



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE  
BAJA CALIFORNIA

ESCUELA DE INGENIERIA  
UNIDAD ENSENADA

TEMA:

**CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN  
OSCILADOR DE MICROONDAS A LA  
FRECUENCIA DE 4.09 GHz.**

Tesis Profesional

que para obtener el título de

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

Presenta:

JOSÉ ANTONIO RAMOS GARCÍA

Ensenada, B. C. México Noviembre 1997



# DEDICATORIA

a mis padres

José Ramos Villanueva y María Esther García Avalos

## AGRADECIMIENTOS.

A mis hermanos por serlo y darme siempre su apoyo.

A mis amigos por su compañía y amistad.

A todos los compañeros de la escuela.

A todos en el CICESE, en especial a:

M.C. Ricardo A. Chavez, por ser mi Director de tesis, maestro y amigo .

M.C. Benjamin Ramírez, por la ayuda que me brindo cuando la necesite.

M.C. Arturo Velázquez, por el curso de Diseño de Amplificadores.

## CONTENIDO.

	página
OBJETIVO.	1
1: INTRODUCCIÓN GENERAL.	2
2: MICROONDAS.	5
2.1. INTRODUCCIÓN.	5
2.2. ¿QUE SON LAS MICROONDAS?	6
2.3. CARACTERÍSTICAS DE LAS MICROONDAS.	6
2.4. APLICACIONES DE LAS MICROONDAS.	7
3: TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO (configuración MESFET).	12
3.1. INTRODUCCIÓN.	12
3.2. ESTRUCTURA BÁSICA.	12
3.3. PRINCIPIO DE OPERACIÓN.	15
3.4. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MESFET.	19
4: OSCILADORES DE MICROONDAS.	21
4.1. INTRODUCCIÓN.	21
4.2. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN.	23
4.3. TEORÍA DE OSCILACIÓN.	26

4.4.	GENERACIÓN DE RESISTENCIA NEGATIVA.	32
4.5.	DISEÑO DE OSCILADORES.	34
5:	CONSTRUCCIÓN DEL OSCILADOR.	39
5.1.	INTRODUCCIÓN.	39
5.2.	METODOLOGÍA UTILIZADA.	40
5.3.	DESCRIPCIÓN GENERAL DEL PROGRAMA ODMIC.	48
5.4.	DIAGRAMA DEL CIRCUITO.	49
5.5.	OBTENCIÓN DE LA MASCARILLA.	50
5.6.	GRABADO DEL CIRCUITO.	51
5.7.	DISEÑO DEL RECINTO.	53
5.8.	CONSTRUCCIÓN DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN	54
5.9.	ENSAMBLE.	56
6.	CARACTERIZACIÓN DEL OSCILADOR.	59
6.1.	INTRODUCCIÓN.	59
6.2.	MEDICIONES.	59
6.2.1.	FRECUENCIA DE OSCILACIÓN.	60
6.2.2.	POTENCIA DE SALIDA.	60
6.2.3.	ESTABILIDAD.	60
6.2.4.	RUIDO DE FASE.	63
6.2.4.1.	MÉTODO HETERODINO	65
6.2.4.2.	MÉTODO DE DETECCIÓN DE FASE.	66

6.2.4.3. MÉTODO DISCRIMINADOR DE FRECUENCIAS.	68
6.2.4.4. MÉTODO DIRECTO.	69
6.3. CARACTERIZACIÓN DEL PROTOTIPO.	71
6.3.1. MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA Y LA POTENCIA.	71
6.3.2. CARACTERIZACIÓN DEL AISLADOR.	74
6.3.3. CARACTERIZACIÓN DE LA ESTABILIDAD CON RESPECTO A LA TEMPERATURA.	76
6.3.4. CARACTERIZACIÓN DE LA ESTABILIDAD CON RESPECTO AL VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN.	78
7. CONCLUSIONES.	81
APENDICE I. HOJAS DE DATOS DEL TRANSISTOR DE GaAs NE72084 Y NE72089A	83
APENDICE II. HOJAS DE DATOS DE LA PASTA CONDUCTIVA DE PLATA EPO-TEK H20E	91
REFERENCIAS.	94

## LISTA DE FIGURAS

figura	página
1.1. Diagrama a bloques del receptor de radar.	3
2.1. Designación en letras de la banda de microondas.	5
3.1. Configuración básica del MESFET de GaAs.	13
3.2. Variaciones de las velocidades de deriva.	14
3.3. Principio de operación del MESFET.	
(a) característica corriente-voltaje.	16
(b) variación de la corriente cuando esta presente la compuerta $V_g$ .	17
(c) velocidad máxima de los electrones.	17
(d) cambio en la concentración de portadores para mantener la corriente constante.	18
(e) polarización inversa de la unión compuerta-canal.	18
3.4. Circuito equivalente del MESFET de GaAs.	19
3.5. Ubicación de los elementos en la estructura del MESFET.	20
4.1. (a) Diagrama a bloques de el diseño de un amplificador.	22
(b) Diagrama a bloques de el diseño de un oscilador.	22
4.2. Diagrama a bloques de un circuito oscilador básico.	23
4.3. Red de dos puertos.	24

4.4.	Oscilador básico.	27
4.5.	Círculos de estabilidad del puerto de entrada trazados en la carta de Smith.	32
4.6.	Configuración básica para dispositivos de tres terminales.	33
4.7.	Tipos básicos de retroalimentación.	34
4.8.	Círculos de estabilidad.	38
5.1.	Diagrama a bloques de la metodología utilizada.	58
5.2.	Fotografía del diagrama iluminado.	45
5.3.	Diagrama visto a través de la cámara fotográfica	45
5.4.	Acercamiento al diagrama para una mejor observación	46
5.5.	Diagrama eléctrico del oscilador.	49
5.6.	Mascarilla del circuito oscilador.	51
5.7.	Diagrama de recinto utilizado en el oscilador.	53
5.8.	Fuente de alimentación del oscilador.	54
5.9.	Mascarilla de la fuente de alimentación del oscilador.	55
5.10.	Fotografía del recinto terminado antes de ponerle la tapa.	57
5.11.	Fotografía del oscilador terminado en su totalidad.	57
6.1.	Sistema para el intervalo de temperatura de 23 °C a 70 °C.	62
6.2.	Diagrama esquemático para la medición de la frecuencia y la potencia contra el voltaje de alimentación.	63

6.3.	Gráfica del ruido de fase en el dominio de la frecuencia.	64
6.4.	Diagrama a bloques del método heterodino.	66
6.5.	Diagrama a bloques del método de cuadratura.	67
6.6.	Diagrama a bloques del método discriminador de frecuencias.	69
6.7.	Diagrama a bloques del método directo.	70
6.8.	Arreglo experimental en la caracterización del oscilador.	72
6.9.	Respuesta del oscilador registrada en un analizador de espectros.	73
6.10.	Respuesta del Oscilador.	73
6.11.	Aislador utilizado en la salida del oscilador.	74
6.12.	Gráfica de la frecuencia contra la potencia sin aislador.	75
6.13.	Gráfica de la frecuencia contra la potencia con aislador.	75
6.14.	Arreglo experimental utilizando un horno para el incremento de temperatura.	76
6.15.	Gráfica de la frecuencia contra la temperatura.	77
6.16.	Gráfica de la potencia contra la temperatura.	78
6.17.	Gráfica de la frecuencia contra el voltaje de alimentación.	80
6.18.	Gráfica de la potencia contra el voltaje de alimentación.	80

## LISTA DE TABLAS

tabla		página
3.1.	Valores típicos de los parámetros del circuito equivalente.	20
5.1.	Parámetros "S" del transistor ne72089a.	43
5.2.	Dimensiones de los elementos que constituyen al circuito oscilador.	44
5.3.	Componentes de la fuente de alimentación.	55
6.1.	Caracterización del aislador.	74
6.2.	Cambios de la frecuencia y la potencia con respecto a la temperatura.	77
6.3.	Cambios de la frecuencia y la potencia con respecto al voltaje de alimentación.	79

## OBJETIVO

Construir y caracterizar un oscilador de microondas a 4.09 GHz. utilizando tecnología de circuitos integrados de microondas. Se utilizará un transistor de efecto de campo metal semiconductor de arseniuro de galio (GaAs MESFET) como la parte activa del circuito de microondas. Las redes de acoplamiento del resonador y de la etapa de salida, así como también las redes de polarización del transistor se construirán utilizando tecnología de microcinta.

## CAPITULO 1

### INTRODUCCIÓN GENERAL.

Los osciladores de microondas, se consideran como uno de los componentes más importantes de los sistemas de radar, así como también en los sistemas de telecomunicaciones para transmisión y recepción de las señales vía satélite o terrestres.

El oscilador de microondas, se aplicará en sistemas de señales de radar utilizado en los equipos de navegación aérea y marítima. El oscilador construido es una alternativa potencial para reemplazar a los osciladores comerciales, los cuales son ampliamente utilizados por los helicópteros de las flotas atuneras.

Algunos barcos (atuneros principalmente), se auxilian de pequeños helicópteros para localizar cardumenes sobre la superficie del mar. Estos helicópteros utilizan como parte de su equipo de seguridad sistemas de detección y radiolocalización para detectar señales provenientes de algún radar localizado ya sea en tierra o abordo del barco. La señal detectada por el equipo abordo del aeronave permite al piloto conocer su posición y distancia con respecto a la estación transmisora de tierra o del navío evitando así extraviarse.

Un receptor de microondas para detectar las señales de un sistema de radar, esta formado como se muestra en la figura 1.1.

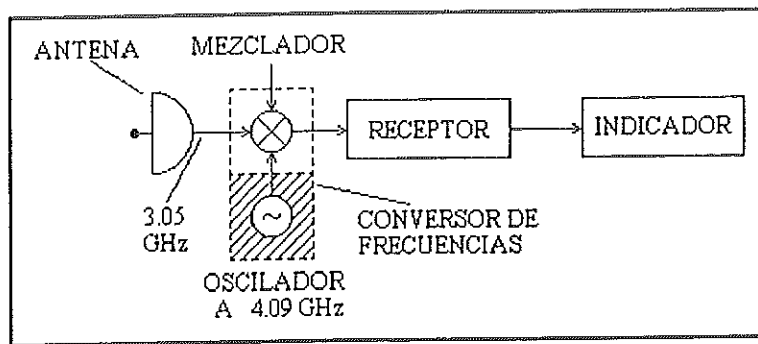


Figura 1.1. Diagrama a bloques del receptor de radar.

Estos osciladores constituyen un elemento clave en los sistemas de conversión de frecuencias, formado por un oscilador local (OL) y un mezclador.

La frecuencia del oscilador establecerá la frecuencia intermedia (FI) dependiendo de la frecuencia de la señal de radio frecuencia (RF) proveniente del transmisor (radar).

La aplicación directa del oscilador se encuentra en un sistema detector de radar que opera en la banda S (2.9 a 3.1 GHz) a la frecuencia de  $3.05 \pm 0.025$  GHz, la frecuencia del oscilador local es fija (4.09 GHz). Por lo tanto, la frecuencia de salida del mezclador estará en 1.04 GHz que es la diferencia de las señales (OL - RF). La salida del mezclador se encuentra en la banda L, por que en esta frecuencia operan los receptores comerciales para la navegación aérea.

La frecuencia del oscilador local puede tener dos valores (2.02 GHz y 4.09 GHz), estos valores se obtienen de la siguiente consideración: si  $RF = 3.05$  GHz y  $FI = 1.04$  GHz, entonces el  $OL = RF \pm FI$ . En este caso, se consideró la frecuencia de 4.09 GHz por estar más alejada a la FI y facilitar el diseño de filtros.

La potencia del OL, la determinará el tipo de mezclador utilizado, es decir, aquella potencia OL que minimiza las pérdidas por conversión del mezclador, en este caso será de +10 dBm.

El voltaje de alimentación del oscilador lo establecerá el voltaje del acumulador del helicóptero el cual puede encontrarse entre 12 y 24 volts.[1]

## CAPITULO 2

### MICROONDAS.

#### 2.1 INTRODUCCIÓN

Han habido avances en el campo de las microondas durante los últimos años. Existen nuevos dispositivos para generar microondas. Entre las fuentes de estado sólido, las más notables son los transistores de efecto de campo de GaAs (arseniuro de galio).

Ahora las microondas se están aplicando en varias áreas fuera de las comunicaciones, como el control y mediciones industriales, así como la calefacción en frecuencias de microondas. [2]

Los límites de la región de las microondas son bastante arbitrarios. Sin embargo, generalmente se ha coincidido que las señales que se encuentran entre 1 y 250 GHz se consideran que están en la región de las microondas. Esto corresponde a longitudes de onda de 30 cm a 1 cm, respectivamente. La región se divide por conveniencia en diferentes bandas a las cuales se les ha asignado una letra (figura 2.1). [3]

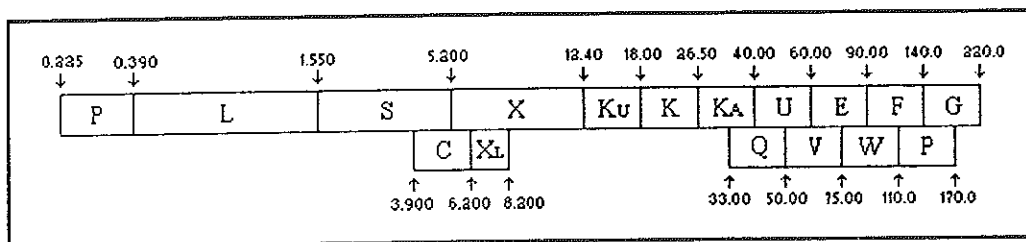


Figura 2.1. Designación en letras de la banda de microondas y frecuencias en GHz.

## 2.2 ¿QUE SON LAS MICROONDAS?

Microondas es un término descriptivo que se utiliza para identificar ondas electromagnéticas en el espectro de frecuencias comprendido entre 1.0 GHz a 30 GHz, que corresponden a longitudes de onda de 30 cm a 1 cm (en Europa son frecuentemente llamadas ondas centimétricas)

Algunas veces también a frecuencias más elevadas (600 GHz) se les llama microondas. Esas ondas presentan algunas características interesantes que no ocurren en otros sectores del espectro electromagnético y que las hace particularmente adecuadas para diversas aplicaciones útiles.[2]

## 2.3 CARACTERÍSTICAS DE LAS MICROONDAS.

Las principales son consecuencia de las pequeñas longitudes de onda (1 a 30 cm) en relación con las dimensiones de los componentes o dispositivos empleados comúnmente. Como las longitudes de onda son reducidas, la fase varía rápidamente con la distancia, y por consiguiente, las técnicas de análisis y diseño de circuitos, de mediciones y generación de potencia, así como las de amplificación son más complicadas.

