

El nivel de ruido es el correspondiente a las pérdidas por conversión del mezclador de subida y es del orden de 9.5 dB en promedio para la banda de interés ( 14-14.5 ) GHz.

#### VI 2.2.5 PUNTO DE 1dB DE COMPRESION

El punto de 1dB de compresión ocurre para el nivel de entrada de + 7.5 dBm. prácticamente el mismo que en el mezclador de bajada.

#### VI 2.2.6 INTERVALO DINAMICO

Este mezclador tiene el mismo intervalo dinámico que el mezclador de bajada, es decir 27dB.

Como se ha podido notar, ambos mezcladores presentan características casi iguales, en todas las pruebas a que fueron sometidos. Esto es debido a que el arreglo de diodos con que fueron construídos fué el mismo, y son éstos los que producen el efecto de mezclado de las señales involucradas.

### VI.3 FILTROS

A cada una de las secciones del conversor de frecuencia desarrollado, se les contruyó un filtro pasa banda para rechazar señales indeseables que pudieran aparecer en las bandas de interés interfiriendo con la señal que contiene la información.

#### VI.3.1 FILTRO PASA BANDA ( 11.7 - 12.2 ) GHz.

En la figura 48, se muestra el circuito del filtro pasa banda de ( 11.7 - 12.2 ) GHz, el circuito obtenido como se observa, es un filtro con sus lineas paralelas acopladas al cuál no se le tuvo que agregar ningun elemento de sintonía para lograr la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 49, los valores obtenidos son los indicados en la tabla XXII.

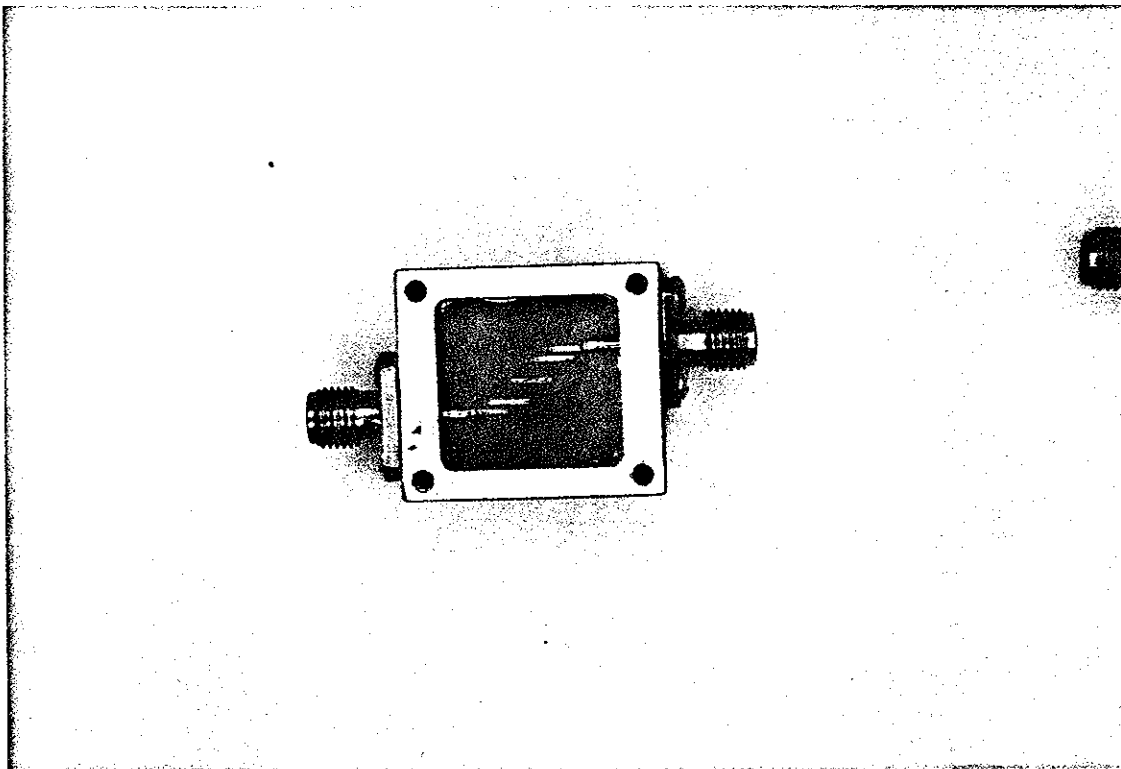


Figura 48. Filtro pasa banda (11.7 - 12.2) GHz.



TABLA XXII

FREC. GHz	ATENUACION dB
11.1	26.8
11.2	26.4
11.3	21.6
11.4	13.4
11.5	6.0
11.6	6.5
11.7	4.8
11.8	6.5
11.9	5.6
12.0	5.4
12.1	3.2
12.2	4.4
12.3	6.6
12.4	11.0
12.5	26.0

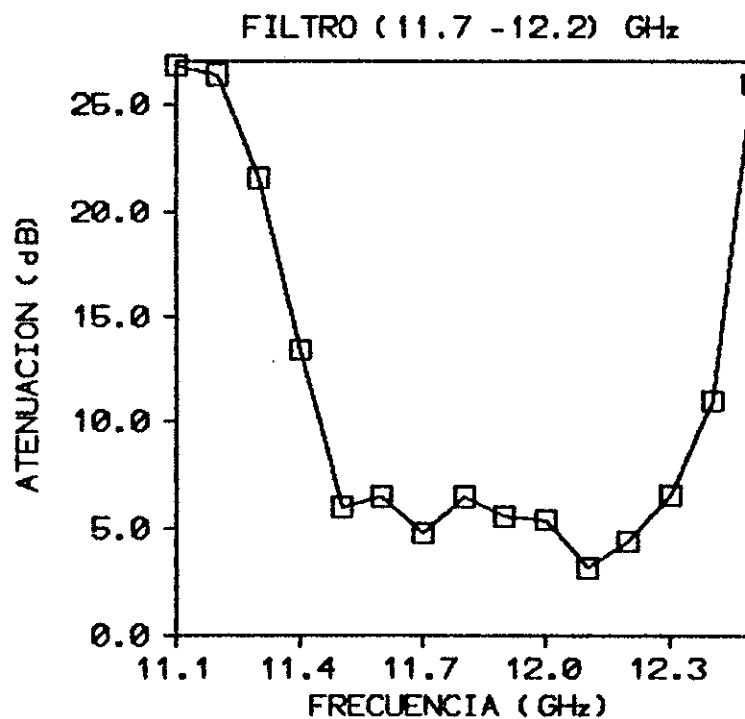


Figura 49. Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda de (11.7 - 12.2) GHz.

La respuesta del filtro obtenida es bastante buena dado que las frecuencias de corte inferior y superior se encuentran muy cercanas a la banda de diseño (11.7 - 12.2) GHz. El ancho de banda a 3 dB es de 800 MHz, la atenuación fuera de banda es de 26.8 dB.

### VI. 3.2 FILTRO PASA BANDA (14 - 14.5) GHz.

En la figura 50, se muestra el circuito del filtro pasa banda de (14 - 14.5) GHz, éste filtro va conectado a la salida del puerto RF del mezclador de subida como se indicó en el capítulo IV.

Los valores de la respuesta en frecuencia de éste elemento, son los que se dan en la tabla XXIII, la gráfica de la respuesta se indica en la figura 51.

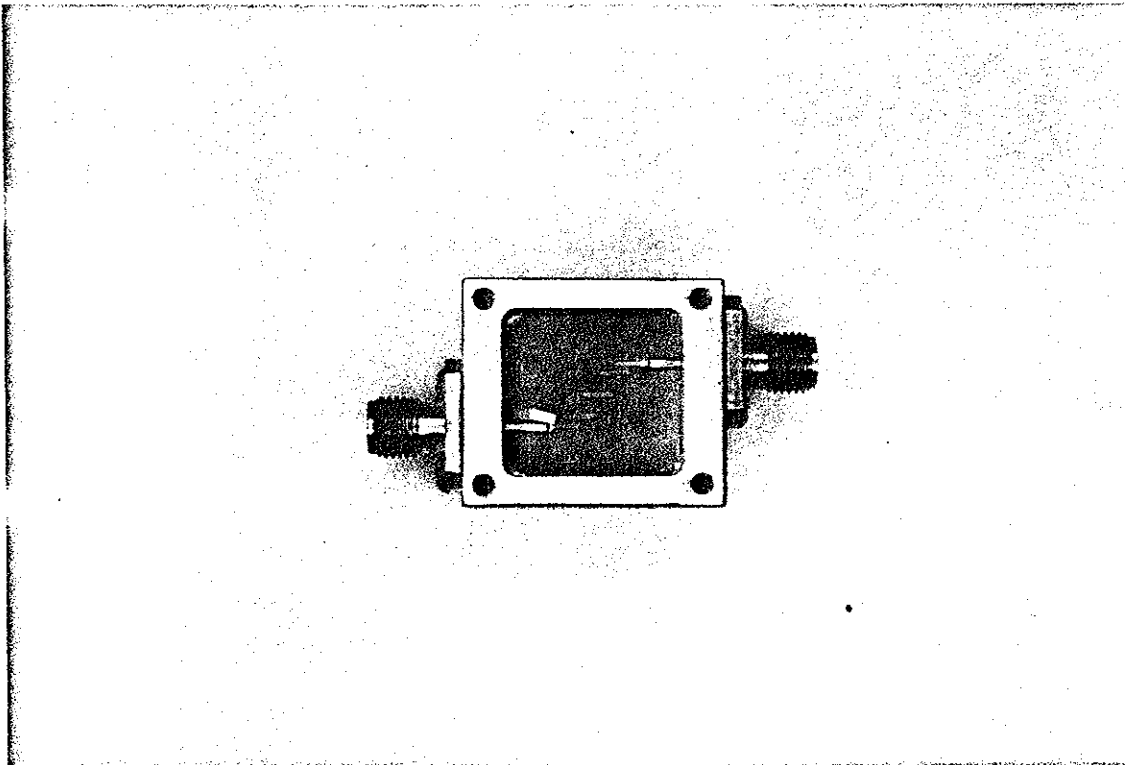


Figura 50. Filtro pasa banda de (14 - 14.5) GHz.

TABLA XXIII

FREC. GHZ	ATENUACION dB
13.0	10.5
13.1	9.9
13.2	8.2
13.3	6.6
13.4	1.8
13.5	2.4
13.6	0.2
13.7	1.0
13.8	1.0
13.9	1.5
14.0	1.0
14.1	1.0
14.2	1.5
14.3	3.2
14.4	2.7
14.5	1.4
14.6	2.0
14.7	5.0
14.8	13.2
14.9	17.8
15.0	26.8

FILTRO (14 - 14.5) GHz

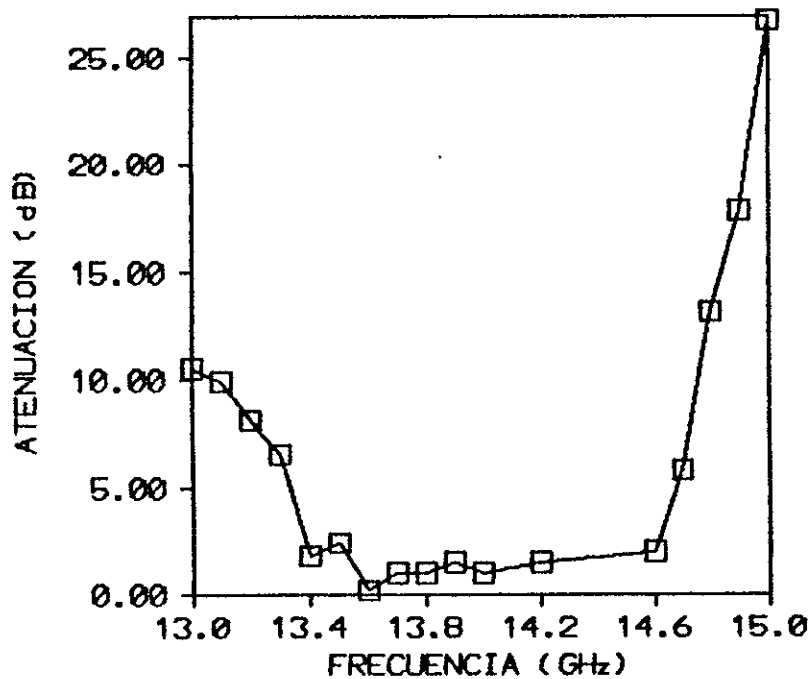


Figura 51. Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda de (14 - 14.5) GHz.

La respuesta de éste filtro es también buena, En la frecuencia de corte superior los niveles de atenuación alcanzan niveles mayores a 25 dB . Para la frecuencia de corte inferior , la atenuación alcanza un nivel de 10.5 dB.

incrementándose para frecuencias menores de 13 GHz.

El ancho de banda a 3 dB es de 1 GHz, aunque éste valor es el doble que el ancho de banda ideal, no representa problema alguno, dado que el mezclador no produce productos de intermodulación que alteren el buen funcionamiento del conversor de frecuencias construido.

#### VI. 4 OSCILADOR LOCAL

El modulo conversor de frecuencias desarrollado, utiliza un oscilador local con un divisor Wilkinson integrado. Este oscilador, proporciona la potencia de oscilación necesaria para alimentar a los dos mezcladores tanto de subida como de bajada. En la figura 52, se muestra el circuito del oscilador local construido.

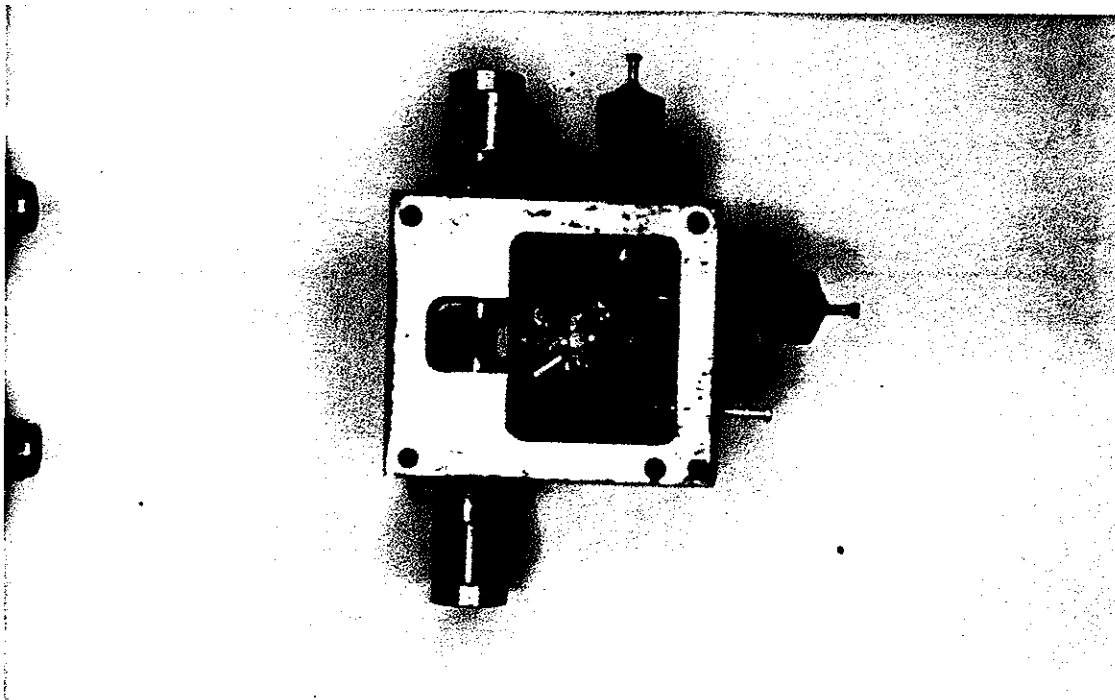


Figura 52. Oscilador local con divisor Wilkinson integrado.

En el circuito mostrado en la figura anterior, se observa un elemento de sintonía adicional que fué necesario utilizar en la etapa postfabricación para lograr la potencia máxima de oscilación en cada una de las salidas del divisor Wilkinson.

Las figuras 53 y 54, corresponden a la señal producida por el oscilador local y registrada en el analizador de espectros en cada salida del divisor Wilkinson.

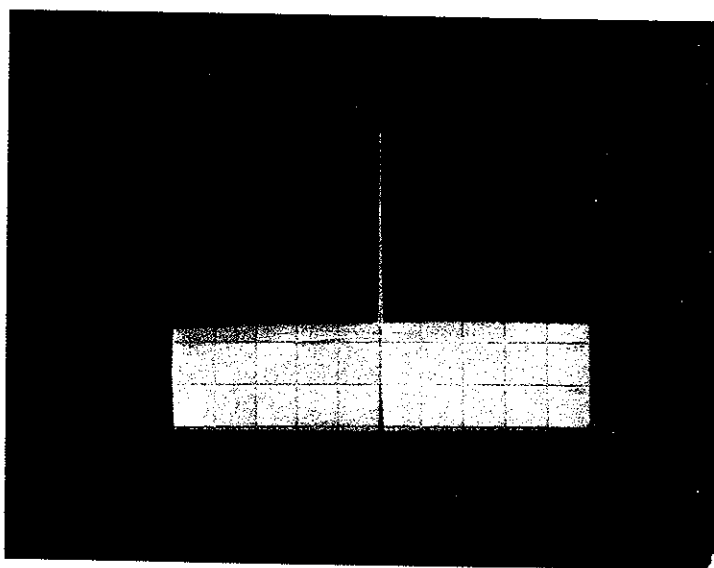


Figura 53. Respuesta del oscilador local en la salida 1 del divisor Wilkinson.

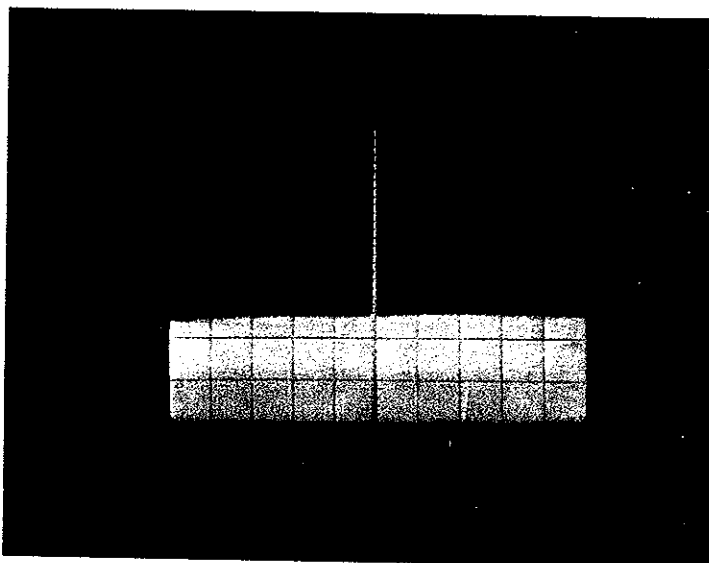


Figura 54. Respuesta del oscilador local en la salida 2 del divisor Wilkinson.

El oscilador local construido como se ve, entrega un buen nivel de potencia en las salidas del divisor . Este nivel es suficiente para excitar a los diodos de cada mezclador (el nivel normal de operación es de + 7 dBm de potencia del OL).

La diferencia de 1 dB entre los dos puertos de salida del divisor, indica el grado de equilibrio logrado en la construcción del divisor Wilkinson el cuál es bastante bueno.

#### VI.5 AMPLIFICADOR A 14 GHz.

La figura 55, muestra el circuito amplificador construido para éste proyecto .

La ganancia proporcionada por este amplificador para el ancho de banda de operación (14 - 14.5 ) es el que se dá en la tabla XXIV y la gráfica correspondiente se muestra en la figura 56.

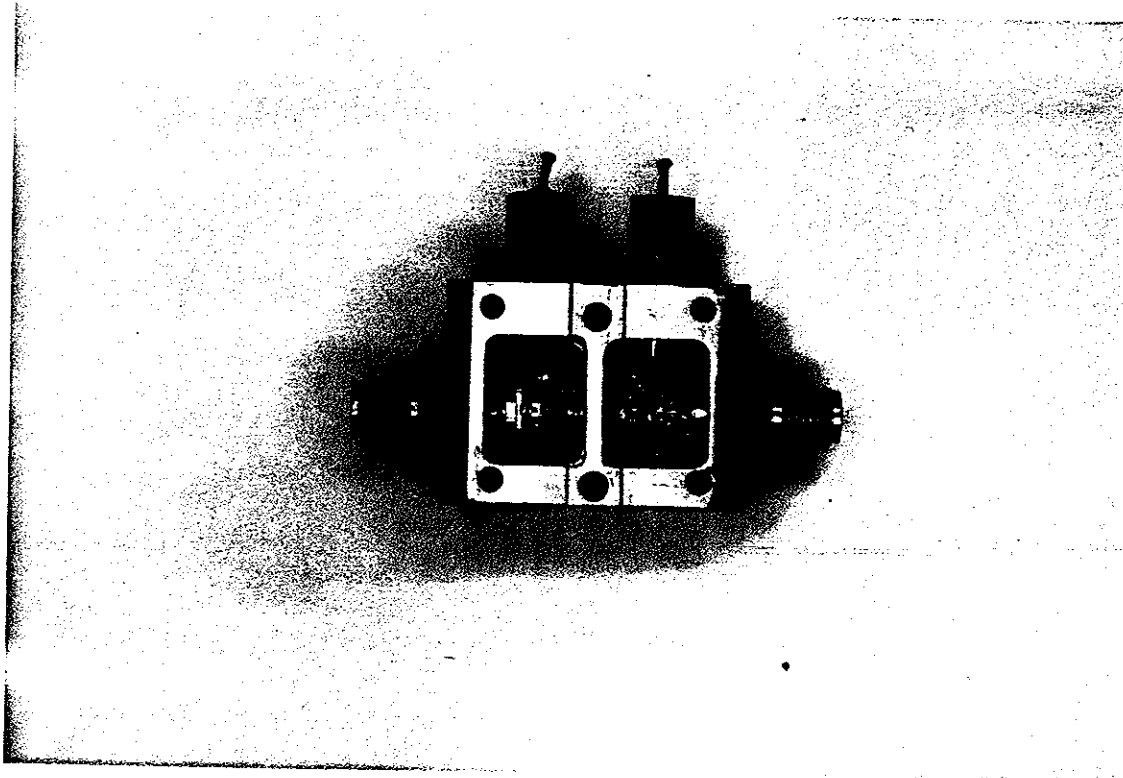


Figura 55. Circuito del amplificador a 14 GHz.

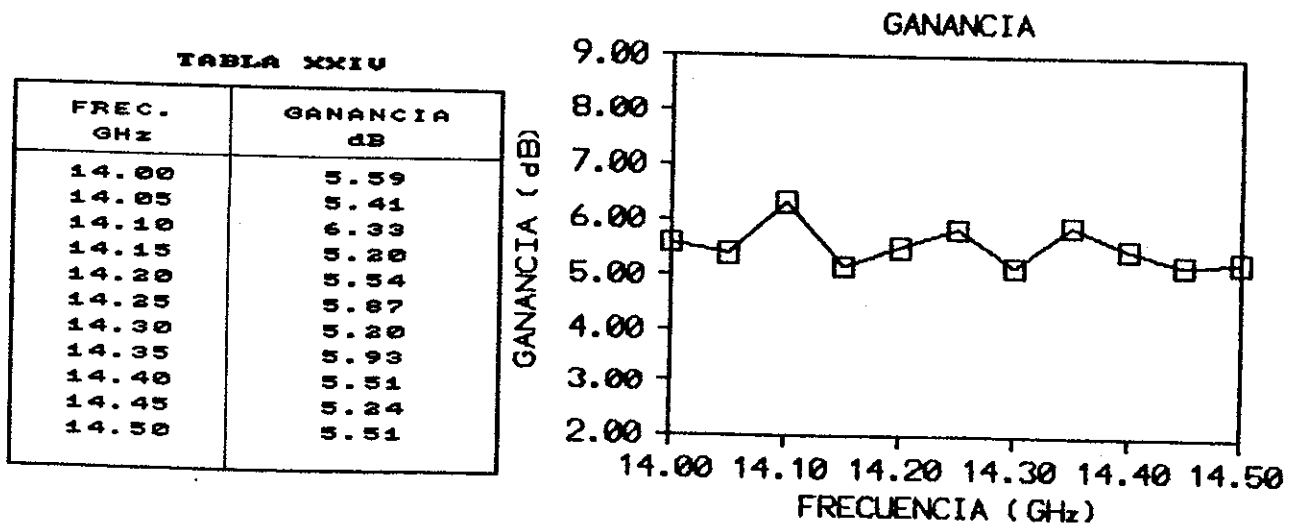


Figura 56. Respuesta del amplificador.

El amplificador construido, presentó  $5.5 \pm 0.565$  dB de ganancia para todo el ancho de banda de operación.

## VI.6 COMPARACION DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS MEZCLADORES CICESE V.S. COMERCIALES.

En la tabla XXV se presentan las características de los mezcladores construidos y se comparan con otros mezcladores existentes en el mercado, los cuáles son manufacturados por compañías de renombre en el ramo de la electrónica de alta frecuencia.

Se puede observar en la tabla XXV que las características de los mezcladores CICESE son similares a las características de los mezcladores comerciales, habiendo tan sólo pequeñas diferencias entre ellos . Las pérdidas por conversión de los mezcladores CICESE son ligeramente mejores que los mezcladores comerciales, en cuanto al aislamiento entre puertos los mezcladores comerciales tienen 1dB más de aislamiento que los mezcladores de CICESE, lo cuál no es una ventaja representativa .