Para manejar estas longitudes de onda (microondas), es necesario modificar los métodos de representación y análisis de circuitos. Aquí, la diferencia de fase es originada por la interconexión entre varios componentes o varias partes de un mismo componente. En consecuencia, los análisis basados en las leyes de Kirchhoff y los conceptos de distribución de voltajes y corrientes no son adecuados para describir el comportamiento de

un circuito en frecuencias de microondas. Se hace necesario analizar el circuito o el componente en términos de los campos eléctricos y magnéticos. Por lo tanto, se requiere una base de teoría electromagnética para poder comprender las microondas.

Un método que se emplea comúnmente en mediciones de microondas, es el que se basa en el estudio del patrón de onda estacionaria que se forma a lo largo de la línea de transmisión, en virtud de la interferencia de ondas incidentes y reflejadas. La razón de amplitudes y las relaciones de fase entre las ondas incidentes y reflejada informan sobre las características de impedancias de los componentes que originan la reflexión.

El uso de elementos concentrados en frecuencias de microondas se dificulta también por causa de las longitudes de onda pequeñas que intervienen. Para obtener el comportamiento de un capacitor, inductor o resistor la dimensión del componente debe ser mucho menor que la longitud de onda. Por esta razón, los capacitores, inductores y resistores son fabricados de uno a dos milímetros, dimensiones mucho menores a las longitudes de onda en frecuencias de microondas. Otro aspecto particular de los circuitos de microondas, es la posibilidad de radiación por discontinuidades en los circuitos distribuidos, lo que requiere un diseño del circuito más cuidadoso y exacto. [2]

#### **2.4 APLICACIONES DE LAS MICROONDAS.**

Las aplicaciones de las microondas más útiles son en Comunicaciones, Radares, Investigación en Física, Medicina, Mediciones industriales, así como en el cocimiento y desecación de productos alimenticios y agrícolas respectivamente

Una ventaja importante con el uso de microondas en comunicaciones es su ancho de banda. Un ancho de banda del 10% de 3 GHz implica un espectro disponible de 300 MHz, lo que significa que todas las señales de radio, televisión y otras comunicaciones que se transmiten en el espectro de frecuencia desde c.d. (corriente directa) hasta 300 MHz pueden acomodarse en el ancho de banda del 10% de 3 GHz. Por ejemplo, desde 2850 a 3150 MHz (aproximadamente 1500 canales de radio en FM o 50 canales de televisión pueden radiarse dentro de este rango). Como la gama de frecuencias bajas está muy congestionada, existe la tendencia a utilizar cada vez más la región de las microondas y aun frecuencias más elevadas para diversos servicios.

Actualmente, las comunicaciones por microondas se usan mucho en redes telefónicas, sistemas de radiodifusión, televisión y en otras aplicaciones de comunicación para diversos servicios, ferrocarriles, etc.

Las longitudes de onda cortas simplifican también el diseño de instalación de antenas de alta directividad. La directividad de una antena depende de la razón de su apertura a la longitud de onda que se va a transmitir. En 10 GHz, puede obtenerse un haz direccional de 1° de anchura con una antena de 6.9 pies. En 10 MHz, se requiere una antena de 6,900 pies, lo que es impráctico, sobre todo si se desea girar la antena de manera que el haz incida sobre varias direcciones.

Las pequeñas dimensiones de las antenas y la propiedad que tienen las microondas de reflejarse en superficies metálicas las hace adecuadas para operar en sistemas de radar. El radar es un elemento electrónico para detectar la presencia de aviones (u otros objetos) en rangos y circunstancias donde otros medios de detección no operan. La operación del

radar se basa en la medición del tiempo que requiere un pulso transmitido desde una antena para reflejarse en el objeto que se va a detectar y regresar a la antena receptora. También, en muchos radares, puede registrarse el corrimiento en la frecuencia de la señal reflejada originado por el efecto Doppler. En la actualidad, el radar constituye alrededor del 70% del equipo de microondas. Existe gran variedad de radares: el primitivo de prevención, el de persecución y guía de proyectiles, de control de fuego, de pronóstico del tiempo, de control de tráfico aéreo y aun radares para detectar y controlar la velocidad de automóviles.

Otra ventaja de las microondas, es que a diferencia de las frecuencias de radio, las microondas no se reflejan en la ionósfera y tampoco son absorbidas por esta. Esta propiedad las hace adecuadas para estudiar radiaciones electromagnéticas que se originan en estrellas y otros objetos astronómicos, así como para comunicaciones espaciales y por satélite.

Ahora las microondas se están aplicando en operaciones de computación extremadamente rápidas. Pulsos de anchura muy pequeños se usan en circuitos lógicos de alta velocidad. Cuando la anchura del pulso cae en el rango de subnanosegundos, la porción mayor del espectro del pulso se localiza en la región de microondas y de esta manera las microondas son de utilidad en la transmisión y manejo de estos pulsos, que también son útiles en diversos radares de objetivos especiales para sensores de prevención de choques en maniobras de atraque de barcos, etc.

Las microondas presentan otro aspecto interesante. Los sistemas moleculares, atómicos y nucleares exhiben varios fenómenos de resonancia cuando se colocan en

campos electromagnéticos periódicos. Algunas de estas líneas de absorción de resonancia se encuentran en el rango de las frecuencias de microondas. La absorción de resonancia, se debe a transmisiones rotacionales en las moléculas y los espectros de absorción proporcionan información acerca de la estructura molecular y de las energías intramoleculares. De este modo, las microondas se convierten en una herramienta molecular muy poderosa para el estudio de algunas de las propiedades básicas de los materiales. Además de ser adecuada para investigación científica, la absorción de microondas por resonancias moleculares sirve también para diversas mediciones moleculares. Por ejemplo, medición de la concentración de diferentes gases, para controlar la emisión de contaminantes en chimeneas, o en procesos químicos con el propósito de registrar en forma continua la concentración de gases involucrados en el proceso.

El estudio de resonancias de microondas en moléculas ha llevado a la creación de diversos dispositivos. Entre los más importantes están los no recíprocos, que emplean ferritas y amplificadores y osciladores de microondas de estado sólido, llamados masers. Las propiedades magnéticas de las ferritas de microondas se debe a los espines electrónicos en sólidos. El acoplamiento entre espines es tal que divide a los átomos magnéticos en grupos con dipolos magnéticos orientados en oposición. Cuando se colocan en un campo magnético estático externo, estos materiales presentan un comportamiento no recíproco en frecuencias de microondas. El maser es un amplificador y oscilador de microondas que emplea, en calidad de sustancia de operación, un material paramagnético que posee un conjunto adecuado de niveles de energía de espín electrónico, separados por intervalos de energía que corresponden a las frecuencias en el rango de microondas. La

transición estimulada (manejada) desde un estado de energía superior a uno inferior, se traduce en radiación de frecuencias de microondas. Los masers tienen la cifra de ruido más baja que cualquier otro tipo de amplificadores conocido y se usan en sistemas de comunicación donde se requieren características de ruido extremadamente bajas.

Como cualquier otra forma de energía, las microondas pueden usarse también para calentamiento. Los efectos térmicos producidos por las microondas tienen gran variedad de aplicaciones industriales. Por ejemplo, los hornos de microondas para cocción obedecen al principio de calentamiento dieléctrico. La cocción se realiza muy rápido y continuamente con las microondas, pues el alimento se cocina por las ondas simultáneas en su interior y exterior. Como transferencia de calor por conducción, convección y radiación, el calentamiento por microondas puede considerarse como otro modo de transferencia de calor. De este modo, el calor se produce directamente en los sitios de pérdidas dieléctricas. El agua posee una pérdida dieléctrica más elevada que los otros ingredientes en productos alimenticios. Así, las cavidades acuosas se calientan primero, que es precisamente lo requerido para propósitos de cocción. Las máquinas de diatermia por microondas producen calor dentro de los músculos, sin calentar los tejidos y la piel. Además, las máquinas de secado por microondas se usan en las industrias de impresión, textiles y del papel.[2]

## **CAPITULO 3**

### **TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO**

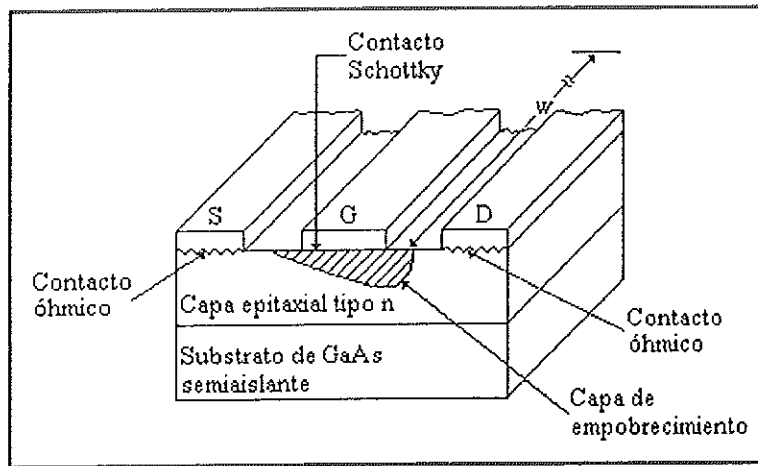
#### **(Configuración MESFET)**

#### **3.1. INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se describe el funcionamiento de los transistores de efecto de campo (MESFETs). Se muestra su estructura básica explicando el mecanismo de transporte electrónico y se muestra su circuito equivalente.

#### **3.2. ESTRUCTURA BÁSICA**

Por lo general, los transistores de efecto de campo (FET's) en frecuencias de microondas se fabrican en GaAs (arseniuro de galio) y utilizan la unión metal-semiconductor (MS) para el contacto de compuerta. En la figura 3.1 se muestra la configuración básica.



**Figura 3.1.** Configuración básica del MESFET de GaAs

Esta configuración, consta de una capa epitaxial de tipo n moderadamente impura, sobre un sustrato de GaAs de alta resistividad (semiaislante). Se hacen dos contactos óhmicos en la posición superior de la capa epitaxial denominados fuente (S) y drenador (D). Si se aplica un voltaje entre drenador y fuente, se obtendrá un flujo de electrones desde la fuente hacia el drenador, por lo que la fuente operará como transmisor de portadores y el drenador como receptor. Otro contacto, es la unión Schottky semiconductor, se agrega entre la fuente y el drenador, denominándosele compuerta (G). Cuando se polariza inversamente, la compuerta crea una capa en el semiconductor completamente libre de electrones portadores. Esta capa de empobrecimiento, actúa como región aislante y obstruye el flujo de corriente en la capa n. De esta manera, el voltaje de compuerta controla el flujo de corriente de el drenador a la fuente.

La corriente  $I_{DS}$  que circula del drenador a la fuente esta dada por:

$$I_{DS} = W q n(x) v(x) d(x) \quad (3.1)$$

donde  $W$  es la anchura de la compuerta (ver figura 3.1),  $q$  es la carga del electrón,  $n$  es la densidad de conducción,  $v$  es la velocidad de deriva,  $d$  es el espesor de la capa conductora y  $x$  la coordenada en la dirección del desplazamiento electrónico. La velocidad  $v$  de deriva de los portadores es función del campo eléctrico  $E$  en el semiconductor. En la figura 3.2, se muestran las variaciones de las velocidades de deriva para el GaAs y el Silicio.

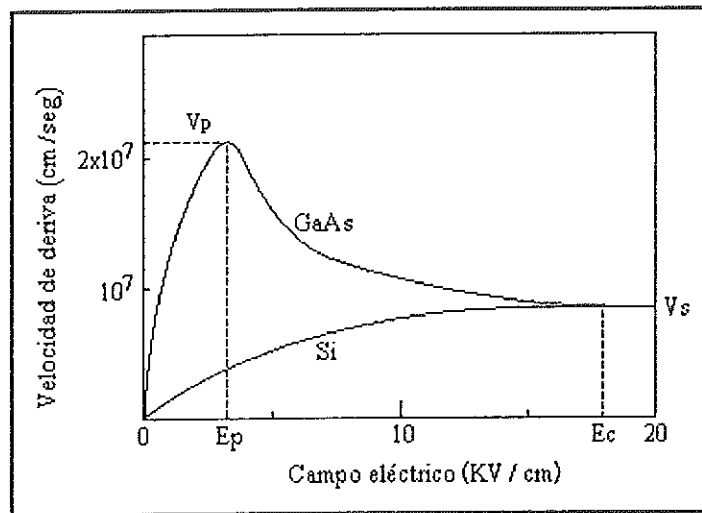


Figura 3.2. variaciones de las velocidades de deriva

Para el Silicio (Si), la velocidad de deriva aumenta con cierta uniformidad desde cero hasta un valor  $V_s$  de saturación. Para el GaAs, la velocidad de deriva muestra un pico cuando  $E$  es igual a  $E_p$ . Para valores mayores a que  $E_p$ , la pendiente es negativa, lo que se traduce en un valor negativo de la movilidad diferencial. La existencia de movilidad diferencial negativa complica el análisis de operación de el MESFET de GaAs.

### 3.3. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El principio de operación de los MESFET's, se ilustra en la figura 3.3.

En la figura 3.3a, se muestra la característica corriente-voltaje de una capa semiconductor delgada tipo n. La corriente parte hacia la saturación cuando E se aproxima al valor crítico  $E_c$ .

La figura 3.3b, muestra la variación de corriente cuando está también presente el contacto de compuerta, en corto circuito con la fuente. En este caso, la capa de empobrecimiento tiene una anchura finita y el canal conductivo inferior posee una sección transversal  $d$  más pequeña que la de la figura 3.3a.

El voltaje a lo largo del canal aumenta desde cero en la fuente hasta  $V_{DS}$  en el drenador. De este modo, la unión metal-semiconductor llega a estar polarizada inversamente y la capa de empobrecimiento se hace más ancha al ir de la fuente al drenador. El descenso resulta en la sección conductora transversal  $d$ ; debe compensarse con un aumento en el campo eléctrico y la velocidad electrónica  $v$  para mantener la corriente constante a lo largo del canal. Al incrementarse más el voltaje del drenador, los electrones alcanzan la velocidad límite máxima  $V_s$ , esto se observa en la figura 3.3c.