Lo anterior hace que resulte factible la utilización de los mezcladores CICESE en el desarrollo del modulo conversor de frecuencia que será descrito en la siguiente sección.



TABLA XXV

	MEZCLADORES CICESE		RHG MOD DMJH4-18	VARIL MOD DEM - 1800	ADAMS RUSSELL
	BAJADA	SUBIDA			
FRECUENCIA DE OPERACION (GHz)					
OL	12.85 A 13.35	12.85 A 13.35	RF/OL 4 - 18	0.2 - 18	RF/OL 0.5 - 18
RF	11.70 A 12.20	14.00 A 14.50		0.2 - 18	
FI	1.15	1.15	1 - 18	0.5 - 6	0.5 - 8
NIVEL DEL OL	+7 dBm	+7 dBm	+8 dBm	+10 dBm	+8 dBm
PERDIDAS POR CONVERSION	8 dB	9 dB	10 dB	9 dB	9 dB
AISLAMIENTO OL - RF	20 dB	25 dB	22 dB	25 dB	15 dB
OL - FI	11 dB	10 dB	NO INDICADO	25 dB	12 dB
RUIDO	8 dB	9 dB	10 dB	9 dB	9 dB
PUNTO 1 dB DE COMPRESION	+7 dB	+7.5 dB	NO INDICADO	+6 dBm	NO INDICADO
ROE					
OL	1.4	2.5	2.5	NO INDICADO	NO INDICADO
RF	2.5	1.5	2.5	NO INDICADO	NO INDICADO
FI	1.3	1.3	2.5	NO INDICADO	NO INDICADO

## VI.7 MODULO CONVERSION DE FRECUENCIAS

Se ha descrito a lo largo del presente trabajo de tesis cada uno de los elementos integrantes del modulo conversor de frecuencias, mostrando las topologías de cada circuito así como también el comportamiento de ellos bajo condiciones normales de operación. Para finalizar la descripción de este proyecto se muestra en la figura 57 el diagrama a bloques del modulo conversor de frecuencias desarrollado en donde se indican las señales de interés con sus niveles de potencia en cada una de las secciones que lo constituyen (bloques). Estos niveles indicados en el diagrama son el resultado de la prueba final bajo condiciones de operación normal. La figura 58 es una vista del modulo conversor de frecuencias resultado de la integración de los bloques (mezcladores, filtros, oscilador local y amplificador). Las figuras 59 y 60 muestran al conversor de frecuencias durante la prueba final, las señales son registradas simultáneamente mediante un analizador de espectros y un contador de frecuencias. En las figuras 61 y 62 se muestran las señales registradas en la fase final de prueba que corresponden a la conversión de bajada y a la conversión de subida respectivamente

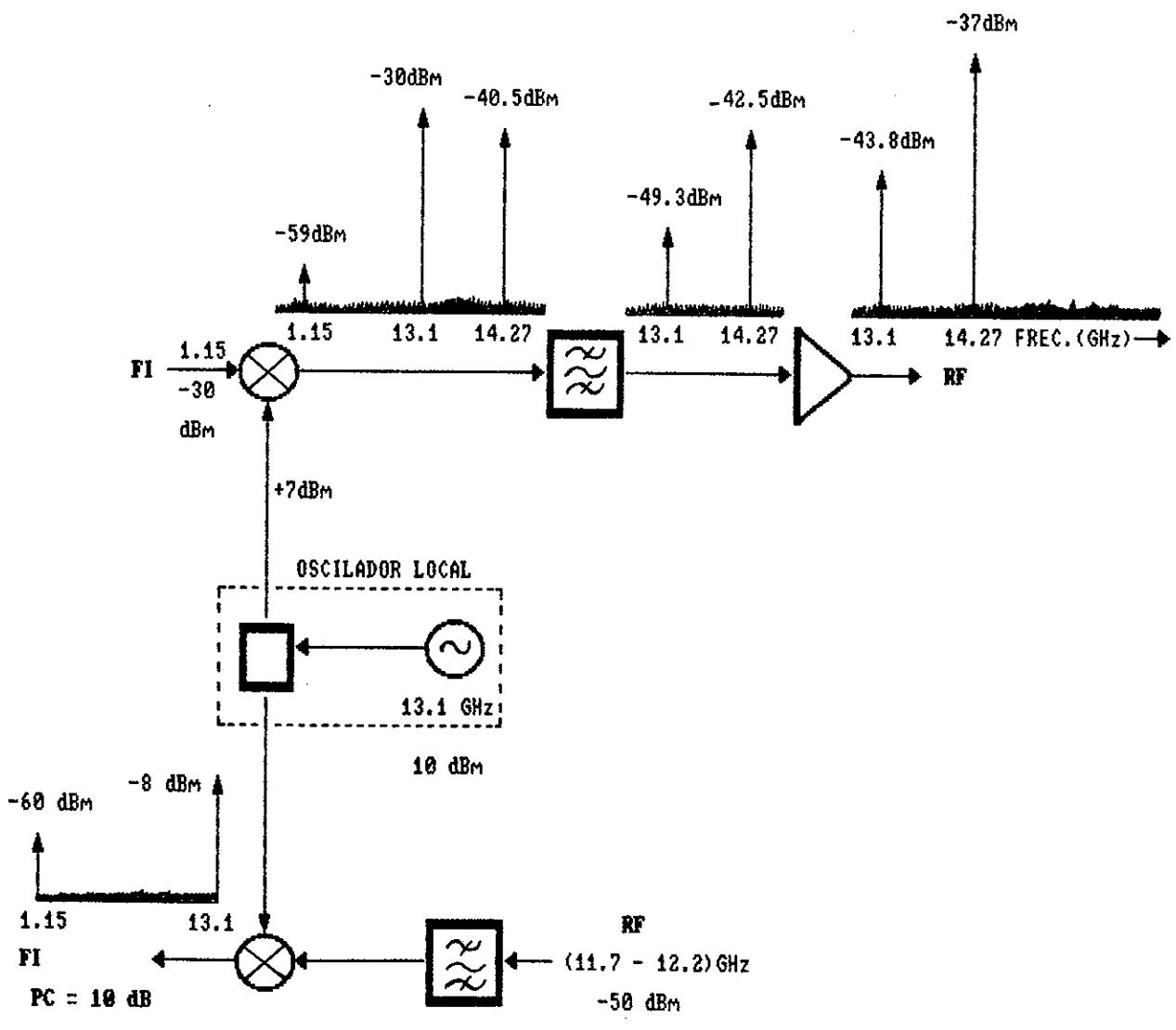


Figura 57. Diagrama a bloques del conversor de frecuencias.

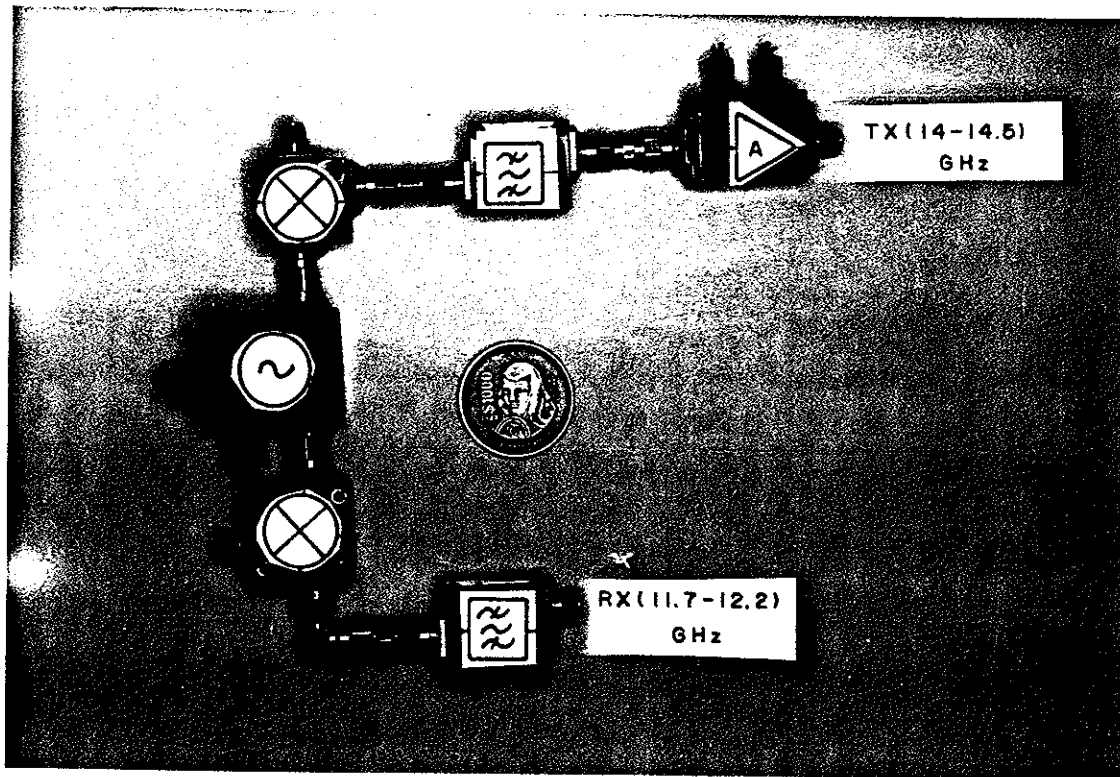


Figura 58. Integración de bloques del modulo conversor de frecuencias.

**SIMBOLOGIA**

**MEZCLADOR**



**OSCILADOR LOCAL**



**FILTRO PASA BANDA**



**AMPLIFICADOR**



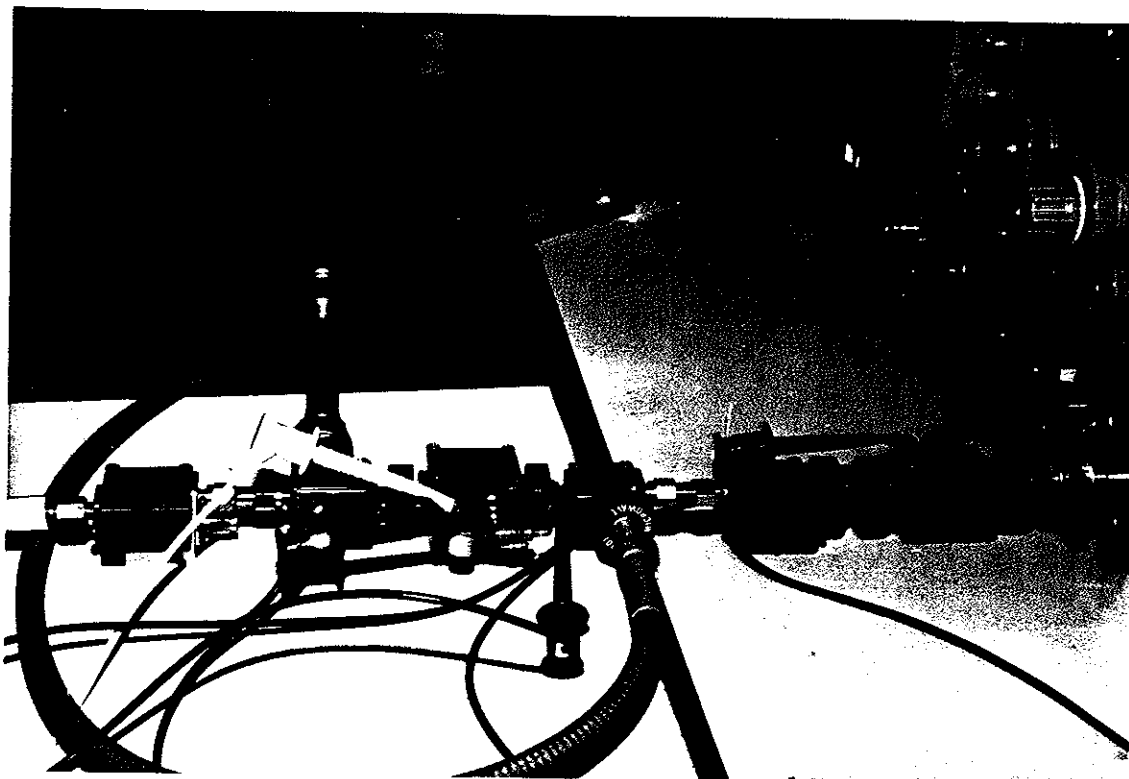


Figura 59 Prueba final del sistema conversor de frecuencia.