Si el voltaje de drenador se aumenta, la región de empobrecimiento en el lado del drenador se hace más amplia. El punto  $x_1$ , donde los electrones alcanzan la velocidad límite, se desplaza ligeramente hacia la fuente, como se observa en la figura 3.3d y en la medida que se acerca a ella, su voltaje decrece. Por tanto, la sección transversal conductiva  $d_1$  se amplía y se inyecta más corriente a la región de velocidad límite, lo que se traduce en una pendiente positiva de la curva  $I_{DS}$  más allá de la saturación.

En la misma figura 3.3d, se observa que el valor de  $d$  cambia también en la región de velocidad constante. Este cambio en la anchura del canal, debe compensarse con un cambio en la concentración de portadores para mantener la corriente constante, formándose así, una capa de acumulación eléctrica entre  $x_1$  y  $x_2$ , donde  $d$  es menor que  $d_1$ . En  $x_2$ , la sección transversal del canal vuelve a ser  $d_1$  y el espacio de carga negativa cambia a positiva para mantener la corriente en un valor constante.

Cuando se aplica un voltaje negativo a la compuerta, como en la figura 3.3e, se polariza inversamente la unión compuerta-canal y la región de empobrecimiento se hace más amplia. Para valores pequeños de  $V_{DS}$ , el canal opera como resistor lineal, aunque su resistencia sería mayor en virtud de disponerse de una sección transversal más estrecha para el flujo de corriente. Si se incrementa  $V_{DS}$ , se alcanza el campo crítico con una corriente de drenador más baja que en el caso de  $V_{GS} = 0$ , dada la resistencia mayor del canal. Si se aumenta el voltaje  $V_{DS}$ , la corriente permanecerá en saturación.

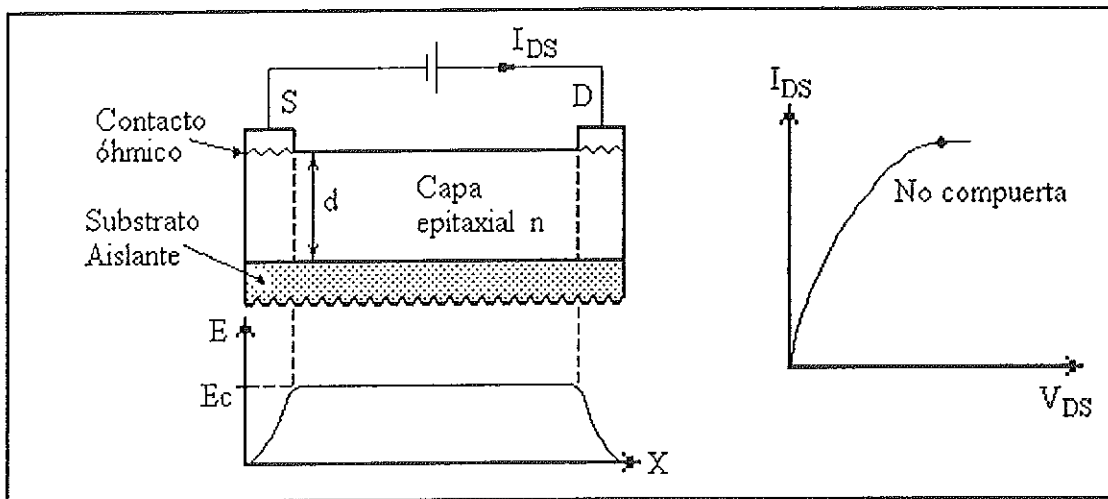


Figura 3.3a. Característica corriente-voltaje.

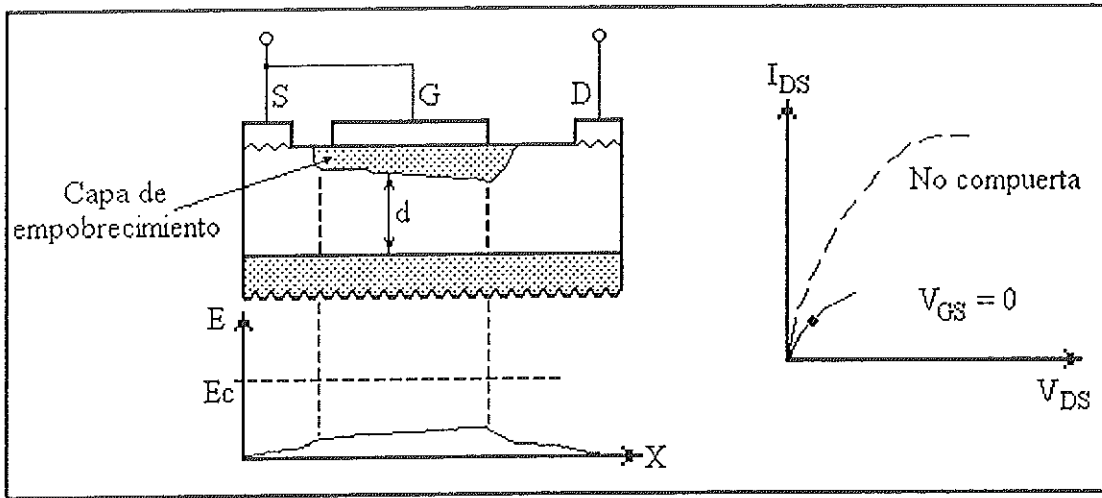


Figura 3.3b. Variación de la corriente cuando esta presente la compuerta  $V_g$ .

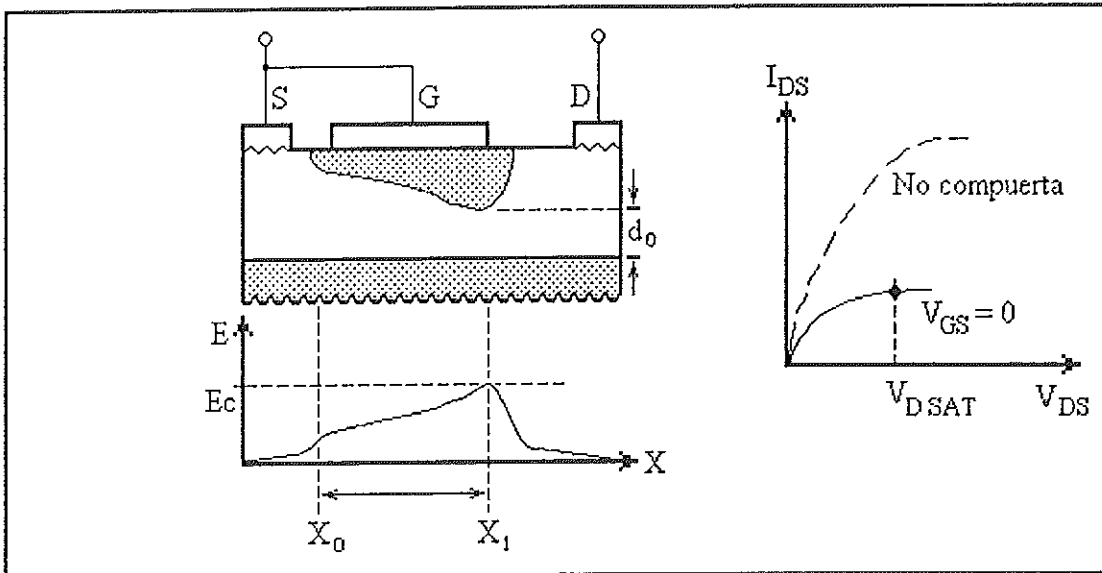


Figura 3.3c. Velocidad máxima de los electrones.

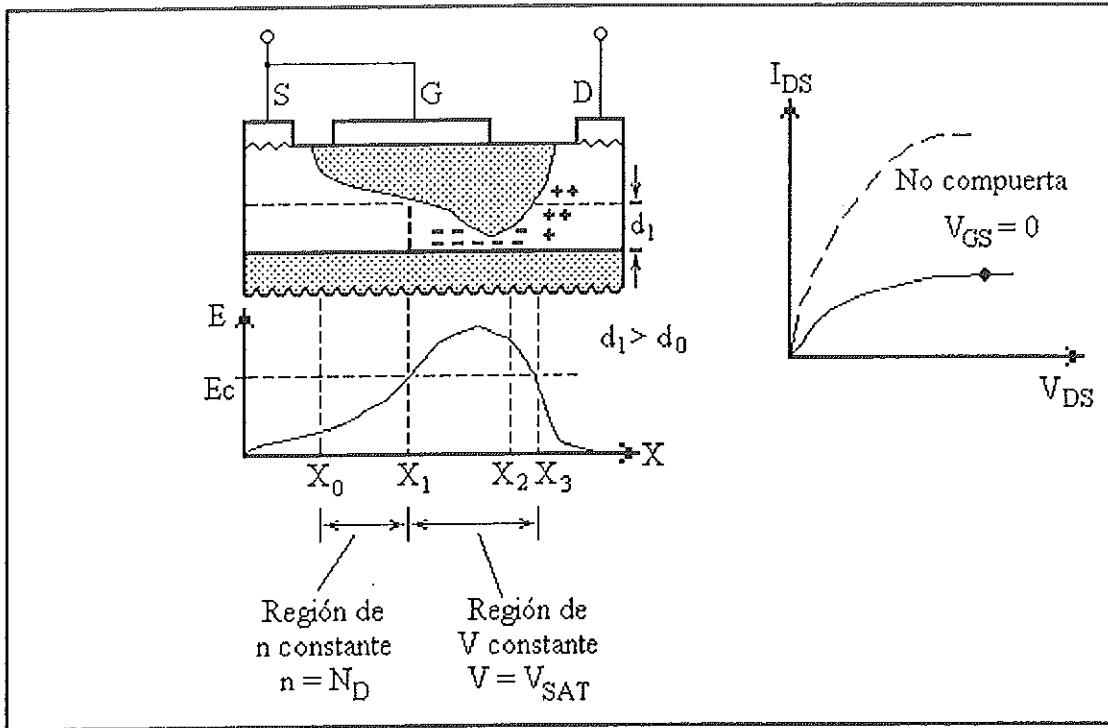


Figura 3.3d. Cambio en la concentración de portadores para mantener la corriente constante

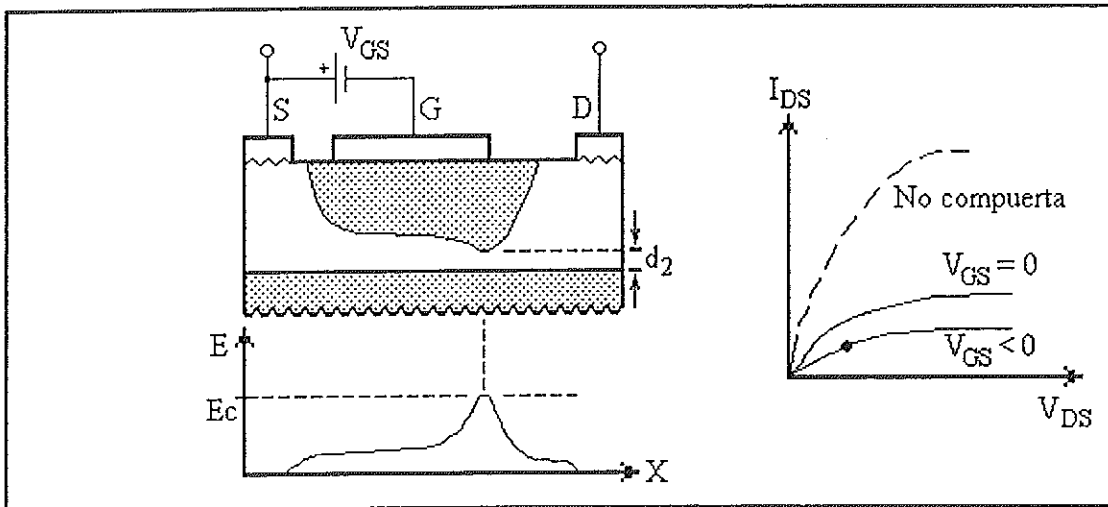


Figura 3.3e. Polarización inversa de la unión compuerta-canal.

### 3.4. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MESFET.

En la figura 3.4 se muestra un circuito equivalente para el MESFET en configuración de fuente común. El circuito equivalente exacto en RF presentaría el canal como una red RC distribuida. Sin embargo, el circuito equivalente simplificado puede describir el comportamiento del dispositivo hasta 12 GHz.

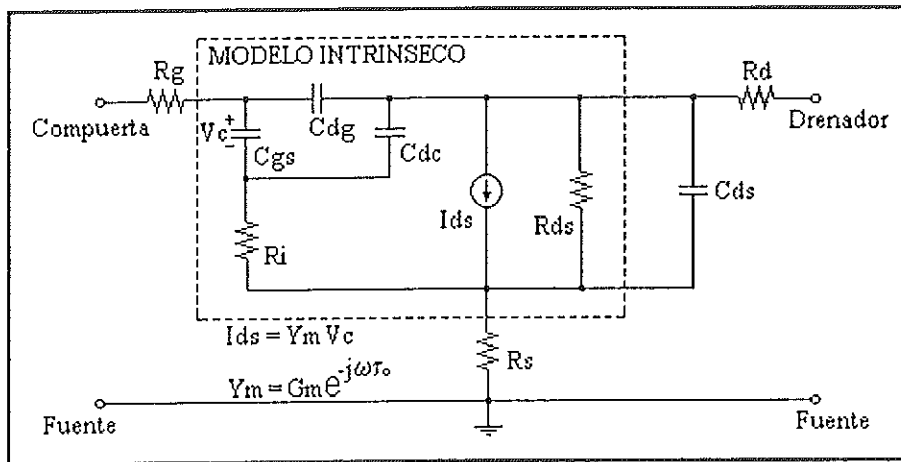


Figura 3.4. Circuito equivalente del MESFET de GaAs

En la figura 3.5, se muestra la ubicación de los elementos en la estructura del MESFET. La suma de las dos capacitancias  $C_{dg}$  y  $C_{gs}$  representa la capacitancia total compuerta-canal;  $C_{dc}$  representa la de la capa del dipolo;  $R_i$  y  $R_{ds}$  muestran el efecto de la resistencia de canal e  $I_{ds}$ , define la fuente de corriente de voltaje controlado. La transadmitancia  $Y_m$  relaciona a  $I_{ds}$  con el voltaje en  $C_{gs}$ . La  $Y_m$  se caracteriza por una magnitud independiente de la frecuencia, la transconductancia  $G_m$ , y por un retardo en fase  $\tau_0$ , que representa el tiempo de transito de portadores en la sección del canal donde  $E > E_c$ . Los elementos intrínsecos (parásitos) son; La Resistencia de fuente ( $R_s$ ), la

Resistencia del drenador ( $R_d$ ), la resistencia de la compuerta-metal ( $R_g$ ) y el capacitor del sustrato ( $C_{ds}$ ). En la tabla 3.1, se en listan los valores típicos de los elementos para un MESFET de GaAs con la longitud de compuerta de  $1\mu\text{m}$  y anchura de compuerta de  $500\mu\text{m}$ .

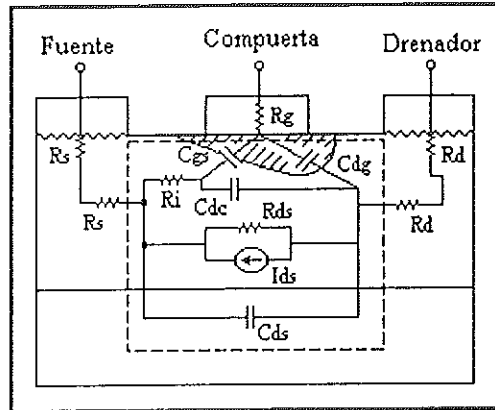


Figura 3.5. Ubicación de los elementos en la estructura del MESFET

Tabla 3.1. Valores típicos de parámetros del circuito equivalente

Elementos Intrínsecos	Elementos Extrínsecos
$G_m = 53 \text{ mmho}$	$C_{ds} = 0.12 \text{ pF}$
$\tau_o = 5.0 \text{ ps}$	$R_g = 2.9 \Omega$
$C_{gs} = 0.62 \text{ pF}$	$R_d = 3.0 \Omega$
$C_{dg} = 0.014 \text{ pF}$	$R_s = 2.0 \Omega$
$C_{de} = 0.02 \text{ pF}$	Valores polarizados
$R_i = 2.6 \Omega$	$V_{DS} = 5 \text{ V}$
$R_{ds} = 400 \Omega$	$V_{GS} = 0$
	$I_{DS} = 70 \text{ mA}$

## CAPITULO 4

### OSCILADORES DE MICROONDAS

#### 4.1. INTRODUCCIÓN

Las herramientas necesarias para el diseño de amplificadores y osciladores de microondas se encuentran en el conocimiento de la teoría de líneas de transmisión, redes de dos puertos (parámetros  $S$ ) y técnicas de acoplamiento de impedancias. Con el conocimiento de los parámetros de dispersión (parámetros  $S$ ) del transistor, el diseño de circuitos amplificadores y osciladores se reducen a un problema de acoplamiento de impedancias.

Las técnicas de diseño de amplificadores y osciladores son mostradas esquemáticamente en la figura 4.1. Para el amplificador, la potencia disponible de la fuente que se deberá entregar a la entrada del transistor; este es el problema de acoplamiento de la entrada  $M_1$ , que es un circuito de acoplamiento sin pérdidas ideal. La estructura de salida sin pérdidas  $M_2$  del transistor podrá ser diseñado para entregar la máxima potencia a la carga. Este tipo de amplificador, tiene simultáneamente las redes de entrada y salida acopladas conjugadamente, esto es sólo posible cuando el factor de estabilidad es suficientemente grande ( $K > 1$ ). La ganancia en potencia es la máxima ganancia disponible.

El oscilador es un problema de diseño similar, donde ahora el factor de estabilidad tiene que ser menor a uno ( $K < 1$ ). Note que la carga recibe la potencia para ambos casos, esto es, la carga no sabría si el transistor es un amplificador o un oscilador. Normalmente el mismo transistor se usa para ambas aplicaciones. Algún tipo de retroalimentación se requiere para hacer que  $K < 1$  a la frecuencia de interés. La estructura  $M_3$  resuena en el puerto de la entrada del transistor, mientras que la estructura de salida  $M_4$  se diseña para que entregue la máxima potencia a la carga.

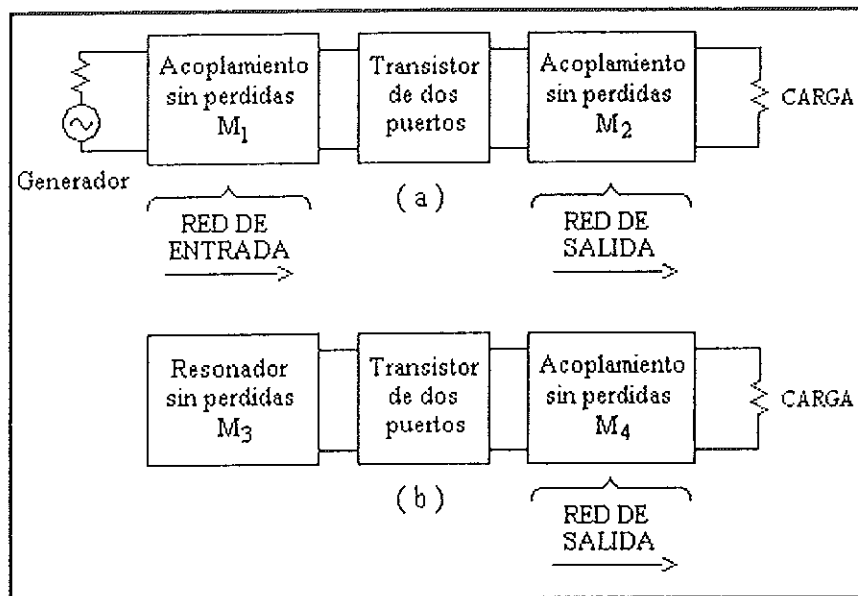


Figura 4.1. a) Diagrama a bloques de el diseño de un amplificador. b) Diagrama a bloques de el diseño de un oscilador.

## 4.2. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN.

Los circuitos de microondas se dividen según el número de puertos que tengan. Los circuitos de sólo un puerto necesitan un parámetro S, los de dos puertos necesitan cuatro, los de tres puertos necesitan nueve, etc. Un oscilador puede ser un circuito de dos puertos si se utiliza un transistor, como el que se muestra en la figura 4.2.

Caracterizar un circuito de microondas significa el efecto de todos los demás puertos sobre uno en particular hasta que todos son cuantificados.

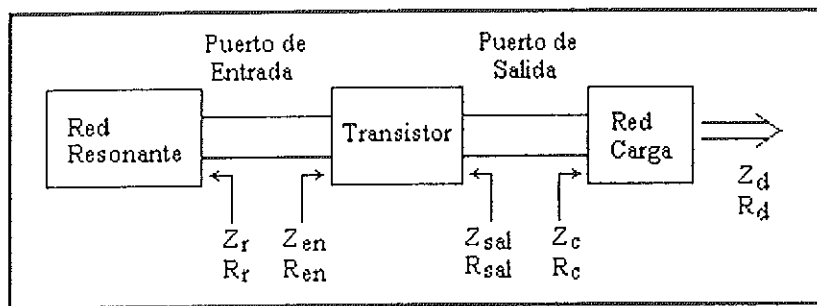


Figura 4.2. Diagrama a bloques de un circuito Oscilador básico.

Los parámetros S corresponden a la relación de la magnitud y la fase entre las ondas de voltaje, estas se presentan en dos tipos:

1. Relación de las ondas de voltaje de regreso-hacia-adelante, en un puerto en particular, cuando todos los demás puertos no tienen entradas.
2. Onda de regreso en un puerto debido al efecto de la onda de ida en cualquier otro puerto.

Estas señales son voltajes senoidales, entonces los parámetros S son generalmente cantidades complejas. Para una red de dos puertos, los parámetros S reciben los siguientes nombres:

- $S_{11}$  → Coeficiente de reflexión de la entrada.
- $S_{12}$  → Pérdidas por inserción en reversa.
- $S_{21}$  → Pérdida por inserción en directa.
- $S_{22}$  → Coeficiente de reflexión de la salida

los cuales están definidos tomando en cuenta la figura 4.3

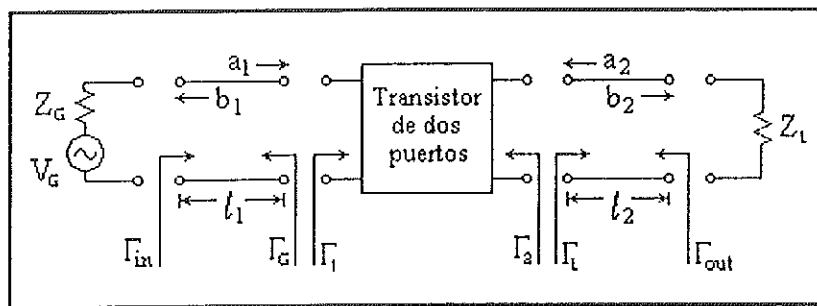


Figura 4.3. Red de dos puertos

Las variables que intervienen en una red de dos puertos reciben los siguientes nombres:

- $Z_G$  → Resistencia del generador.
- $V_G$  → Voltaje del generador.
- $Z_L$  → Resistencia de carga.
- $a_1$  → Señal incidente independiente de entrada.
- $a_2$  → Señal incidente independiente de salida.
- $b_1$  → Señal reflejada dependiente de entrada.
- $b_2$  → Señal reflejada dependiente de salida.
- $\ell_1$  → Línea de transmisión de X distancia.
- $\ell_2$  → Línea de transmisión de X distancia.
- $\Gamma_{in}$  → Coeficiente de reflexión de salida del generador.
- $\Gamma_{out}$  → Coeficiente de reflexión de salida de la carga.

- $\Gamma_G$  → Coeficiente de reflexión de entrada al generador.
- $\Gamma_L$  → Coeficiente de reflexión de entrada a la carga.
- $\Gamma_1$  → Coeficiente de reflexión de entrada del transistor.
- $\Gamma_2$  → Coeficiente de reflexión de salida del transistor.

donde las señales  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  y  $b_2$  se definen por:

$$a_1 = \frac{V_{inc1}}{\sqrt{Z_{o1}}} \quad y \quad b_1 = \frac{V_{ref1}}{\sqrt{Z_{o1}}} \quad (4.1 \text{ y } 4.2)$$

$$a_2 = \frac{V_{inc2}}{\sqrt{Z_{o2}}} \quad y \quad b_2 = \frac{V_{ref2}}{\sqrt{Z_{o2}}} \quad (4.3 \text{ y } 4.4)$$

Y como sabemos que los parámetros S de las redes de dos puertos están dados por:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad y \quad b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.5 \text{ y } 4.6)$$

Donde las a's son las variables independientes y las b's las variables dependientes. Las ondas llegan en orden alfabético: a es la onda incidente y b es la onda reflejada. El coeficiente de reflexión de la figura 4.3 se basa en la condición de  $Z_{o1} = Z_{o2} = Z_o$  y  $\Gamma_2 = \Gamma_1 = 0$  por conveniencia. Si:

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = S'_{11} \quad (4.7)$$

y

$$\Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} = S'_{22} \quad (4.8)$$

cuando  $\Gamma_L = \Gamma_G = 0$ , esto reduce a:

$$\Gamma_1 = S_{11} \quad (4.9)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} \quad (4.10)$$

### 4.3. TEORÍA DE OSCILACIÓN.

Los osciladores actuales de microondas tienen la característica de utilizar dispositivos con resistencia negativa, como es el caso de los transistores GaAs MESFETs. Los cuales son utilizados para aplicaciones de oscilación induciendo la condición de resistencia negativa mediante los elementos de retroalimentación, la configuración utilizada (compuerta-común, fuente-común ó drenador-común) deberá ser capaz de proporcionar resistencia negativa en uno u ambos puertos del transistor sobre el intervalo de frecuencia deseada.

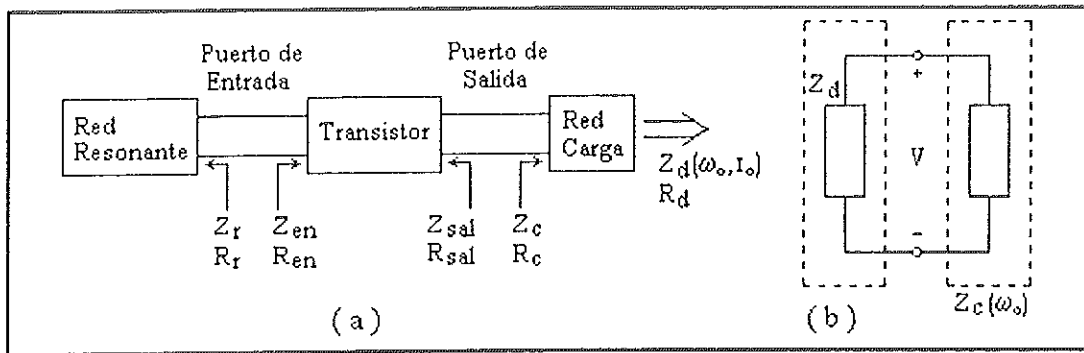


Figura 4.4. Oscilador Básico.

En la figura 4.4(b) se muestra que la impedancia de una red lineal pasiva está definida como:

$$Z_c(\omega_o) = R_c(\omega_o) + j X_c(\omega_o) \quad (4.11)$$

Que incluye la impedancia característica de la carga más el circuito de acoplamiento, el cual se puede decir que es equivalente a un circuito resonante. La impedancia definida por la ecuación (4.11) es considerada en función únicamente de la frecuencia de operación, mientras que la impedancia del dispositivo activo se define como:

$$Z_d(\omega_o, I_o) = R_d(\omega_o, I_o) + j X_d(\omega_o, I_o) \quad (4.12)$$

Se observa entonces que  $Z_d(\omega_o, I_o)$  es dependiente de la amplitud de la corriente de oscilación de alta frecuencia y de la frecuencia de oscilación, suponiendo también que este circuito tiene un alto factor de calidad (Q) suficiente para despreciar corrientes

armónicas. La red de dos puertos es caracterizada por los parámetros S del transistor, la impedancia de carga  $Z_c$  y la impedancia de la red resonante  $Z_r$ .

Cuando este modelo es inestable, una  $Z_r$  apropiada permite al modelo ser representado como un dispositivo de un puerto con resistencia negativa de impedancia  $Z_{sa}$  y un circuito pasivo de impedancia  $Z_c$ .