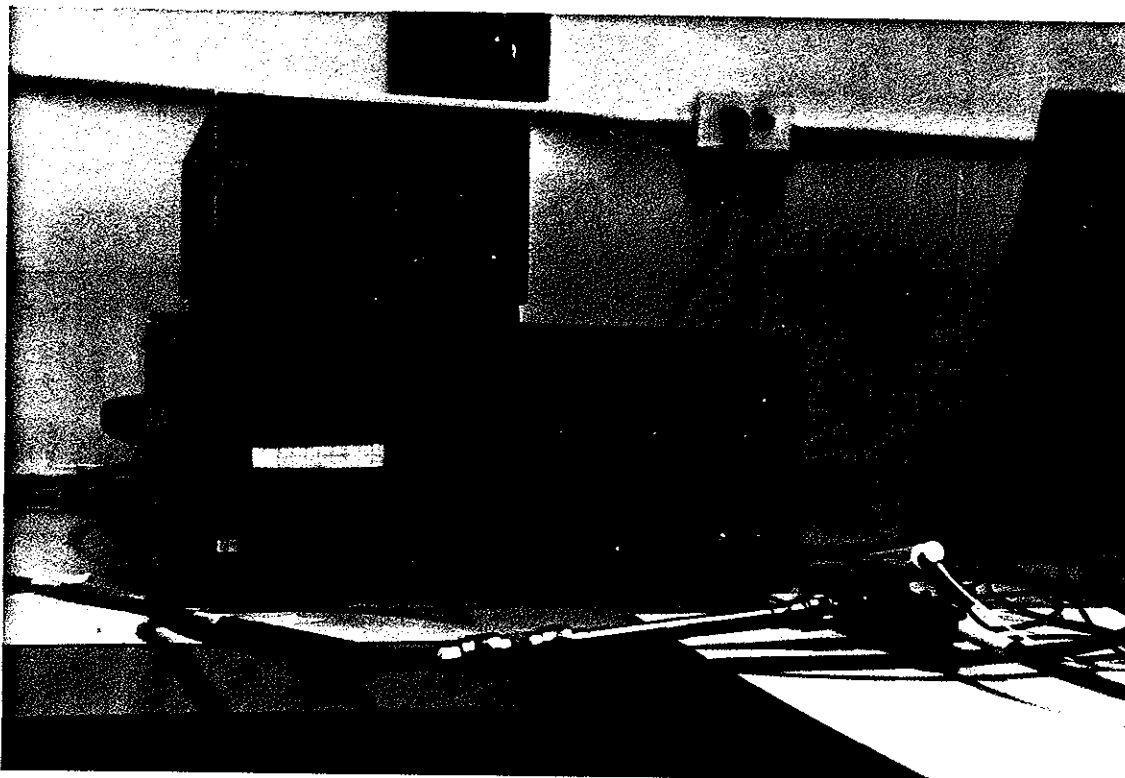


Figura 60 Prueba del sistema conversor de frecuencia.

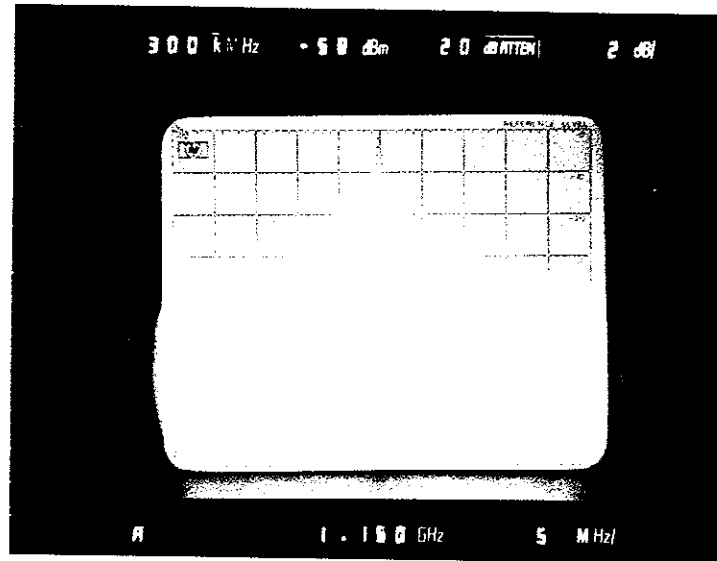


Figura 61. Señal de FI de la etapa de conversión de bajada recepción.

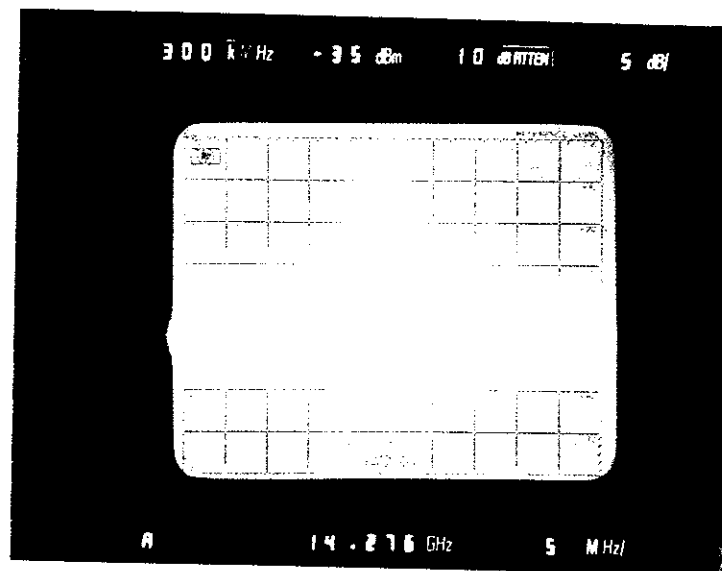


Figura 62. Señal de RF de la etapa de conversión de subida transmisión.

En este capítulo se mostraron los resultados obtenidos de la caracterización en el laboratorio de las componentes integrantes del modulo conversor de frecuencias. Se realizó una comparación de los mezcladores construidos (CICESE) con otros mezcladores comerciales manufacturados por las compañías RHG, VARIL Y ADAMS & ROUSSELL, de la comparación llevada a cabo, se concluye que los mezcladores CICESE tienen características similares a las de los mezcladores comerciales.

El proyecto de tesis finaliza mediante la prueba final del sistema de conversión completo, la cuál es realizada en el banco de prueba del laboratorio, registrando los niveles de la señal en cada una de las secciones (bloques) del modulo conversor, éstas mediciones se indican en un diagrama de flujo en el cuál se han dibujado las señales con su nivel de potencia conque aparecen en cada sección.

En las figuras al final del capítulo se muestra el arreglo experimental utilizado para llevar a cabo la prueba final . Mediante el analizador de espectro se registra la señal de RF que es producida por la conversión de subida y con el contador de frecuencias se registra la señal de FI que es producida por la conversión de bajada.

## VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Durante el desarrollo del presente proyecto de tesis se han logrado importantes contribuciones al campo de las microondas en nuestro País entre las cuáles destacan las siguientes:

- A) Se ha generado el conocimiento y la experiencia en el diseño y construcción de mezcladores, elementos que antes no habían sido desarrollados en los proyectos del grupo de Electrónica de Alta Frecuencia.
- B) Se logró en éste proyecto integrar el trabajo desarrollado para la obtención de amplificadores y osciladores, resultado de la investigación de más de diez años de experiencia por parte del grupo de Electrónica de Alta Frecuencia.
- C) Se ha perfeccionado la tecnología en la fabricación de los circuitos de microondas, los cuáles en éste proyecto tienen precisiones del orden de 97% en promedio.

### CONCLUSIONES

Los objetivos establecidos al inicio del proyecto han sido alcanzados, resolviendo los problemas que se presentaron a lo largo del mismo.

El modulo conversor desarrollado se encuentra listo para interconectarlo con la primera etapa de conversión mostrado



en la figura 1, para que en su conjunto puedan utilizarse como parte del subsistema conversor de frecuencias completo de una estación terrena para transmisión/recepción en la banda "Ku".

#### RECOMENDACIONES

Se recomienda que el prototipo construido se reduzca mediante la fabricación de una tarjeta la cuál contenga a todos los elementos que integran al modulo conversor de frecuencias. Esta tarea no es nada fácil dado que la energía de microondas sufre reflexiones cuando los circuitos no se encuentran perfectamente acoplados entre si. Estas reflexiones provocan severas atenuaciones con lo cuál se reduce la eficiencia del sistema.

La utilización de filtros pasa banda con un número mayor de secciones en la etapa de conversión de subida permitirá que la señal del OL sea mayormente atenuada, lo que asegurará que la señal de RF llegue lo más pura posible al amplificador de potencia para su eficiente transmisión.

En la etapa de conversión de bajada se recomienda el empleo de un filtro pasa bajas con objeto de atenuar totalmente la señal del oscilador local , la cuál puede afectar la señal de FI.

Se recomienda además, que las técnicas de montaje de las componentes (transistores, diodos, capacitores) de microondas se depuren, ya que en la actualidad no se cuenta en el laboratorio con el equipo adecuado para realizar esta tarea.

Lo anterior provoca que en ocasiones no se logren producir buenos contactos eléctricos entre las componentes y el circuito de acoplamiento lo que origina que el comportamiento global de los circuitos no sea el adecuado. El empleo de una microsoldadora termosónica que permita fijar adecuadamente las componentes evitara que éstas se desprendan cuando sean sometidas a vibraciones mecánicas fuertes, aumentando con ello el grado de confiabilidad de los prototipos construidos.

## LITERATURA CITADA

- Adelsek, B.,A. Colguhoun y J.M., Dieudonne. 1989. A Monolithic 60 GHz Diode Mixer In FET Compatible Technology. IEEE. MTT-S Digest. p 99-102.
- Anand, Y. y W.J., Moroney. 1971. Microwave Mixer and Detector Diodes. IEEE. MTT 59 (8), p 82-89.
- Anón, Double Balanced Mixers. Application Notes. Vari-L Company. Denver, Colorado. p 3-20.
- Anón, 1980. Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors. Application Note 963 Hewlett Packard, San Jose, Ca. 5952-049. 8 pp.
- Anón, 1987. Mic.Microwave IF/RF Products. RHG Electronic Laboratory. Inc. Catalog. 200. Deer Park, New York. 112 pp.
- Anón, 1985. Mixers: Different Packaging Gives Price/Performance, Trade offs. MSN. 15 (10), p 113-115.
- Anón, Printed Circuit Balanced Mixer Design and Applications. Application Note 965. Hewlett Packard., Ca. 35 pp.
- Anón, RF & Microwave Signal Processing Components. Application Notes. Anzac. Co. Burlington, Ma. p 231-250.
- Anón, 1986. RF/IF Signal Processing Hand book. Mini-Circuits, Brooklyn, New York. 193 pp.
- Arzeta Armenta, Oscar. 1988. Diseño y Construcción de un Amplificador de Bajo Ruido para Recepción de Señales Vía Satélite en Banda Ku. Tesis de Maestria en Ciencias CICESE. 102 pp.
- Ball, D.W. y L.Q., Bui, 1982. Wideband mm-Wave Mixers for EW Applications. Microwave Journal. 25 (6), p 65-76.
- Bao,J. y Tsui, Y. 1983. Microwave Receivers and Related Components. NTIS. Technical document AB 84-108711.,Springfield, Va. 530 pp.
- Barber, M.R. 1967. Noise Figure and Conversion Loss of the Schottky Barrier Mixer Diode. IEEE. Trans. on MTT 15 (11), p 620 - 635.
- Branka, J. y V., Trifunovic. 1989. A Ku-Band SSB Mixer Microwave Journal. 32 (6), p 153-158.

- Bura, P. 1973. Mic Ku-Band Upconverter IEEE. Trans. on MTT. 21 (3), p 276-281.
- Cantrell, E. 1985. Mixer Noise Figura Concerns and Measurements. RF & Microwave Symposium, Hewlett Packard. 32 pp.
- Dikens, L y D. Maki. 1975. An Integrated Circuit Balanced Mixer, Image and Sum Enhanced. IEEE on MTT. 23 (3), 276-281 pp.
- Graver, R.V. 1979. Basic Microwave Filter Theory Microwave Journal. 22 (8), p 65-71.
- Goldfarb, M.E. 1985. Intermodulation Products. Microwave Journal. 28 (5), p 297-301.
- Hallford, B.R. 1980. Schottky Diodes Up Convert With A Mere 0.25-dB Loss. Microwaves. 19 (4), p 63-68.
- Held, D.N. y A.R. Keer. 1978. Conversion Loss and Noise of Microwave and Millimeter Wave Mixers: Part 1-Theory. IEEE Trans. on MTT. 26 (2), P 49-54.
- Held, D.N. y A.R. Keer. 1978. Conversion Loss and Noise of Microwave and Millimeter Wave Mixers: Part 2-Experiment. IEEE Trans. on MTT. 26 (2), p 55-61.
- Henderson, B. 1981. Mixers Design Considerations Improve Performance. MSN. 3 (2), 103-118 pp.
- Henderson, B. 1989. Mixers in Microwave Systems MSN. 19 (10), pp.
- Kawasaki, R. y M. Akaike. 1978. A Broad-Band Second Harmonic Mixer Covering 76-106 GHz. IEEE Trans. on MTT. 26 (6), p 425-427.
- Kelly, A.J. 1977. Fundamental Limits on Conversion Loss of Double Sideband Resistive Mixers. IEEE Trans. on MTT. 25 (11). P 867 - 869.
- Kipnis, I. 1987. Silicon Bipolar M MIC for Frequency Conversion Applications Up To 20 GHz. IEEE - MTT-S Digest. p 855-858.
- Konishi, Y. K. Venakada, y N. Yazawa. 1974. Simplified 12 GHz. Low-Noise Converter with Mounted Planar Circuit in Waveguide. IEEE Trans. on MTT. 24 (4). p 451-454.