Las condiciones para una oscilación estable son dadas por las siguientes ecuaciones:

$$Z_d(\omega_o, I_o) + Z_c(\omega_o) = 0 \quad (4.13)$$

Esto implica que para generar oscilaciones, es necesario que la resistencia del dispositivo activo sea negativa  $R_d(\omega_o, I_o) < 0$  y además que:

$$R_d(\omega_o, I_o) + R_c(\omega_o) = 0 \quad (4.14)$$

$$X_d(\omega_o, I_o) + X_c(\omega_o) = 0 \quad (4.15)$$

Las condiciones de oscilación dadas por (4.14) y (4.15) se pueden representar en función de coeficientes de reflexión como:

$$\Gamma_r(\omega_o) S'_{11} = 1 \quad (4.16)$$

$$\Gamma_c(\omega_o) S'_{22} = 1 \quad (4.17)$$

donde:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - S_{22} \Gamma_c} \quad (4.18)$$

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_f}{1 - S_{11} \Gamma_f} \quad (4.19)$$

$S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  son los parámetros S del transistor.  $\Gamma_r$  y  $\Gamma_c$  son los coeficientes de reflexión del resonador y de la carga (ver fig. 4.4).

La resistencia negativa del dispositivo  $Z_{en}$  es una función del voltaje y conforme la potencia de oscilación se incrementa, la resistencia negativa disminuye a un valor menor que la resistencia de la carga, deteniendo la oscilación. Este problema es eliminado diseñando la magnitud de la resistencia de carga más pequeña.

Un valor utilizado en la practica es:

$$R_c = (\omega_o) = \frac{1}{3} \left| \text{Rd}(\omega_o, I_o) \right| \quad (4.20)$$

Como la magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_r(\omega_o)$  y  $\Gamma_c(\omega_o)$  son menores que la unidad, esto implica que las magnitudes de los parámetros  $S'_{11}$  y  $S'_{22}$  deberán ser mayores que uno, con el objetivo de satisfacer las condiciones de oscilación, dados como:

$$|S'_{11}| > 1 \quad (4.21)$$

y

$$|S'_{22}| > 1 \quad (4.22)$$

Estas expresiones representan a la vez la característica de resistencia negativa de un dispositivo activo de tres terminales. Es decir la resistencia negativa se define como un coeficiente de reflexión cuya magnitud es mayor que la unidad.

Un parámetro utilizado para evaluar la capacidad de oscilación de un dispositivo es el factor de estabilidad ( $k$ ), el cual es dado por:

$$K = \frac{1 + |\Delta| - |S_{11}| - |S_{22}|}{2 |S_{11}| |S_{22}|} \quad (4.23)$$

donde  $\Delta$  es el determinante de la matriz de los parámetros  $S$  del dispositivo activo y es dado por:

$$\Delta = (S_{11})(S_{22}) - (S_{12})(S_{21}) \quad (4.24)$$

Cuando  $k < 1$ , existen valores de  $\Gamma_c$  y  $\Gamma_f$  (menores que la unidad) que cumplirán con las ecuaciones 4.21 y 4.22 y como consecuencia las condiciones de oscilación (4.16) y (4.17) también se satisfacen. Los valores de  $\Gamma_c$  y  $\Gamma_f$  se pueden encontrar fácilmente

trazando en la carta de Smith círculos de estabilidad. Para un dispositivo activo de resistencia negativa el centro del círculo (Ce) para el puerto de entrada se define como:

$$C_e = \frac{(S_{11} - S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (4.25)$$

donde (\*) denota el conjugado de un número complejo y la magnitud del radio (Re) correspondiente esta dado por la ecuación:

$$R_e = \frac{|(S_{12})(S_{21})|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (4.26)$$

Para el puerto de salida, el centro (Cs) de dicho círculo esta definido como:

$$C_s = \frac{(S_{22} - S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (4.27)$$

y la magnitud del radio será:

$$R_s = \frac{|(S_{12})(S_{21})|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (4.28)$$

Donde los parámetros S usados son los de pequeña señal.

En la figura 4.5, se muestra la aplicación de estas ecuaciones.

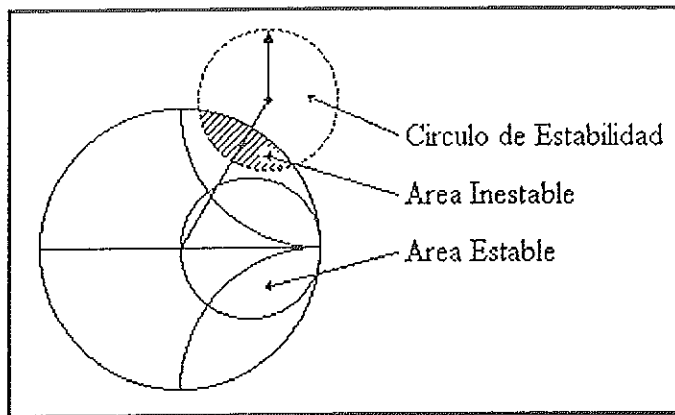


Figura 4.5. Círculos de estabilidad del puerto de entrada trazado en la carta de Smith.

Dichos círculos separan a la carta de Smith en dos regiones una en la cual se encuentran los valores  $\Gamma_c$  que hacen que la  $|S'_{11}| < 1$  y a otra en la cual  $|S'_{11}| > 1$ . Esta última es la región de interés o sea el área de inestabilidad pues en ella el dispositivo mostrará características de resistencia negativa.

#### 4.4. GENERACIÓN DE RESISTENCIA NEGATIVA.

Solo los dispositivos activos de 3 terminales en configuración fuente-común o emisor-común NO presentan comportamiento de resistencia negativa (salvo aquellos que han sido diseñados para esto) sin embargo, haciendo un cambio de configuración o agregando un elemento de retroalimentación se puede lograr tener resistencia negativa.

Existen tres tipos básicos de configuración en los transistores bipolares ó GaAs MESFETs las cuales son mostradas en la figura 4.6.

Con el cambio de configuración, en algunas ocasiones puede lograrse la característica de resistencia negativa instantáneamente, pero estará sujeta al cambio con respecto a los otros parámetros, como son el ruido de fase, el intervalo de frecuencia la potencia de salida, etc.. La nueva configuración dependerá del compromiso que tenga el diseño.

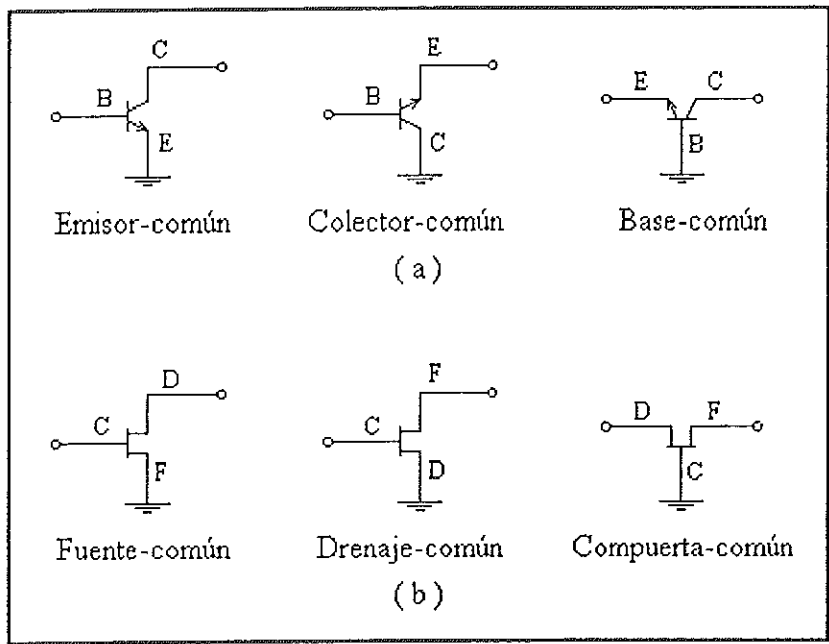


Figura 4.6. Configuraciones básicas para dispositivos de 3 terminales. (a) Transistores Bipolares, (b) Transistores MESFETs.

La otra manera de lograr que el dispositivo activo presente resistencia negativa, es el de agregar un elemento de retroalimentación cuya función radica también en variar los parámetros S del dispositivo, de tal manera que  $|S'_{11}|$  y  $|S_{22}|$  sean mayores que uno.

Existen dos formas básicas de retroalimentación, la serie y/o paralelo como se observa en la siguiente figura 4.7.

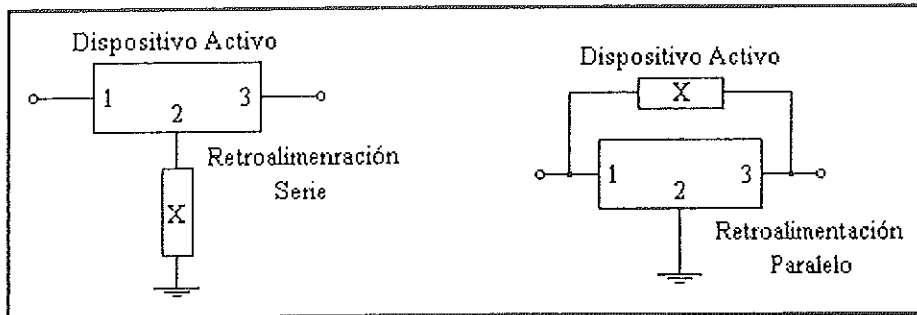


Figura 4.7. Tipos básicos de Retroalimentación

Donde X, es el elemento de retroalimentación inductivo o capacitivo. La retroalimentación serie inductiva presenta ventajas sobre la capacitiva, ya que físicamente es más fácil manejar inductancias en alta frecuencia y además permite proporcionarle condiciones para polarizar al dispositivo si está en fuente-común o en emisor-común.

#### 4.5. DISEÑO DE OSCILADORES.

Existen diferentes métodos para el diseño de osciladores de microondas, algunos basados en el régimen de operación del transistor GaAs FET en pequeña señal [7 - 10] y otros para gran señal [11-12]. En este trabajo, el diseño se realizó por medio del programa para computadora "ODMIC", descrito de una manera general en el Capítulo 5 (sección 5.3).

A continuación se presentan los resultados teóricos obtenidos para el diseño de un oscilador, objeto de este trabajo. En las especificaciones del oscilador se encuentran los datos para seleccionar el dispositivo activo.

El dispositivo activo seleccionado fue el transistor GaAs MESFET NE72089A, de la compañía Nippon Electric Company (NEC) cuya hoja de especificaciones se anexa en el Apéndice I.

La configuración que se eligió para el diseño del oscilador fue la de fuente común, debido a la potencia que puede manejar en 4.09 GHz.

Los parámetros de dispersión de este transistor en un sistema de  $50 \Omega$  (Ver hojas de datos a 4.0 GHz,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 30 \text{ mA}$ ) son:

$S_{11} = 0.72 \angle -103^\circ$	$S_{21} = 2.88 \angle 86^\circ$
$S_{12} = 0.09 \angle 31^\circ$	$S_{22} = 0.53 \angle -64^\circ$

### **PROCEDIMIENTO:**

**Paso ( 1 )** Se determina el tipo de estabilidad del transistor.

$$\Delta = (S_{11})(S_{22}) - (S_{12})(S_{21}) \quad \Rightarrow \quad \Delta = 0.406 \angle -128.74^\circ$$

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad \Rightarrow \quad k = 0.705$$

Como  $k < 1$ , por lo tanto el dispositivo es inestable y se puede utilizar como oscilador.

**Paso ( 2 )** Se calculan los círculos de estabilidad para la entrada.

$$\text{Centro: } C_f = \frac{(S_{11}^*) - (\Delta^*)(S_{22})}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow C_r = 1.604 \angle 116.60^\circ$$

$$\text{Radio: } R_f = \frac{|(S_{12})(S_{21})|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow R_r = 0.733$$

**Paso ( 3 )** Se calculan los círculos de estabilidad para la salida.

$$\text{Centro: } C_c = \frac{(S_{22}^*) - (\Delta^*)(S_{11})}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow C_c = 3.025 \angle 95.08^\circ$$

$$\text{Radio: } R_c = \frac{|(S_{12})(S_{21})|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow R_c = 2.235$$

**Paso ( 4 )** Verificamos las zonas de estabilidad haciendo  $\Gamma_c = 0$  y  $\Gamma_f = 0$ , entonces:

$$|\Gamma_{ent}| = \left| S_{11} + \frac{(S_{12})(S_{21})(\Gamma_c)}{1 - (S_{22})(\Gamma_c)} \right| = |S_{11}| \Rightarrow |\Gamma_{ent}| = 0.72$$

$$|\Gamma_{sal}| = \left| S_{22} + \frac{(S_{12})(S_{21})(\Gamma_f)}{1 - (S_{11})(\Gamma_f)} \right| = |S_{22}| \Rightarrow |\Gamma_{sal}| = 0.53$$

Como  $|\Gamma_{ent}| < 1$ , por lo tanto los puntos fuera del círculo de estabilidad, son puntos inestables. Como  $|\Gamma_{sal}| < 1$ , por lo tanto los puntos dentro del círculo de estabilidad, son puntos inestables

**Paso ( 5 )** Se determina la ganancia a la potencia requerida, como nosotros necesitamos una potencia de 10 dB, entonces los cálculos son para 10 dB.

$$g_p = \frac{10^{(dB/10)}}{|S_{21}|^2} \quad y \quad C_2^* = [S_{22} - (\Delta)(S_{11}^*)]^*$$

**Centro de  $g_p$ :**

$$C_{g_p} = \frac{(g_p)(C_2^*)}{1 + g_p \|S_{22}\|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow C_{g_p} = 0.228 \angle 98.3^\circ$$

**Radio de  $g_p$ :**

$$R_{g_p} = \frac{\sqrt{1 - 2k|(S_{12})(S_{21})|g_p + |(S_{12})(S_{21})|^2(g_p)^2}}{\|1 + g_p \|S_{22}\|^2 - |\Delta|^2\|} \Rightarrow R_{g_p} = 0.742$$