- Kotzian, B y A. Schmidt 1982. Understanding, Specifying and Characterizing Mixers. RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition. Hewlett Packard. Santa Rosa., Ca. 24 pp.
- Kurtz, S.R. 1978. Specifying Mixers As Phase Detectors Microwaves. (1). p 80-87.
- Laverghetta, T.S. 1978. Microwave Measurements and Techniques. Artech House, Inc. Dedham, Ma. 395 pp.
- Lester, J.A. y Ch. M.Jackson. 1987. Diode Phase Shifter and Model in Waveguide. IEEE. MTT-S Digest. p 599-602.
- Low, S. 1987. W-Band Crossbar Mixers Integrated Entirely on a Single-Sided Substrate Yielding 15 GHz. Instantaneous Band Width. IEEE. MTT-S Digest. p 595-597.
- Maas, S.A. 1987. A GaAs MESFET Balanced Mixer With Very Low Intermodulation. IEEE MTT-S Digest. p 895-898.
- Maas, S.A. 1988. A Low Distortion GaAs MESFET Resistive Mixer. Microwave Journal. 31 (3). p 213-220.
- Maas, S.A. 1986. Microwave Mixers, Artech House, Inc. Norwood, Ma. 357 pp.
- Maas, S.A. 1988. Nonlinear Microwave Circuits, Artech House, Inc. Norwood, Ma. 458 pp.
- Matthaei, G. L.Young y E. Jones. 1964. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupled Structures. Mc Graw Hill Book, Co. Artech House Books. Dedham, Ma. 1096 pp.
- Mazilu, T. y A.K., Talwar. 1982. A Harmonic Mixer for the 20-40 GHz Range. IEEE Trans. on MTT 30 (1). p 106-107.
- Medina Monroy, J.L. 1988. Programa Oscila. Comunicación Personal.
- Meier, P.J. 1974. Low-Noise Mixer in Oversided Microstrip for 5mm Band. IEEE Trans. on MTT. 22 (4). p 450-451.
- Meier, P.J. 1979. Printed Circuit Balanced Mixers. Microwave Journal. 22 (8). p 66-68.
- Moore, S.T. 1987. A Dual-Gate MESFET Mixer Using a Simplified Experimental Desing Approach Microwave Journal. 30 (11). p 195-200.

- Neuf, D. y S. Sphorer. 1983. Conventional and New Applications for the Quadrature IF Microwave Mixer. *Microwave Journal*. 26 (1). p 99-109.
- Nocedal, F. 1986. Especificación de Estaciones Terrenas en Banda Ku. Reporte Final. CICESE.
- Ogawa, H. M, Akaike, M. Aikawa y T. Karaki. 1982. a 26 GHz. Band Integrated Circuit of a Double Balanced Mixers and Circulator. *IEEE Trans. on MTT*. 30 (1). p 34-41.
- Palmer Vidal, P. 1987. Diseño y Construcción de un oscilador de Microondas Estabilizado con Resonador Dieléctrico en Banda Ku. Tesis de Maestria en Ciencias CICESE. 103pp.
- Pitzalis, O. y P. Wang. 1987. Simulating the Intermodulation and conversion Loss Characteristics of a Microwave Mixer. *MSN*. 17 (3). p 76-108.
- Putman, J. y R. Puente. 1987. A Monolithic Image-Refection Mixer on GaAs Using Lumped Elements. *Microwave Journal*. 30 (11). p 107-116.
- Käisänen, A.V., D.G., Crété, P.L., Richards y F.L.Lloyd. 1987 a 100 GHz. SIS Quasiparticle Mixer With 10 dB Coupled Gain. *IEEE. MTT-S Digest*. p 929 - 930.
- Rickett, B. 1989. Radio Frequency and Microwave Electronics. Notas del Curso ECE 146 C. University of California. San Diego.
- Sagiura, T. y K.Honjo. 1985. 12 GHz. Banda GaAs Dual Gate MESFET Monolithic Mixers. *IEEE Trans. on MTT*. 33 (2). p 105-110.
- Shipton, G.L. y A.W. Denning. 1989. Millimeter - Wave Block Converters. Watkins. Johnson Co. Tech-Notes. 16 (6). 15 pp.
- Smith, M.A. y A.M., Pavio. 1986. Decade Band Mixer Covers 3.5 to 35 GHz. *Microwave Journal*. 29 (2). p. 163-171.
- Stracca, G.B., F. Aspesi y T. D'arcangelo. 1973. Low-Noise Microwave Down Converter With Optimun Matching at idle Frequencies. *IEEE Trans. on MTT*. 21 (8). p 544-547.
- Sze, S.M. 1981 *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley and Sons., New York. 525 pp.

- Tang, O.S. 1985. Practical Performance of a Microwave Distributed MESFET Mixer. Electronics Letters. 21 (5). p 172-173.
- Thompson, S.D. y A.M. Pavio. 1987. A Monolithic Double Balanced Single Sideband Modulator. IEEE MTT-S Digest. p 899-902.
- Velázquez Ventura, A. 1987. Desarrollo Práctico de un Modulo Transreceptor a 12/14 GHz. ( Banda Ku ) para aplicaciones en comunicación Vía Satélite en México. Proyecto de Tesis Doctoral. CICESE.
- Velázquez Ventura, A., A. Serrano Santoyo y J.L. Medina. 1981. Diseño, Construcción y caracterización de preamplificadores de Bajo Ruido para Microondas. Informe Técnico. F.A. 81-001. CICESE. 61 pp.
- Victor, A. 1985. A Computer Algorithm for Mixer Spurious Analysis. RF Disigng. (6). p 42-47.

APENDICE

DISPOSITIVOS Y MATERIALES UTILIZADOS



## Schottky Barrier Diode Arrays

### FEATURES

- MONOLITHIC ARRAYS
- WIDEBAND OPERATION
- SMALL SIZE
- LOW COST

### DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The ND587 Gallium Arsenide Epitaxial Schottky Barrier Diode series is especially designed for broadband microwave mixer circuit applications. The ND587T is a dual type diode used for single balanced mixers and the ND587R is a quad ring type for double balanced mixers. This series in a monolithic form provides excellent performance, reliability and uniformity for use in low cost, large volume applications.

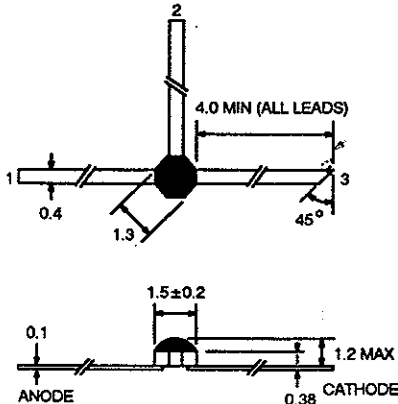
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V <sub>R</sub>	Reverse Voltage	V	4
V <sub>RM</sub>	Peak Reverse Voltage	V	4.4
I <sub>F</sub>	Forward Current	mA	50
I <sub>FM</sub>	Peak Forward Current	mA	150
T <sub>J</sub>	Junction Temperature	°C	150
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to +150
T <sub>SDR</sub>	Soldering Temperature	°C	230*
P <sub>d</sub>	DC Power Dissipation	mW/Junction	75

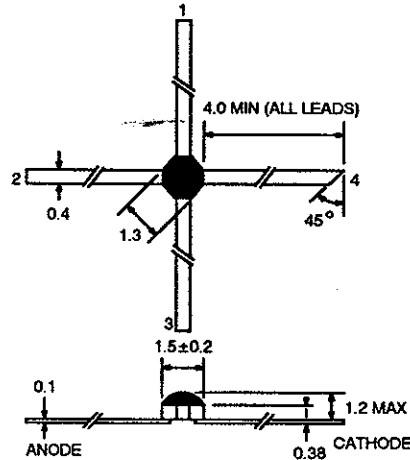
\*One time within 10 seconds.

### PHYSICAL DIMENSIONS (Units in mm)

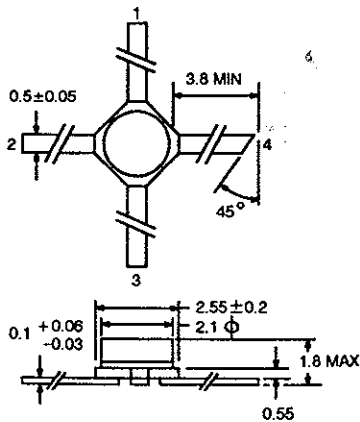
3B PACKAGE



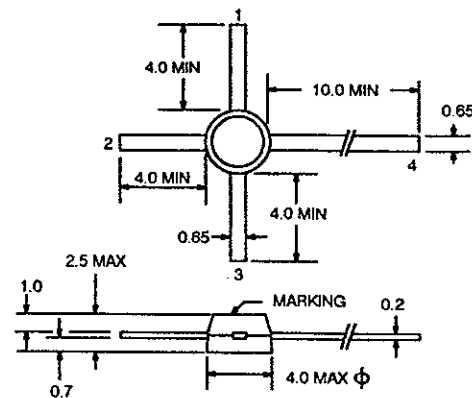
3C PACKAGE



3P PACKAGE

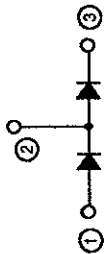


3R PACKAGE

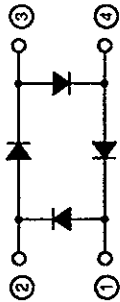


CONFIGURATIONS (Pin Connections)

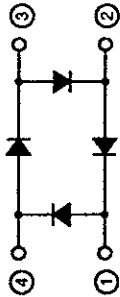
ND587T-3B



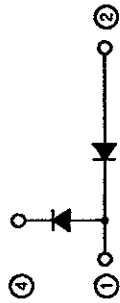
ND587R-3C



ND587R-3P  
ND587R-3R



ND587T-3P  
ND587T-3R

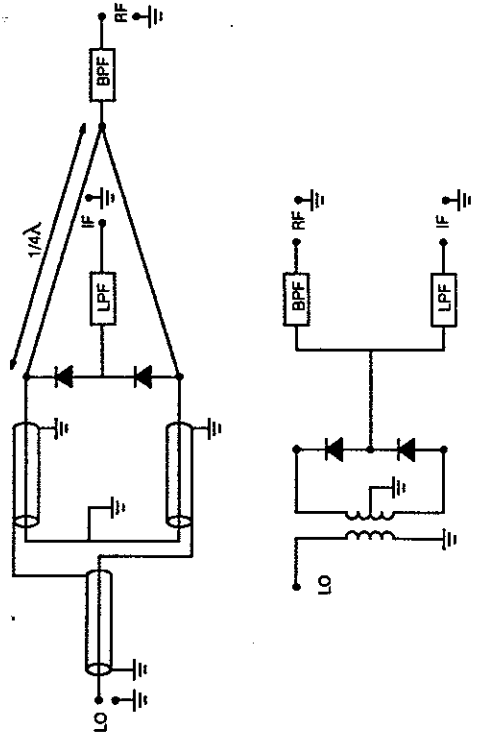
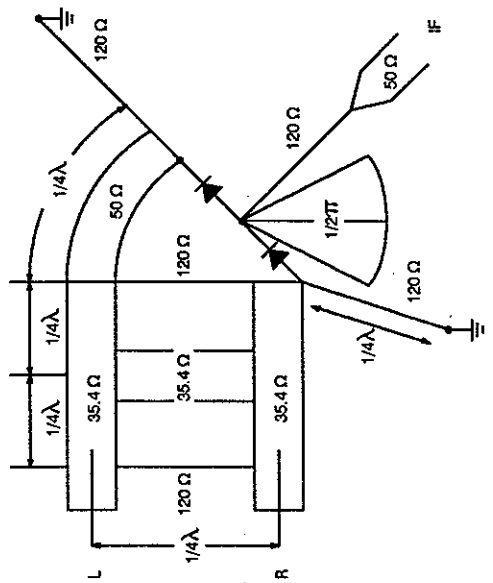


ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C)