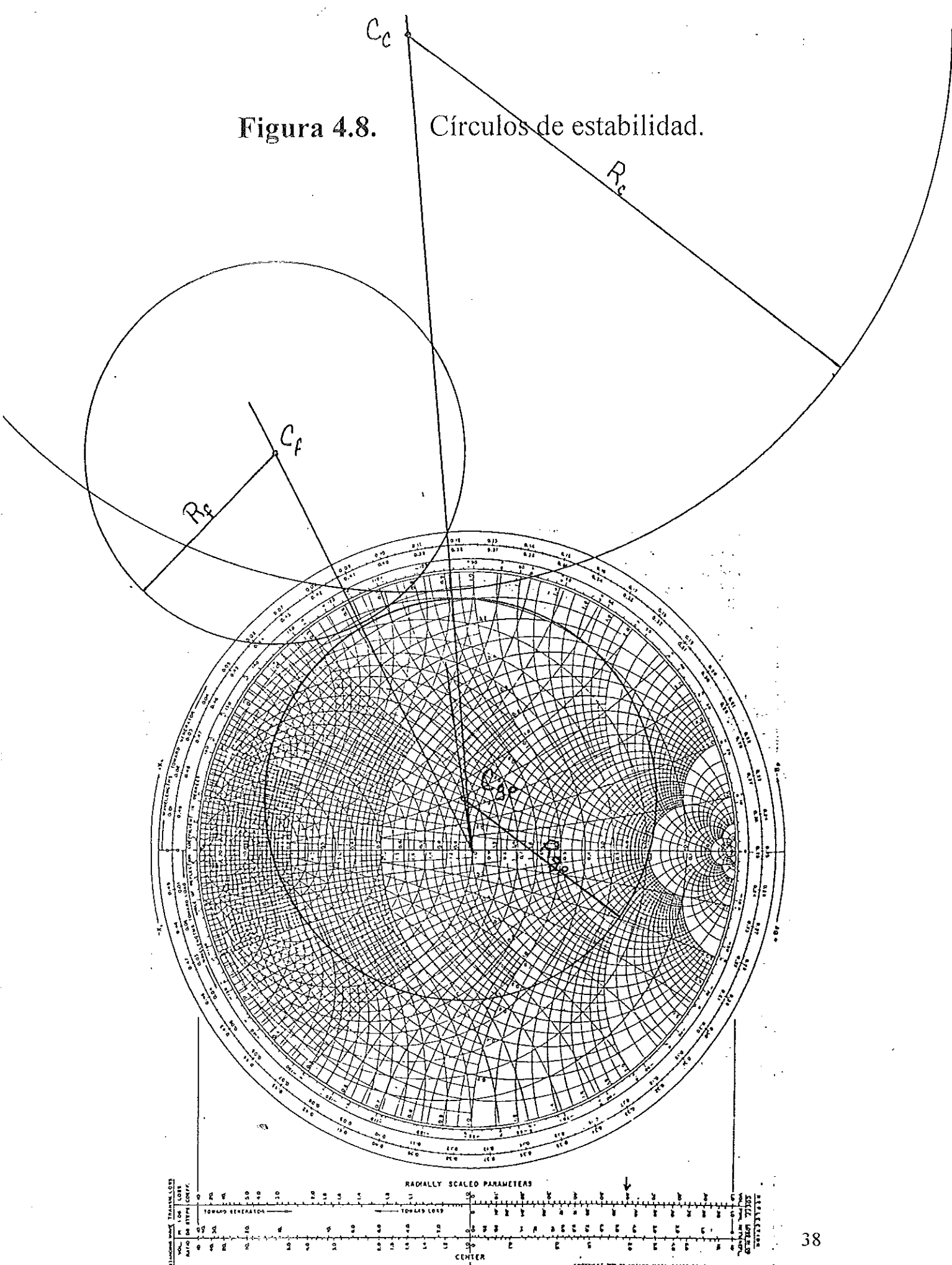
**Paso ( 6 )** Dibujamos los círculos calculados anteriormente en la carta de Smith como se muestra en la figura 4.8.

**Paso ( 7 )** Elegimos de la carta de Smith el punto  $\Gamma_C = 1 \angle 85.5^\circ$ , el cual se encuentra en una región inestable y sobre el círculo de ganancia constante a 10 dB.

$$\Gamma_{ENT} = S_{11} + \frac{(S_{12})(S_{21})(\Gamma_C)}{1 - (S_{22})(\Gamma_C)} \Rightarrow \Gamma_{ENT} = 1.18 \angle -117.22^\circ$$

por lo tanto,  $\Gamma_f = (\Gamma_{ENT})^* \Rightarrow \Gamma_f = 1.18 \angle 117.22^\circ$

Figura 4.8. Círculos de estabilidad.



## CAPITULO 5

### CONSTRUCCIÓN DEL OSCILADOR.

#### 5.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se describe en detalle los pasos en la construcción del oscilador de microondas desde la etapa de planeación hasta el prototipo final.

Un circuito de microondas puede lograrse fabricar utilizando alguna tecnología disponible, por ejemplo se pueden fabricar circuitos de microondas utilizando tecnología de circuitos híbridos. En esta tecnología se utilizan materiales de alta constante dieléctrica para fabricar las redes de acoplamiento de entrada y de salida del circuito. Se utilizan capacitores y resistencias en forma de chip para montarlos sobre los materiales donde hayan sido destinadas en el diseño. Todas las componentes son pasivas. La componente activa del circuito son los transistores de efecto de campo los cuales se montan con las debidas precauciones sobre el substrato de alta constante dieléctrica. Otra alternativa es utilizar tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas, en esta todos los componentes activos como pasivos se fabrican sobre el mismo substrato.

En el presente trabajo se adoptó por la primera tecnología. Para fabricar el oscilador de microondas se siguieron los pasos en la siguiente sección:

## 5.2. METODOLOGÍA UTILIZADA.

En la figura 5.1 (al final del capítulo) se resume la metodología utilizada para la construcción del oscilador de microondas. Básicamente la tecnología consiste en los siguientes pasos:

- i) **Establecer Objetivos.** Se establecen las especificaciones que el oscilador deberá satisfacer, es decir, la frecuencia de oscilación, la potencia de oscilación, la estabilidad del oscilador.
- ii) **Selección del Transistor.** Los transistores son seleccionados de acuerdo a los objetivos o características que deberá reunir el oscilador, tomando en cuenta que debe oscilar a la frecuencia deseada y deberá entregar la potencia requerida. Después de seleccionar el transistor se hace lo siguiente:
  - Se analiza el dispositivo por medio de los parámetros S, para determinar su capacidad para generar resistencia negativa en sus tres configuraciones, a través del cálculo del factor de estabilidad k [13], las magnitudes de los coeficientes de reflexión  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$ , y las áreas inestables en los puertos de entrada ( $A_1$ ) y salida ( $A_2$ ).
  - Determinar el valor apropiado del elemento de retroalimentación inductiva L que maximice  $A_1$  o  $A_2$  para la configuración seleccionada y a la vez satisfaga las condiciones:  $|S_{11}| > 1$  o  $|S_{22}| > 1$ .
  - Encontrar el valor de  $\Gamma_r$  que maximice la resistencia de salida  $Z_{sal}$ , la cual se obtiene calculando el coeficiente de reflexión  $S'_{22}$  dado como:

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

y transformando  $S'_{22}$  a la impedancia  $Z_{sal}$  por:

$$Z_{sal} = Z_o \left( \frac{1 + S'_{22}}{1 - S'_{22}} \right) \quad (\text{II})$$

Al maximizar la parte real de  $Z_{sal}$ , se obtiene el valor máximo de la potencia de salida.

- Calcular la impedancia  $Z_c$  entregada a la red de acoplamiento, donde sus partes real e imaginaria se obtienen respectivamente con:

$$\text{Re}(Z_c) = \frac{1}{3} |\text{Re}(Z_{sal})| \quad (\text{III})$$

$$\text{Im}(Z_c) = -\text{Im}(Z_{sal}) \quad (\text{IV})$$

La ecuación (III) se debe al hecho de que la resistencia negativa del dispositivo (en pequeña señal) disminuye al iniciarse la oscilación.

- Calcular las longitudes eléctricas de los elementos Resonador y de retroalimentación L respectivamente por:

$$\theta_r = \text{Tan}^{-1}\left(\frac{Z_r}{X_r}\right) \quad (\text{V})$$

y

$$\theta_L = \text{Tan}^{-1}\left(\frac{2\pi fL}{Z_L}\right) \quad (\text{VI})$$

donde  $Z_r$  y  $Z_L$  corresponden a las impedancias de los elementos resonador y de retroalimentación,  $f$  es la frecuencia de oscilación y  $X_r$  es la reactancia correspondiente al coeficiente de reflexión  $\Gamma_r$ .

- Por último, diseñar la red de acoplamiento para transformar de la impedancia  $Z_c$  a la carga de  $50\Omega$ .

Para el diseño del oscilador descrito en este trabajo, se utilizó un transistor GaAs MESFET NE72089A de la compañía NEC. Los parámetros S del transistor en configuración fuente-común son los mostrados en la tabla 5.1, los cuales fueron introducidos en un archivo de datos para ser llamados por el programa ODMIC y así efectuar el proceso de diseño descrito anteriormente.

Tabla 5.1. Parámetros S del Transistor NE72089A.

Frec. (MHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
	mag.	fase	mag.	fase	mag.	fase	mag.	fase
2000	0.92	- 52	2.94	130	0.07	54	0.68	- 35
3000	0.84	- 75	2.62	108	0.09	38	0.63	-51
4000	0.76	- 95	2.34	90	0.11	26	0.59	- 66
5000	0.71	- 113	2.18	72	0.12	16	0.58	- 79
6000	0.65	- 131	2.02	56	0.13	7	0.56	- 93

iii) **Cálculo de la Microcinta.** Las microcintas constituyen un tipo de línea de transmisión planar que consiste de elementos conductores construidos sobre un dieléctrico de un plano conductor común llamado plano de tierra. Las dimensiones físicas de los elementos de acoplamiento con una impedancia ( $z$ ) y una longitud eléctrica ( $\theta$ ) son calculados para que un substrato determinado con una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) y un espesor del dieléctrico ( $h$ ) a una frecuencia específica que normalmente es la frecuencia de diseño del oscilador. El programa ODMIC, contiene un algoritmo que determina el ancho ( $A$ ) y largo ( $L$ ) de cada uno de los elementos que constituyen al circuito oscilador. Las dimensiones de cada uno de los elementos se encuentran en la tabla 5.2.

iv) **Dibujo del Circuito en Rubilyth.** Las dimensiones de cada uno de los elementos del circuito oscilador dadas por el programa ODMIC, son multiplicadas por 20 (1 mm = 20 mm o 1 mm = 2 cm) como se muestra en la tabla 5.2, para darles una dimensión más grande y poderlas dibujar con más facilidad. Una vez dibujado el diagrama del circuito, se recorta en Rubilyth con un exacto. El Rubilyth es un material especial que contiene dos películas plásticas una muy delgada de color rojo

y la otra transparente de mayor espesor. El diagrama se calca sobre este material desprendiendo la parte roja del rubilith.

Tabla 5.2. Dimensiones de los elementos que constituyen al circuito oscilador.

Elemento	A (mm)	L (mm)	Ax20 (mm)	Lx20 (mm)
1	0.527	16.185	10.54	323.70
2	0.527	6.546	10.54	130.92
3	0.527	6.546	10.54	130.92
4	0.527	4.929	10.54	98.58
5	3.703	5.181	74.06	103.62
6	0.595	4.350	11.90	87.00
7	0.527	3.553	10.54	71.06

Separaciones	(mm)	x20 (mm)
a	1.800	36.00
b	1.200	24.00
c	6.290	125.80
d, e, f, g	7.098	141.96
h, i	0.100	2.00
j, k	6.100	122.00
l, m	1.000	20.00
n, o	2.230	44.50

- v) **Obtención de la Mascarilla.** Una vez recortado el diagrama del circuito, se coloca en una pantalla de color blanco con luz interior, después se cubre de negro la parte de la pantalla para dejar solamente el diagrama del circuito iluminado y fotografiarlo, como se muestra en la figura 5.2, El revelado de la mascarilla (fotografía tomada al circuito) se hace en un cuarto con luz de protección roja.

En la figura 5.3, se muestra el circuito visto a través de la cámara fotográfica donde se esta ajustando a la escala deseada.

En la figura 5.4, se hace un acercamiento a la cámara fotográfica para hacer una observación mejor de lo que se esta explicando.

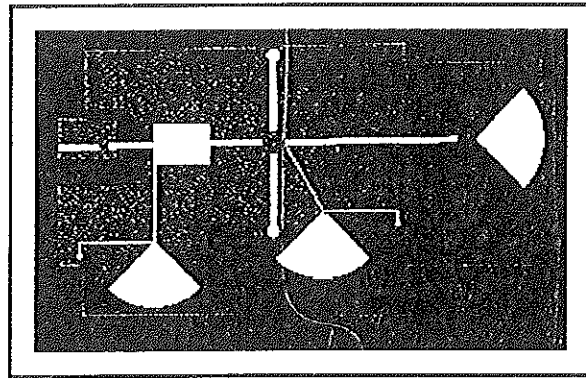


Figura 5.2. Fotografía del circuito iluminado.

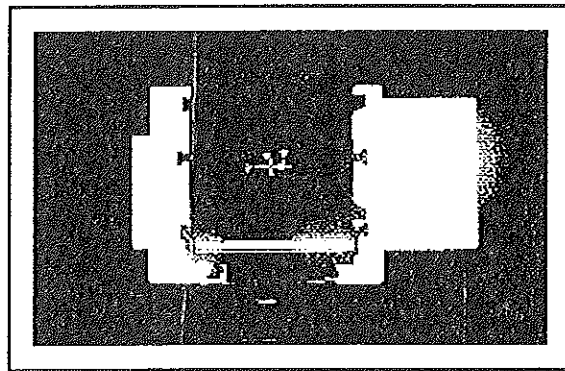
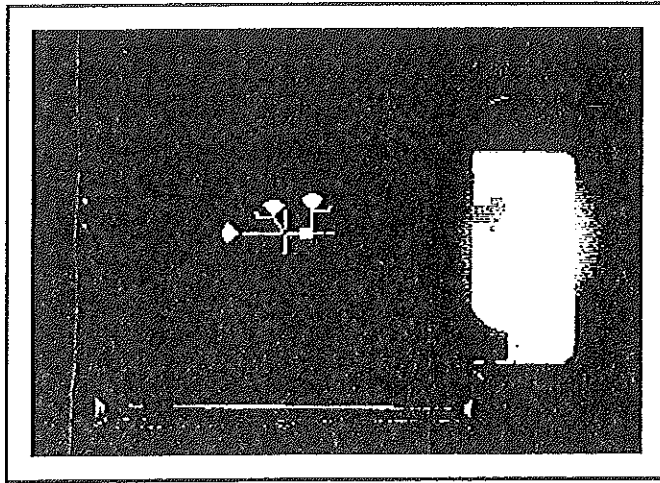


Figura 5.3. Circuito visto a través de la cámara fotográfica.