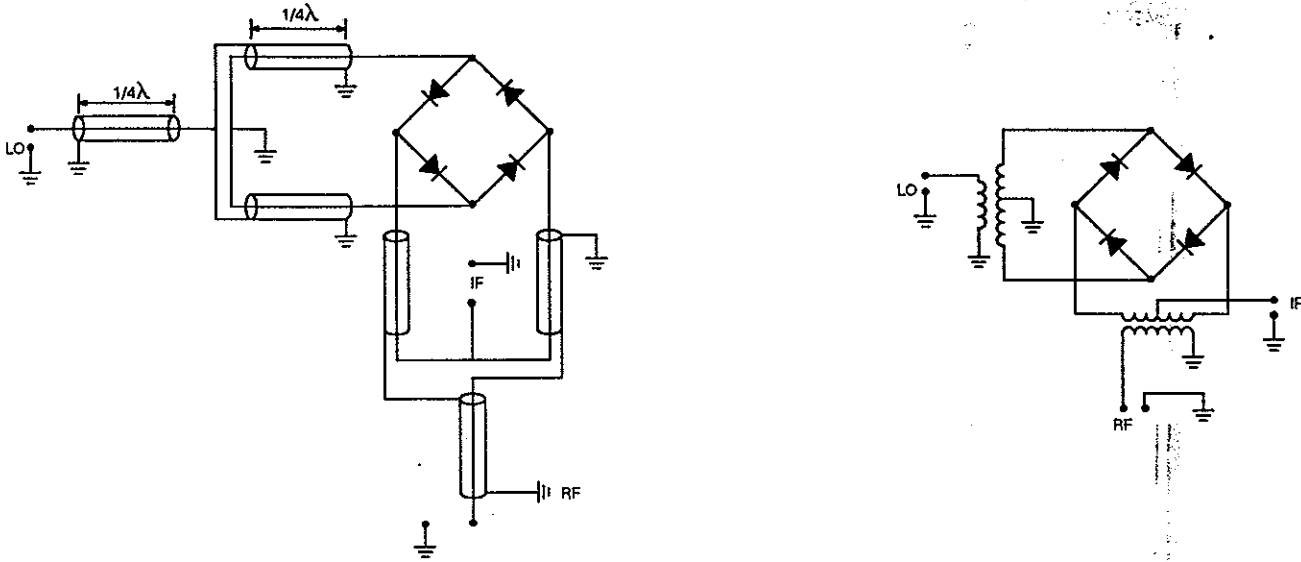
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	ND587T-3B			ND587R-3C			ND587R-3P			ND587T-3P			ND587R-3R			ND587T-3R					
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
V <sub>F1</sub>	Forward Voltage at I <sub>F</sub> = 50 mA	V		1			1		1		1		1		1		1		1		1		
V <sub>F2</sub>	Forward Voltage at I <sub>F</sub> = 1 mA	V		0.67	0.8		0.67	0.8		0.67	0.8		0.67	0.8		0.67	0.8		0.67	0.8		0.67	0.8
ΔV <sub>F2</sub> *	Forward Voltage at I <sub>F</sub> = 1 mA	V		0.02			0.02			0.02			0.02			0.02			0.02			0.02	
C <sub>T</sub> **	Total Capacitance at V <sub>R</sub> = 0, f = 1 MHz	pF		0.22	0.26		0.13	0.18		0.25	0.5		0.25	0.5		0.25	0.5		0.25	0.5		0.25	0.5
ΔC <sub>T</sub> *	Total Capacitance at V <sub>R</sub> = 0, f = 1 MHz	pF		0.05			0.05			0.2			0.2			0.2			0.2			0.2	

\*Difference of V<sub>F</sub>, C<sub>T</sub>  
 \*\*Measurement Terminal:  
 ① - ②, ② - ④ for ND587T-3B  
 ① - ③, ② - ④ for ND587R-3C, ND587R-3P, ND587R-3R  
 ① - ④, ① - ② for ND587T-3P, ND587T-3R

TYPICAL SINGLE BALANCED MIXERS

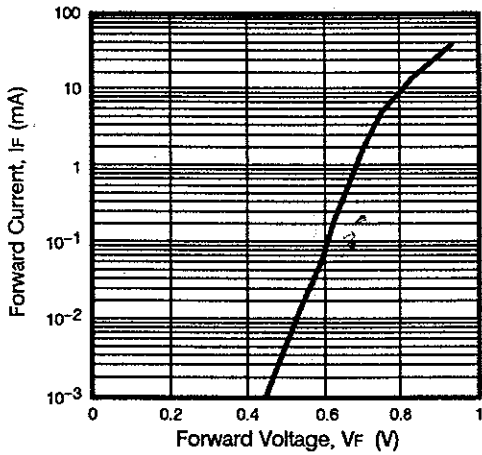


TYPICAL DOUBLE BALANCED MIXER CIRCUIT

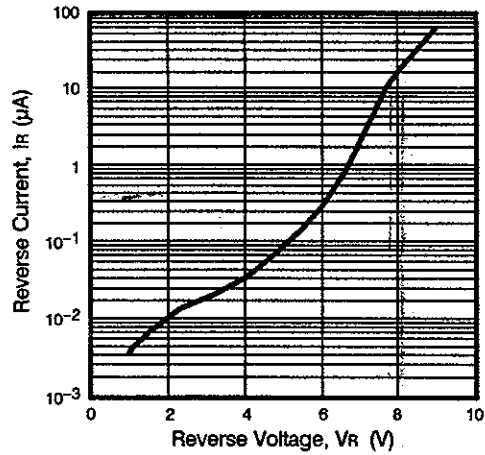


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

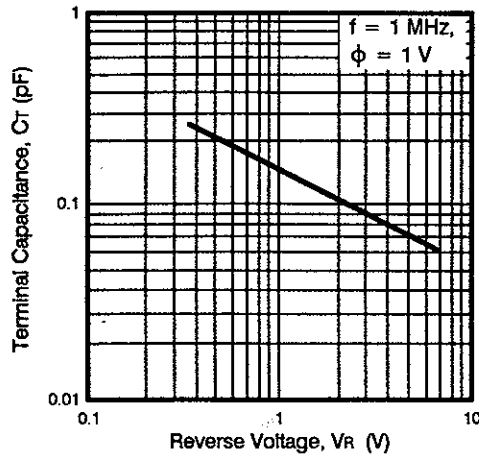
FORWARD CURRENT vs. FORWARD VOLTAGE



REVERSE CURRENT vs. REVERSE VOLTAGE



TERMINAL CAPACITANCE vs. REVERSE VOLTAGE



# ND587, SCHOTTKY BARRIER DIODE ARRAYS

---

EXCLUSIVE AGENT FOR NEC Corporation RF & MICROWAVE SEMICONDUCTOR PRODUCTS—U.S. & CANADA

CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3260 Jay Street • Santa Clara, CA 95054 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393/FAX (408) 888-0279

## PRELIMINARY

# Low Noise Ku-K Band GaAs MESFET

### FEATURES

- VERY HIGH  $f_{MAX}$ : 90 GHz
- LOW NOISE FIGURE
- HIGH ASSOCIATED GAIN
- 0.3 MICRON RECESSED GATE
- N+ CONTACT LAYER (Triple Epitaxial Technology)
- PROVEN RELIABILITY AND STABILITY

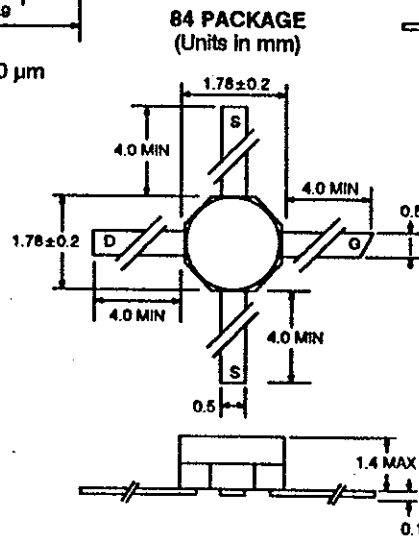
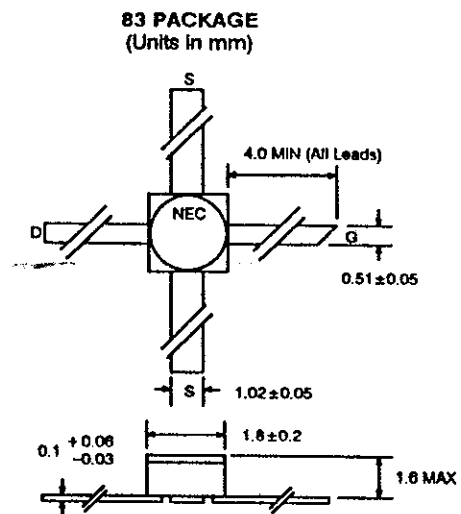
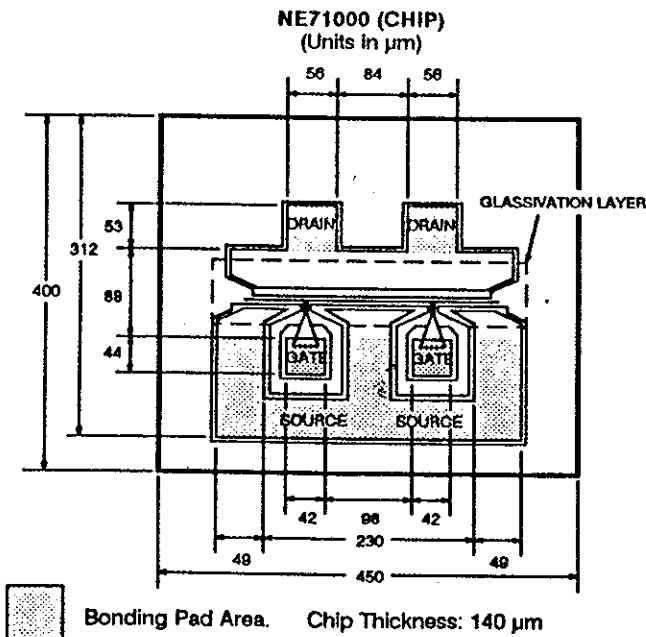
### DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE710 series features a low noise figure and high associated gain thru K-band by employing a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology.

The device is available in chip form (NE71000). The surface of the device, except for the bonding pads, is passivated with SiO<sub>2</sub> and SiN<sub>4</sub> for scratch protection as well as surface stabilization. The NE71083 is a low cost device for industrial and military applications, and the NE71084 is a low cost device for consumer applications.

Several versions of NE71083 and NE70184 are available. Noise figure and gain of the NE71083 and NE70184 are specified at 12 GHz. The noise figure and gain of the NE71083-06, -07, -08 and the NE71084-06, -08 are specified at 4 GHz.

### PHYSICAL DIMENSIONS



PERFORMANCE SPECIFICATIONS (T<sub>A</sub> = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 83			NE71083-06 2SK406-06 83			NE71083-07 2SK406-07 83			NE71083-08 2SK406-08 83			NE71084 2SK609 84			NE71084-06 2SK609-06 84			NE71084-08 2SK609-08 84		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f <sub>MAX</sub>	Maximum Frequency of Oscillation at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 30 mA	GHz	90			90			90			90			90			90			90			90		
MAG	Maximum Available Gain <sup>2</sup> at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 20 mA	dB				17.0																				
	f = 4 GHz	dB				17.0																				
	f = 8 GHz	dB				15.0																				
	f = 12 GHz	dB				12.0																				
	f = 18 GHz	dB				8.5																				
NF <sub>OPT</sub>	Optimum Noise Figure <sup>3</sup> at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA	dB				0.6																				
	f = 4 GHz	dB				0.6																				
	f = 8 GHz	dB				1.0																				
	f = 12 GHz	dB				1.5		1.8																		
	f = 18 GHz	dB				2.1																				
	f = 26 GHz	dB				3.5																				
GA	Associated Gain at Optimum Noise Figure at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA	dB				13.0																				
	f = 4 GHz	dB				13.0																				
	f = 8 GHz	dB				11.0																				
	f = 12 GHz	dB				8.0																				
	f = 18 GHz	dB				7.0																				
	f = 26 GHz	dB				5.5																				
P <sub>1dB</sub>	Output Power at 1 dB Compression Point at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA	mW				6.0																				
	f = 4 GHz	mW				6.0																				
	f = 12 GHz	mW				6.0																				

Notes:

1. Electronic Industrial Association of Japan.

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

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

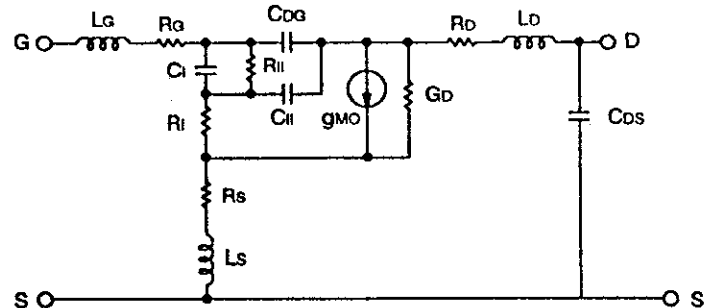
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (TA = 25°C)

PART NUMBER EIAJ <sup>1</sup> REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 83			NE71084 2SK609 84		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I <sub>DSS</sub>	Drain Current at V <sub>DS</sub> = 3 V, V <sub>GS</sub> = 0	mA	20	40	120	20	40	120	20	40	120
V <sub>P</sub>	Pinch-off Voltage at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>D</sub> = 0.1 mA	V	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5
g <sub>M</sub>	Transconductance at V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>D</sub> = 10 mA	mS	20	50	100	20	50	100	20	50	100
I <sub>GS</sub>	Gate to Source Leakage Current at V <sub>GS</sub> = -5 V	μA		1.0	10		1.0	10		1.0	10
R <sub>TH</sub>	Thermal Resistance (channel to case)	°C/W			190 <sup>2</sup>			450			450
P <sub>T</sub>	Total Power Dissipation	mW			400			270			270

**Notes:**

1. Electronic Industrial Association of Japan.
2. R<sub>TH</sub> for chip mounted on a copper heatsink.

**EQUIVALENT CIRCUIT**



COMPONENT VALUE

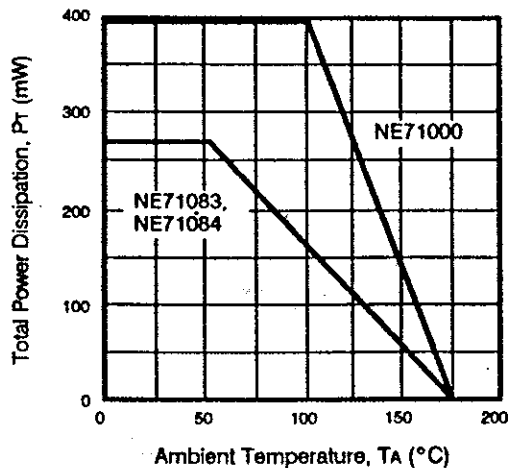
Lg	0.005 nH
Rg	2.00 Ω
Ci	0.28 pF
Ri	1.6 Ω
Cii	0.064 pF
Rii	1 M Ω
Rs	1.5 Ω
Ls	0.001 nH
Cdg	0.033 pF
Rd	1.5 Ω
Ld	0.005 nH
Cds	0.03 pF
gmo	48.0 mS
Gd	1.5 mS

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** (TA = 25°C)

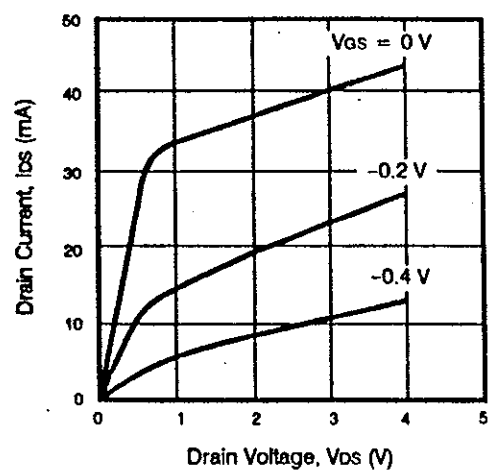
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V <sub>DS</sub>	Drain to Source Voltage	V	5.0
V <sub>GS</sub>	Gate to Source Voltage	V	-6.0
I <sub>D</sub>	Drain Current	mA	120
P <sub>IN</sub>	RF Input Power	mW	40
T <sub>CH</sub>	Channel Temperature	°C	175
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to +175

**TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS** (TA = 25°C)

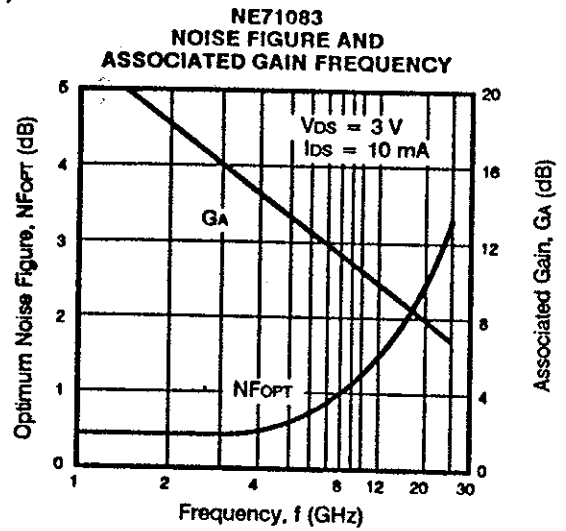
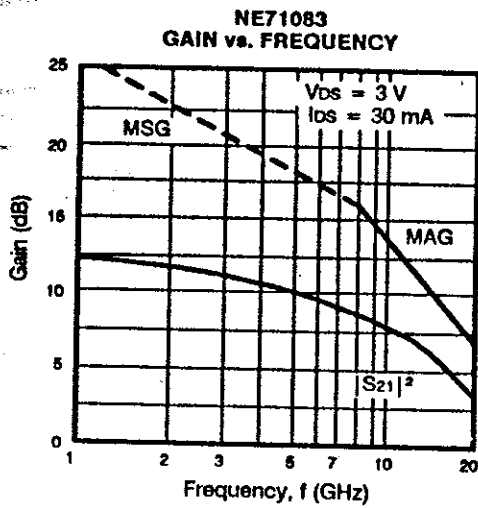
**POWER DERATING CURVE**



**DC PERFORMANCE**



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (TA = 25°C)



TYPICAL NOISE PARAMETERS

NE71000  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	$\Gamma_{opt}$	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.50	.90 $\angle$ 12	0.57
2.0	0.55	.85 $\angle$ 21	0.51
4.0	0.60	.75 $\angle$ 40	0.44
6.0	0.80	.69 $\angle$ 55	0.38
8.0	1.00	.62 $\angle$ 70	0.33
10.0	1.30	.56 $\angle$ 85	0.28
12.0	1.60	.52 $\angle$ 99	0.24
14.0	1.90	.49 $\angle$ 114	0.20
16.0	2.20	.47 $\angle$ 127	0.18
18.0	2.50	.45 $\angle$ 140	0.16

NE71083  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

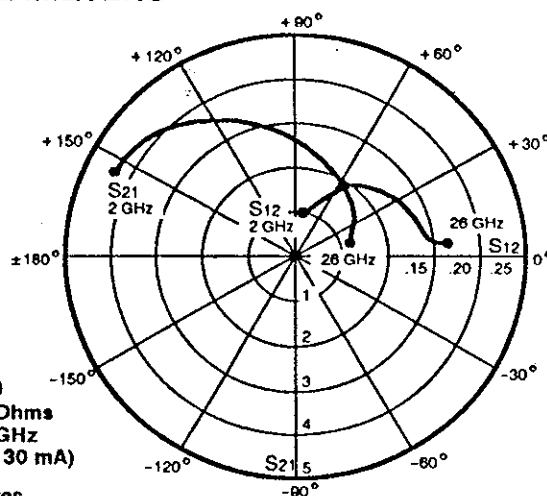
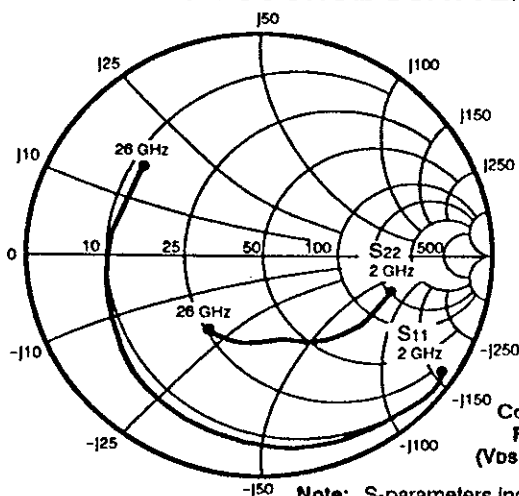
FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	$\Gamma_{opt}$	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.45	.90 $\angle$ 17	0.65
2.0	0.55	.84 $\angle$ 40	0.57
4.0	0.60	.72 $\angle$ 79	0.48
6.0	0.80	.62 $\angle$ 112	0.39
8.0	1.00	.56 $\angle$ 143	0.33
10.0	1.35	.50 $\angle$ 168	0.28
12.0	1.60	.46 $\angle$ -165	0.24
14.0	1.90	.43 $\angle$ -140	0.20
16.0	2.10	.40 $\angle$ -112	0.18
18.0	2.70	.40 $\angle$ -84	0.16

NE71084  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	$\Gamma_{opt}$	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.50	.90 $\angle$ 17	0.50
2.0	0.55	.85 $\angle$ 37	0.47
4.0	0.60	.71 $\angle$ 85	0.43
6.0	0.80	.61 $\angle$ 127	0.35
8.0	1.00	.54 $\angle$ 165	0.30
10.0	1.30	.52 $\angle$ -158	0.25
12.0	1.60	.51 $\angle$ -124	0.20



TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



NE71000  
Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA)

Note: S-parameters include bond wires.

- Gate: Total 2 wire (s), 1 per bond pad, 0.015" long each wire.
- Drain: Total 2 wire (s), 1 per bond pad, 0.011" long each wire.
- Source: Total 4 wire (s), 2 per side, 0.008" long each wire.
- Wire: 0.0008" Diameter, Gold.

S-MAGN AND ANGLES:

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA

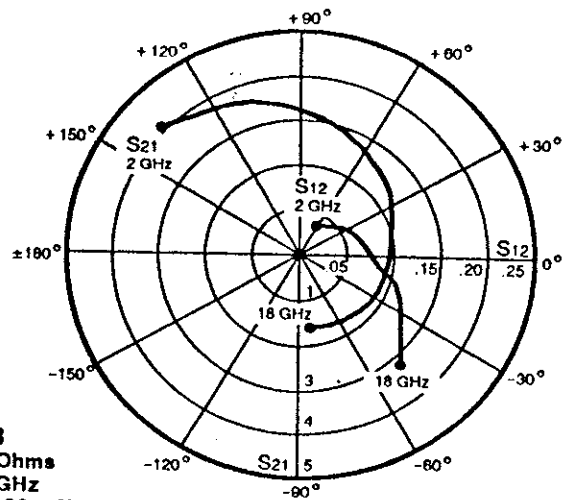
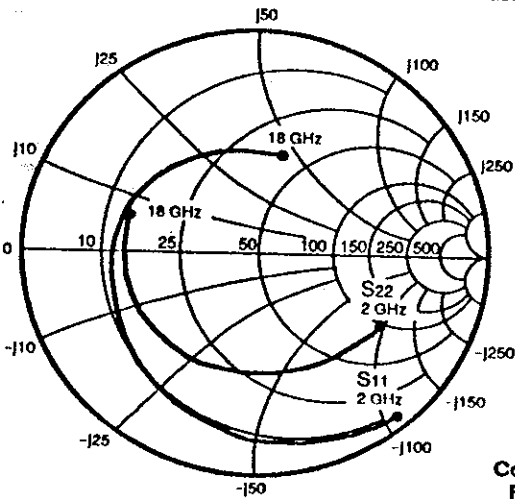
FREQUENCY (GHz)

FREQUENCY (GHz)	S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>
2.0	.98 -29	3.23 157	.06 72	.65 -16
3.0	.94 -43	3.14 145	.08 65	.64 -24
4.0	.92 -57	3.00 135	.10 56	.60 -32
5.0	.90 -70	2.84 125	.12 49	.59 -38
6.0	.89 -80	2.67 117	.14 43	.58 -44
7.0	.87 -91	2.53 108	.15 36	.57 -50
8.0	.84 -100	2.39 99	.16 30	.54 -55
9.0	.83 -107	2.23 92	.16 26	.54 -58
10.0	.82 -116	2.12 86	.17 23	.53 -64
11.0	.78 -124	2.01 78	.17 18	.50 -67
12.0	.77 -130	1.92 72	.17 17	.50 -70
13.0	.74 -138	1.82 65	.18 13	.48 -74
14.0	.73 -146	1.73 59	.18 10	.47 -78
15.0	.71 -154	1.68 54	.19 6	.48 -83
16.0	.69 -161	1.60 47	.19 4	.47 -90
17.0	.67 -167	1.51 43	.19 -1	.47 -96
18.0	.67 -172	1.47 39	.19 -3	.47 -99
19.0	.66 -176	1.41 35	.18 -6	.46 -103
20.0	.66 180	1.37 31	.18 -8	.47 -104
21.0	.66 176	1.32 26	.17 -7	.47 -106
22.0	.65 171	1.27 22	.17 -8	.48 -107
23.0	.64 167	1.21 19	.17 -7	.47 -109
24.0	.63 162	1.19 15	.18 -7	.47 -112
25.0	.63 155	1.14 11	.18 -7	.47 -115
26.0	.64 148	1.10 6	.19 -9	.46 -123