**Figura 5.4.** Acercamiento para una mejor observación.

- vi) **Inspección al Microscopio.** Ya que tenemos la mascarilla se verifican las dimensiones con ayuda de un microscopio con retícula integrada (AO american optical One-Ten).
- vii) **Limpeza y Corte del Substrato.** El substrato es cortado con una guillotina a 7 x 6 cm aproximadamente, se le quita una protección que trae para que no se oxide o raye, se limpia con brasso para quitarle las impurezas que contenga, después es limpiada con acetona y por último con alcohol para eliminar la grasa al substrato y asegurarnos de que quede completamente limpio.
- viii) **Deposito de Fotorresist y Grabado del Circuito.** Este paso consiste en depositar una ligera capa de fotorresist (Photo Resist 1350J) la cual es horneada durante 15 min. a una temperatura de 110 °C.

Después se coloca el substrato en una base, se coloca encima la mascarilla, se pone encima un vidrio para que la mascarilla no tenga movimiento y quede completamente plano. Se expone a luz ultravioleta ( $\approx 600$  W) por un tiempo de 45 seg. Se mete después al revelador de fotoresist en el cual se removerá aquella parte a la que le dio la luz y quedará el circuito gravado con fotorresist.

- ix ) **Inspección al Microscopio.** Ya que tenemos el circuito gravado con fotorresist en el substrato, se verifican las dimensiones en el microscopio con retícula integrada.
- x ) **Decapado del Circuito.** Una vez obtenido el circuito en fotorresist se introduce este al cloruro férrico, el cual es puesto en un vaso de precipitado para calentarlo en una plancha, el calentamiento acelera el proceso de decapado y así de esta forma se obtiene el circuito en microcinta.
- xi ) **Inspección al Microscopio.** Una vez obtenido el circuito en el substrato, se verifican las dimensiones en el microscopio con retícula integrada.
- xii ) **Construcción de la Fuente de Alimentación.** La mascarilla de la fuente se obtuvo por medio del programa ORCAD para optimizar la distribución de los componentes y el circuito impreso se obtuvo siguiendo la técnica convencional de fabricación.
- xiii ) **Diseño y Construcción del Recinto Metálico.** Este se mandó hacer en el taller del CICESE siguiendo las especificaciones de la figura 5.7.
- xiv ) **Montaje del Oscilador.** Una vez construido el recinto, se procede a montar el circuito en este, luego los elementos de retroalimentación son soldados con Resina Conductiva de Plata Epotek H2OE y conectados al plano de tierra, el Conector de

Salida, el MESFET, la Resistencia y el Capacitor son soldados con Estaño, se puede utilizar Resina Conductiva de Plata Epotek H2OE ó EPOXI.

xv) **Caracterización del Oscilador.** Para la caracterización del oscilador se utilizó el siguiente equipo: Dos Multimetros Digitales, dos fuentes de Alimentación Variables (una de 0 a 5.0 V y la otra de -5. a 0 V) y un Analizador de Espectros (HP 8565A Spectrum Analyzer).

### 5.3 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL PROGRAMA ODMIC.

El programa ODMIC (osciladores de microondas) es un programa escrito en FORTRAN IV. Dicho programa puede funcionar de manera interactiva ya que tiene 5 subrutinas principales que pueden ser llamadas por el programa principal dependiendo la función que se desee realizar. Las funciones principales que realiza este programa son: Análisis de Transistores (AT), Análisis de Osciladores (AO), Diseño de Microcintas (DM), Diseño de Redes de Acoplamiento (DR) y Diseño de Osciladores (DO). Estas funciones se realizan utilizando una o varias de las subrutinas principales además de las subrutinas de apoyo [6].

#### 5.4. DIAGRAMA DEL CIRCUITO.

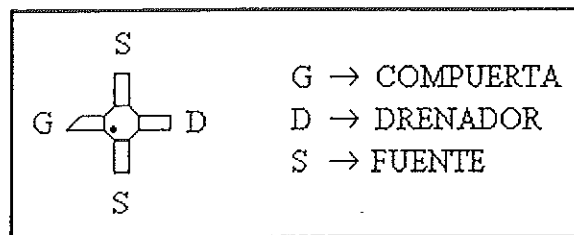
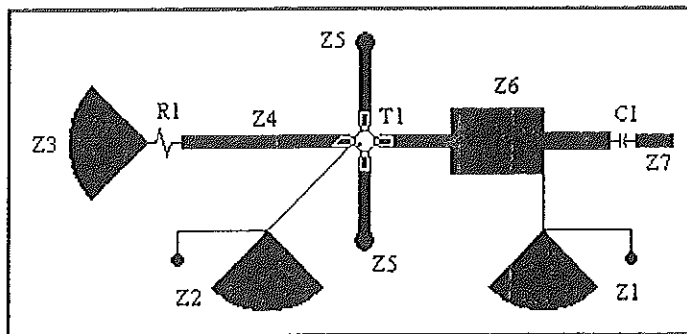


Figura 5.5. Diagrama Eléctrico del Oscilador.

Descripción de las redes del Diagrama Eléctrico.

- Z1 → Red de Alimentación Positiva (+ 3 volts).
- Z2 → Red de Alimentación Negativa (- 1.90 volts).
- Z3 → Stub Resonante.
- Z4 → Red Resonante.
- Z5 → Elementos de Oscilación conectados a tierra.
- Z6 → Red de Acoplamiento.
- Z7 → Línea de Transmisión de Salida de 50Ω.
- R1 → Resistencia de 50Ω.
- C1 → Capacitor de 1.2 μF.
- T1 → Transistor NE72089A.

## 5.5. OBTENCIÓN DE LA MASCARILLA.

La mascarilla se obtiene de la siguiente forma:

- 1) Tomamos un pedazo de película (kodalith) y lo ponemos en el centro del cartucho de la cámara, hacemos lo mismo por el otro lado del cartucho. Todo esto se hace utilizando luz roja.
- 2) Se coloca la cámara fotográfica tomando en cuenta la escala deseada.
- 3) Se enfoca el diagrama.
- 4) Se inserta el cartucho.
- 5) Preparamos la cámara.
- 6) Quitamos la protección del cartucho.
- 7) Disparamos la cámara fotográfica.
- 8) Ponemos la protección del cartucho
- 9) Volteamos el cartucho y hacemos los pasos del 4 al 8.
- 10) Quitamos el cartucho, lo llevamos al cuarto con luz roja.
- 11) Quitamos el negativo del cartucho con mucho cuidado.
- 12) Ponemos la película (kodalith) en la charola del **Revelador** por un tiempo aproximado de 1 a 2½ min.
- 13) Sacamos la película del **Revelador** y la ponemos en la charola del **Parador** durante un tiempo de 30 seg.
- 14) Sacamos la película del **Parador** y la ponemos en la charola del **Fijador** durante un tiempo no mayor a 3 min.



6. Cubrir todo el substrato con fotoresist (Photo Resist 1350J) y presionar el botón de encendido (start) para que empiece a girar el substrato y quede solamente una pequeña capa de fotoresist.
7. Se apaga la maquina de vacío, se retira el substrato y se mete al horno durante 15 min. a una temperatura de 115 °C
8. Se coloca en una base, luego se pone la mascarilla encima del conductor que contiene el fotoresist, se coloca un vidrio encima para que queden completamente plano y no tenga movimiento la película.
9. Se deja durante 45 seg. a luz blanca ( $\approx 600\text{ W}$ ) para grabar el circuito en el substrato
10. Se coloca en el revelador para fotoresist, en el cual se caerá aquella parte que fue quemada con la luz blanca y se verá el circuito grabado en fotoresist.
11. Se enjuga en agua destilada.
12. Colocar cloruro férrico en un vaso de precipitado cierta cantidad y depositar el circuito adentro.
13. Calentar el cloruro férrico para acelerar el proceso.
14. Enjuagar en agua
15. Así obtenemos el circuito de microondas donde después será colocado el MESFET.
16. Se revisa en el microscopio para verificar si el circuito cumple con las condiciones (una precisión del 98%). Si no se cumplen se repite el proceso desde que se toma la fotografía, porque la cámara tendrá que reacomodarse y la fotografía se modificará.

## 5.7. DISEÑO DEL RECINTO.

El recinto para el oscilador, se mando construir al taller del CICESE en material de Aluminio. Las dimensiones del recinto metálico son mostradas en la figura 5.7.

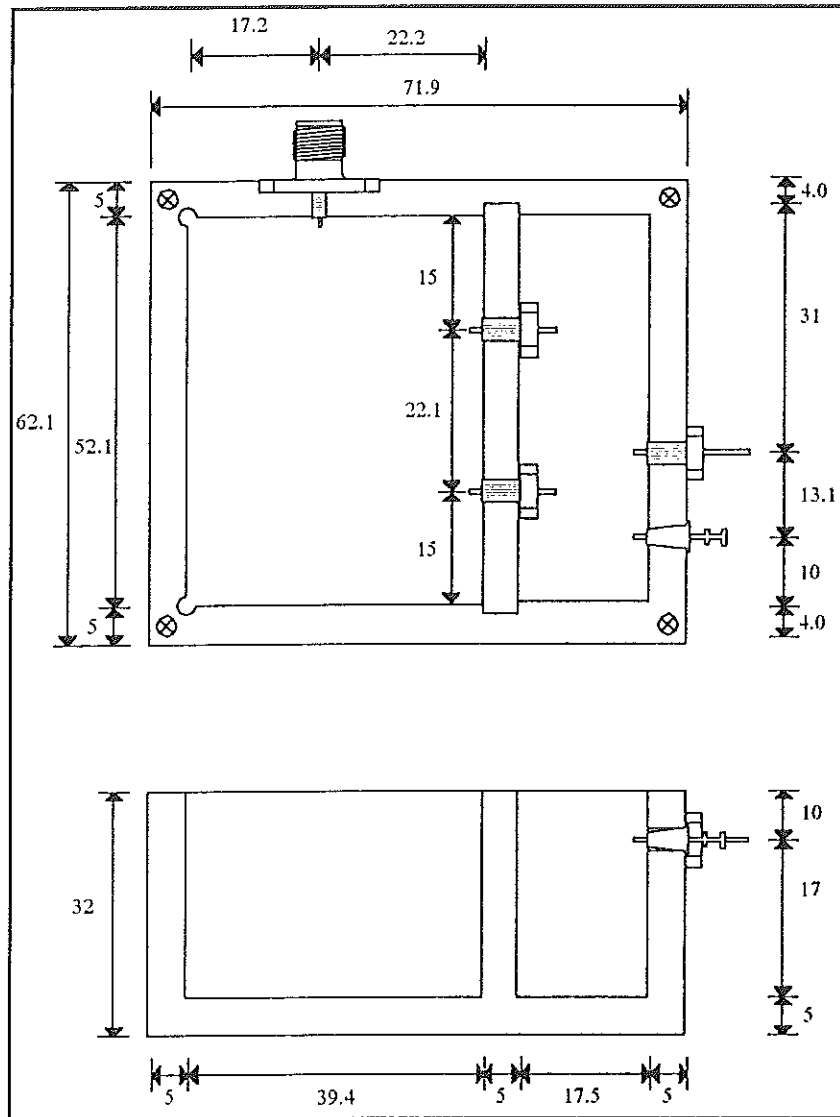


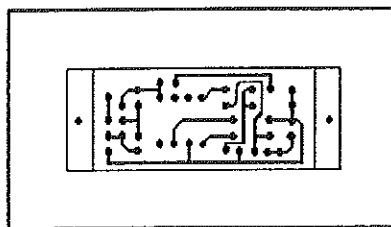
Figura 5.7. Diagrama del Recinto utilizado en el Oscilador. Las dimensiones son en mm y la escala utilizada es 1:1 (1 mm = 1 mm).



Las partes que componen la fuente de alimentación se muestran a continuación en la Tabla 5.3.

**Tabla 5.3.** Componentes de la fuente de alimentación

C1, C2, C3	Capacitores de Tantalio de 4.7 $\mu$ F (35V)
C4	Capacitor Electrolítico de 10 $\mu$ F (35V)
C5	Capacitor de Tantalio de 10 $\mu$ F (35V)
IC1	Regulador de voltaje de +5 volts (78L05)
IC2	Convertidor de voltaje positivo a negativo (ICL7660)
D1, D2	Diodos rectificadores (1N4001 ó NTE116)
R1	Resistencia de 66 $\Omega$ (1/2 Watt)
R2	Resistencia de 4.3 K $\Omega$ (1/4 Watt)
R3	Potenciometro de 20 K $\Omega$



**Figura 5.9.** Mascarilla de la Fuente de Alimentación del Oscilador.

El integrado IC1, entrega 5 volts regulados al integrado IC2 y a la resistencia R1. La resistencia R1, limita la corriente que se entrega a la terminal de drenaje del dispositivo y presenta 5 volts a dicha terminal. El capacitor C4, tiene la función de filtrar (eliminar) las componentes de corriente alterna o RF.

El Integrado IC2, convierte el voltaje positivo de 5 volts entregado por IC1, en un voltaje negativo de -5 volts, a partir de este se ajusta el voltaje de compuerta ( $V_{gs}$ ) y controla la corriente  $I_{DS}$ , con el divisor de voltaje formado por la resistencia R2 y el potenciómetro R3. El capacitor C3, tiene la función de almacenar flujos de voltaje para que el voltaje de C5 sea aproximadamente igual al voltaje de entrada [18].

### 5.9. ENSAMBLE.

Las componentes pasivas del circuito oscilador tales como: el capacitor bloqueador de cd y la resistencia de  $50 \Omega$ , son montados al circuito primeramente, utilizando soldadura de estaño.

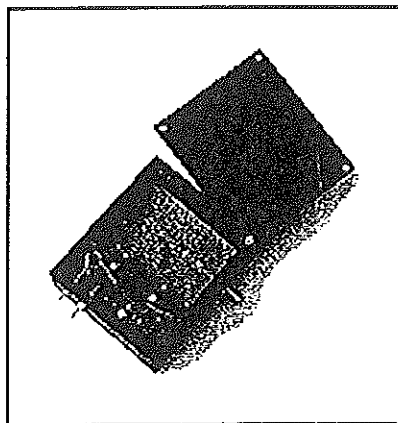
El segundo paso consiste en fijar el circuito al recinto metálico de alojamiento utilizando pasta conductiva de plata (epo-tek H20E), cuidando que la cantidad utilizada no sea excesiva para evitar que se produzcan cortos circuitos entre el circuito y el plano de tierra.