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA

FREQUENCY (GHz)	S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>
2.0	.97 -34	4.35 155	.05 70	.58 -18
3.0	.92 -50	4.14 142	.07 63	.56 -26
4.0	.90 -65	3.88 131	.09 55	.53 -35
5.0	.87 -79	3.61 121	.10 48	.51 -40
6.0	.87 -90	3.36 114	.12 42	.50 -47
7.0	.85 -101	3.14 105	.12 34	.49 -53
8.0	.81 -110	2.93 97	.12 30	.46 -57
9.0	.80 -118	2.71 89	.13 27	.46 -59
10.0	.80 -126	2.55 84	.13 24	.46 -65
11.0	.76 -134	2.40 77	.13 21	.43 -67
12.0	.74 -140	2.28 70	.13 20	.43 -70
13.0	.73 -148	2.14 64	.14 17	.41 -74
14.0	.71 -156	2.02 59	.14 16	.40 -78
15.0	.70 -163	1.94 54	.14 14	.42 -83
16.0	.69 -170	1.86 48	.15 12	.41 -90
17.0	.67 -176	1.74 44	.15 9	.41 -96
18.0	.66 -180	1.69 40	.15 6	.41 -99
19.0	.66 176	1.62 37	.15 5	.41 -103
20.0	.66 172	1.58 33	.15 5	.42 -104
21.0	.66 168	1.52 29	.14 5	.42 -106
22.0	.65 164	1.47 25	.15 5	.43 -106
23.0	.64 159	1.38 21	.14 7	.42 -109
24.0	.63 155	1.37 18	.16 8	.42 -111
25.0	.63 149	1.30 13	.16 8	.41 -114
26.0	.65 142	1.25 8	.17 4	.42 -122

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



NE71083  
Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA)

S-MAGN AND ANGLES:

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA

FREQUENCY (GHz)

	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
2.0	.96	-45	3.20	138	.05	59	.68	-31
3.0	.92	-64	2.95	121	.06	46	.66	-45
4.0	.88	-84	2.77	101	.07	33	.64	-59
5.0	.82	-102	2.56	86	.08	21	.61	-72
6.0	.79	-118	2.37	69	.09	11	.60	-84
7.0	.75	-134	2.20	54	.09	2	.60	-96
8.0	.73	-148	2.04	41	.09	-3	.60	-106
9.0	.71	-160	1.92	27	.09	-10	.60	-116
10.0	.68	-173	1.78	17	.09	-12	.60	-126
11.0	.67	176	1.70	5	.09	-17	.61	-134
12.0	.64	163	1.65	-9	.09	-22	.61	-143
13.0	.61	152	1.56	-20	.09	-24	.61	-152
14.0	.59	140	1.51	-31	.10	-27	.61	-160
15.0	.57	128	1.47	-45	.10	-33	.61	-169
16.0	.54	114	1.47	-54	.11	-35	.61	-178
17.0	.52	99	1.45	-69	.12	-45	.60	172
18.0	.50	85	1.41	-81	.14	-52	.59	160

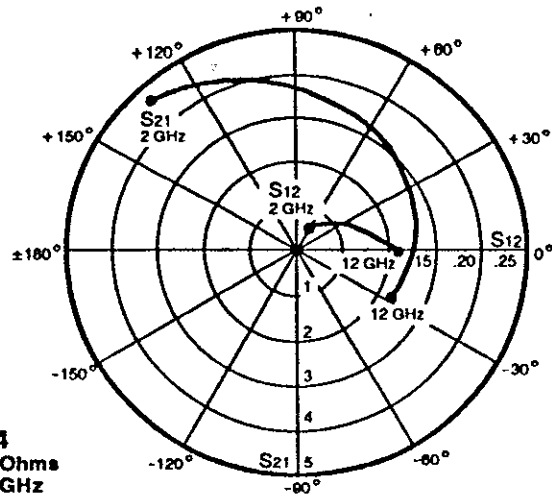
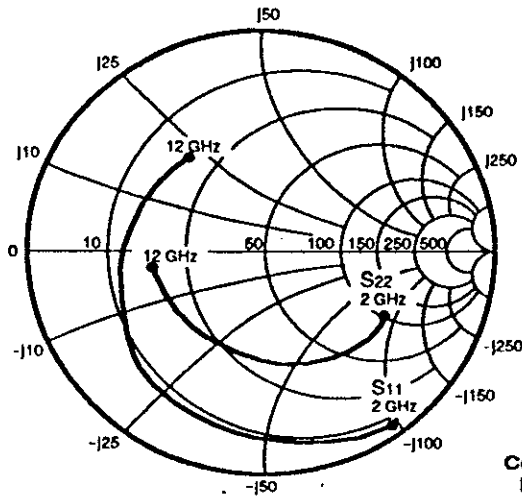
V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA

2.0	.95	-48	3.88	136	.04	59	.63	-32
3.0	.90	-68	3.52	119	.05	47	.61	-45
4.0	.85	-88	3.29	99	.07	35	.59	-59
5.0	.79	-106	2.98	84	.07	24	.56	-72
6.0	.76	-123	2.74	67	.08	16	.55	-84
7.0	.72	-138	2.53	52	.08	8	.55	-97
8.0	.70	-151	2.33	40	.08	4	.55	-107
9.0	.67	-164	2.17	26	.08	-2	.56	-117
10.0	.65	-176	2.01	16	.08	-3	.56	-128
11.0	.63	173	1.92	4	.08	-7	.57	-136
12.0	.60	160	1.84	-10	.09	-12	.57	-146
13.0	.57	149	1.75	-21	.09	-15	.58	-155
14.0	.55	137	1.69	-31	.10	-20	.58	-164
15.0	.53	125	1.63	-45	.11	-26	.59	-173
16.0	.50	111	1.64	-55	.12	-31	.59	178
17.0	.48	96	1.60	-69	.14	-42	.59	167
18.0	.47	82	1.58	-82	.15	-50	.59	155

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA

2.0	.95	-49	4.18	136	.04	59	.62	-31
3.0	.89	-70	3.78	118	.05	47	.60	-45
4.0	.84	-91	3.49	98	.06	35	.58	-58
5.0	.78	-109	3.15	83	.07	26	.55	-71
6.0	.74	-126	2.91	66	.07	17	.55	-82
7.0	.71	-141	2.66	51	.07	11	.55	-94
8.0	.68	-155	2.45	39	.08	6	.55	-104
9.0	.66	-168	2.27	25	.08	2	.56	-114
10.0	.63	-180	2.10	15	.08	1	.56	-123
11.0	.62	169	2.00	3	.08	-3	.57	-131
12.0	.59	156	1.93	-11	.09	-8	.57	-140
13.0	.56	145	1.82	-22	.09	-10	.58	-149
14.0	.54	133	1.75	-33	.10	-16	.58	-157
15.0	.52	121	1.69	-47	.11	-22	.59	-165
16.0	.49	107	1.67	-56	.12	-27	.59	-174
17.0	.47	92	1.64	-70	.14	-38	.58	176
18.0	.46	78	1.61	-82	.15	-45	.58	164

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



NE71084  
Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA)

S-MAGN AND ANGLES:

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA

FREQUENCY (GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
2.0	.94	-49	3.48	136	.04	59	.65	-31
3.0	.94	-70	3.36	118	.06	45	.64	-45
4.0	.86	-92	2.99	97	.07	33	.61	-61
5.0	.81	-108	2.71	82	.07	25	.57	-73
6.0	.79	-126	2.56	64	.08	15	.57	-86
7.0	.71	-142	2.40	48	.08	7	.53	-100
8.0	.66	-155	2.28	36	.08	4	.51	-110
9.0	.61	-171	2.19	23	.09	2	.49	-123
10.0	.59	172	2.17	8	.09	-3	.48	-139
11.0	.57	154	2.08	-9	.10	-11	.49	-157
12.0	.55	137	1.94	-23	.10	-11	.51	-173

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA

FREQUENCY (GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
2.0	.93	-52	4.29	134	.04	60	.60	-31
3.0	.92	-75	4.03	115	.05	47	.59	-45
4.0	.83	-97	3.51	94	.06	35	.55	-60
5.0	.78	-113	3.16	79	.06	29	.52	-73
6.0	.75	-131	2.94	62	.07	21	.52	-85
7.0	.67	-147	2.74	47	.07	16	.49	-98
8.0	.62	-161	2.58	34	.08	14	.47	-108
9.0	.57	-176	2.47	21	.08	12	.44	-119
10.0	.56	166	2.41	6	.09	8	.44	-135
11.0	.54	148	2.30	-11	.10	-1	.46	-154
12.0	.52	130	2.10	-24	.11	-3	.47	-169

V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 30 mA

FREQUENCY (GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
2.0	.92	-54	4.67	133	.03	60	.59	-31
3.0	.90	-77	4.40	114	.05	47	.57	-45
4.0	.81	-100	3.83	93	.05	37	.54	-60
5.0	.75	-116	3.43	77	.06	31	.51	-72
6.0	.72	-134	3.19	60	.06	24	.51	-84
7.0	.65	-150	2.93	44	.07	19	.48	-96
8.0	.60	-164	2.75	32	.07	18	.46	-105
9.0	.55	-180	2.60	19	.08	16	.45	-118
10.0	.54	163	2.52	4	.09	11	.44	-134
11.0	.53	145	2.38	-12	.10	1	.46	-153
12.0	.50	127	2.25	-26	.10	-1	.46	-168

# NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

---

EXCLUSIVE AGENT FOR NEC Corporation RF & MICROWAVE SEMICONDUCTOR PRODUCTS—U.S. & CANADA

CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3260 Jay Street • Santa Clara, CA 95054 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393/FAX (408) 988-0279

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE-570

PRINTED IN U.S.A. • 5M-1-88

### **RT/duroid® 6010.5 Ceramic Polytetrafluoroethylene Composite**

RT/duroid 6010.5 ceramic-PTFE composite laminate is designed for electronic and microwave circuit applications requiring a high dielectric constant.

RT/duroid 6010.5 has a  $10.5 \pm .25$  dielectric constant.

RT/duroid 6010.5 material features ease of fabrication and stability in use. It has close dielectric constant control, nearly isotropic electrical properties, low moisture absorption and good thermal stability. Strain relief after foil removal is low and uniform.

Typically, .050"-thick laminates clad with 1 oz. foil—when etched free of copper—will shrink 1.3mm/m in the X direction and 1.5mm/m in the Y direction.

The laminate is normally supplied clad both sides with 34 $\mu$ m (1 oz. per ft<sup>2</sup>) electro-deposited copper foil. Other thicknesses of copper foil cladding are available. Cladding with rolled copper is also available for more critical electrical applications.

Close tolerance dielectric thicknesses of 1.100, .050, .025, .010, .005 inch (2.54, 1.27, 0.64, 0.25, 0.13mm respectively) are available. Cladding with thick aluminum or copper plate on one of the sides may also be specified. Peel strength after solder float per MULO-P-13949 is typically 7 lbs./in. with a specified minimum of 4.0 lbs./in. when clad with electro-deposited copper.

When ordering RT/duroid 6010.5 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electro-deposited copper foil, and weight of copper foil required.

## RT/duroid 6010.5

PROPERTY	TEST METHOD	CONDITION	UNITS[1]	DIRECTION	TYPICAL VALUE
Dielectric constant, $\epsilon_r$	Adapted ASTM D3380, 10 GHz	A	—	Z	10.5 ± .25, spec.
Thermal coefficient of expansion	Adapted ASTM D3380, 10 GHz	-50 to 170°C	ppm/°C	Z	-370
Dissipation factor, tan $\delta$	Adapted ASTM D3380, 10 GHz	A	—	Z	.0028 max., spec. .0015 typical
Tensile modulus	ASTM D638 (0.1/min. strain rate)	A	MPa (kpsi)	X Y	931 (135) 559 (81)
ultimate stress		A	MPa (kpsi)	X Y	17 (2.4) 13 (1.9)
ultimate strain		A	%	X Y	9 to 15 7 to 14
Compression modulus	ASTM D695 (.05/min. strain rate)	A	MPa (kpsi)	Z	2144 (311)
ultimate stress			MPa (kpsi)	Z	47 (6.9)
ultimate strain			%	Z	25
Flexural modulus	ASTM D790	A	MPa (kpsi)	X Y	4364 (633) 3751 (544)
ultimate stress			MPa (kpsi)	X Y	36 (5.2) 32 (4.4)
Deformation under load	ASTM D621	24 hr/50°C/7MPa 24 hr/150°C/7MPa	%	Z	0.26
Water absorption	ASTM D570	24 hr/23°C, .050" thick. 48 hr/50°C, .050" thick.	%	Z	1.37
Specific gravity	ASTM D792		%		0.1
Specific heat	Calculated		J/g/K (BTU/lb/°F)		2.9
Thermal conductivity	Rogers TR 2721	23 to 100°C	W/m/K (BTU in/ft²/hr/°F)	Z	1.00 (.239) 0.41 (2.87)
Thermal expansion	ASTM D3386 (5 K/min.)	-100°C -50	mm/m	→	X Y Z -2.8 -3.0 -3.4 -2.0 -2.1 -2.6
		10 75			-0.8 -0.8 -1.1 1.0 1.0 0.7
		150 250			2.2 2.2 1.7 3.7 3.8 4.3
		315			5.0 5.1 8.4

(Values given are total change from a base temperature of 35°C)

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

Tests were at 23°C unless otherwise noted.

References: APR 4022:44; DJS 4019:27-32; TR 2610.

RT/duroid® microwave laminate is a registered trademark of Rogers Corporation.

Revised 3/83

Supersedes 9/82