El tercer paso consiste en montar los conectores de polarización y el conector SMA de salida.

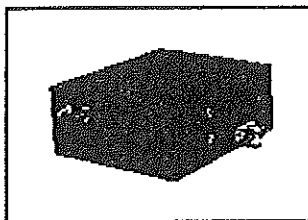
El cuarto paso consiste en montar al transistor. Para montar al transistor, se debe aterrizar perfectamente para evitar una descarga de corriente eléctrica estática la cual destruye la compuerta del MESFET.

El quinto paso consiste en montar la fuente reguladora de voltaje, la cual deberá polarizar al transistor con los voltajes indicados para que el oscilador trabaje a la frecuencia deseada y con la potencia requerida.

En la figura 5.10 y 5.11, se muestran todos los elementos ensamblados en el recinto.



**Figura 5.10.** Fotografía del recinto terminado antes de ponerle la tapa.



**Figura 5.11.** Fotografía del recinto terminado en su totalidad.

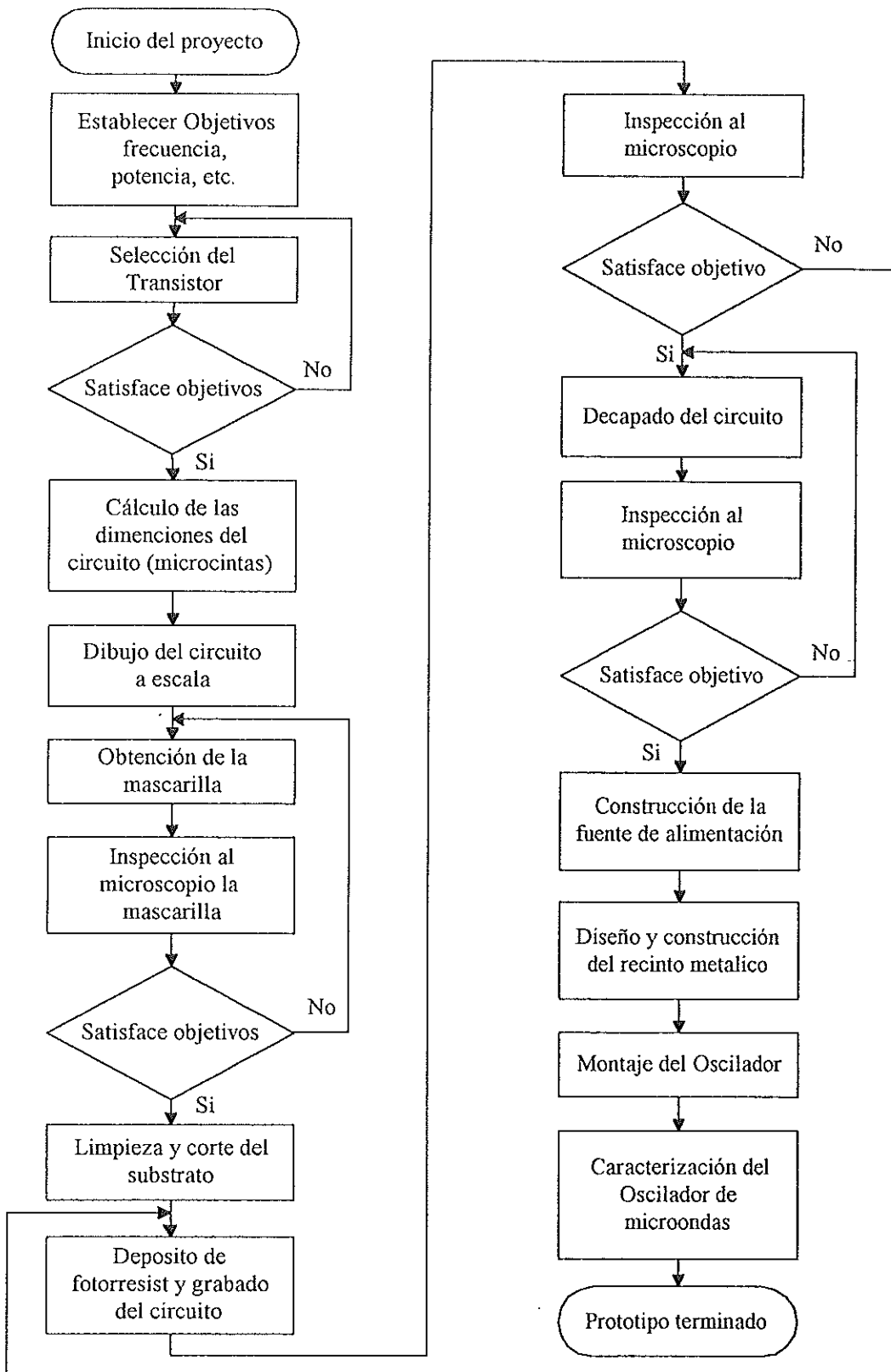


Figura 5.1. Diagrama a bloques de la metodología utilizada.

## CAPITULO 6

### CARACTERIZACIÓN DEL OSCILADOR

#### 6.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se lleva a cabo la caracterización del oscilador, que permitirá conocer el comportamiento del oscilador en operación. Se describen los pasos de medición y se proporcionan resultados de las mediciones de Frecuencia, Potencia de Oscilación (de salida), cambio de la frecuencia con respecto a la Temperatura, cambio de la frecuencia con respecto al voltaje de alimentación y la medición del Ruido de Fase.

#### 6.2. MEDICIONES.

Las mediciones son una parte importante en el proceso de la caracterización de cualquier circuito, dado que nos permite conocer el comportamiento de operación de dicho circuito bajo diversas condiciones (Temperatura, Voltajes de Alimentación, Carga Variable, etc.).

Un oscilador de microondas, debe tener las siguientes características principalmente:

1. Frecuencia de Oscilación Fija ó Variable.
2. Potencia de Salida adecuada.

3. Estable con respecto a variaciones de voltaje, temperatura e impedancia de carga.
4. Bajo ruido de fase.

#### **6.2.1. FRECUENCIA DE OSCILACIÓN.**

La Frecuencia de Oscilación, se determina conectando el oscilador directamente a un contador de frecuencia o bien a un equipo analizador de espectros. Este ultimo permite, además obtener resultados de la potencia de salida del oscilador.

#### **6.2.2. POTENCIA DE SALIDA.**

La Potencia de Salida, se determina conectando el oscilador a un medidor de potencia o bien a un analizador de espectros.

#### **6.2.3. ESTABILIDAD.**

Existen dos tipos de estabilidad, la estabilidad en tiempo largo y la estabilidad en tiempo corto.

La estabilidad en tiempo largo, se refiere a pequeños cambios en la frecuencia promedio con el tiempo y se expresa con la relación  $\frac{\Delta f}{f}$  para un período de tiempo de días, meses o años (envejecimiento del dispositivo activo).

La estabilidad en tiempo corto, se refiere a los cambios en la frecuencia que se observan como fluctuaciones periódicas o continuas alrededor de la frecuencia nominal en periodos cortos de tiempo ( $\mu\text{seg.}$ ,  $\text{seg.}$ ,  $\text{min.}$ ). Esta estabilidad depende de la etapa de diseño y por lo tanto la más importante.

En este tipo de Estabilidad se pueden presentar dos tipos de Variación de Frecuencia:

- 1) No Aleatorias o Determinísticas.
- 2) Aleatorias.

Las No Aleatorias (espurias), se relacionan con fenómenos conocidos dentro de un generador de señales;

- Frecuencia de Línea.
- Productos generados del mezclador de dos señales.
- Armónicas.

Este tipo de señales se pueden conocer y por tanto eliminar utilizando Filtros.

Las Aleatorias, se desconocen como son generadas y se presentan en el dominio del tiempo como fluctuaciones de frecuencia con periodos

aleatorios de poca duración y se describen como una distribución estadística.

Para conocer que tan estable es un oscilador, pueden hacerse mediciones de frecuencia y potencia bajo diversas condiciones como son:

- 1) Variaciones de temperatura
- 2) Variaciones del voltaje de alimentación

- 1) Para observar como varia la Frecuencia y Potencia de operación del oscilador con la temperatura, se utilizará el sistema mostrado en la figura 6.1. El procedimiento consiste en ir aumentando la temperatura y esperar a que se uniformice esta con el tiempo en el interior del oscilador para observar el cambio de Frecuencia y de Potencia en el analizador.

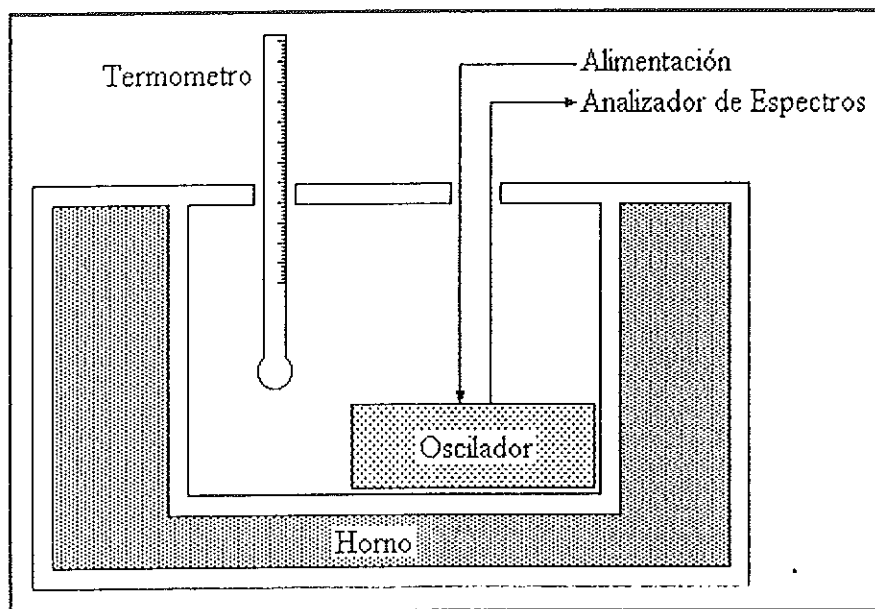


Figura 6.1. Arreglo experimental para el intervalo de temperatura de 23 °C a 70 °C

2) Para medir el cambio de frecuencia y de potencia de operación cuando varía el voltaje de alimentación del oscilador (figura 6.2). Este procedimiento consiste en ir aumentando el voltaje de la fuente e ir observando el cambio de la Frecuencia y la Potencia en el analizador . Con el voltaje y la corriente medida posteriormente se puede calcular la eficiencia del oscilador.

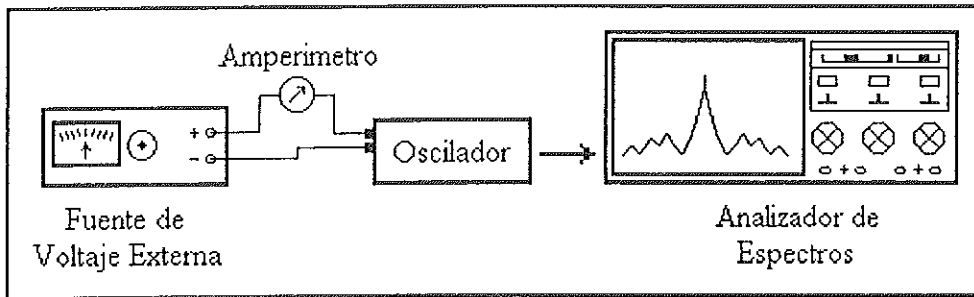


Figura 6.2. Arreglo experimental para la medición de la Frecuencia y la Potencia contra el voltaje de alimentación.

#### 6.2.4. RUIDO DE FASE.

El Ruido de Fase describe el espectro de potencia de RF en forma de ruido aleatorio y se define como la relación de potencia de ruido de fase de una banda lateral única en un ancho de banda de 1 Hz a una frecuencia  $F_m$  de la portadora) a la potencia total de la señal portadora como se muestra en la figura 6.3.

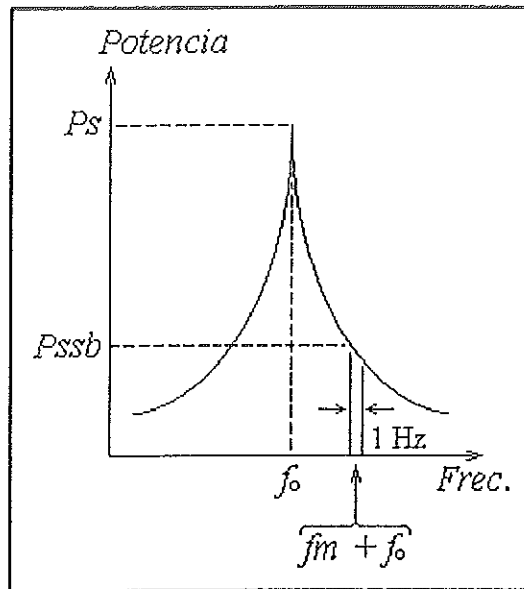


Figura 6.3. Gráfica del ruido de fase en el dominio de la frecuencia

El ruido de fase está relacionado con las fluctuaciones o desviaciones de fase tipo aleatorio al rededor de una frecuencia nominal de oscilación.

El ruido de fase  $\mathcal{L}(f)$  se define de acuerdo a la figura 6.3 como:

$$\mathcal{L}(f) = \frac{P_{ssb}}{P_s} \quad [\text{dB/Hz}] \quad (6.1)$$

El Ruido de Fase está relacionado con:

La Densidad Espectral de Fluctuaciones de Fase  $\mathcal{L}(f) = \frac{1}{2} S_{\Delta f}(f)$  ó bien con:

La Densidad Espectral de Fluctuaciones de Frecuencia  $\mathcal{L}(f) = \frac{1}{2} \frac{1}{f^2} S_{\Delta f}(f)$ .

A la frecuencia  $f_m$  se le llama: frecuencia de Fourier, de Banda Lateral, de Modulación ó de Banda Base.

$$f_m \text{ es } > 10 \text{ KHz.}$$

La Densidad Espectral de Fluctuaciones de Fase se obtiene utilizando un detector de Fase y se utiliza para analizar el Ruido de Fase en Sistemas Sensitivos a cambios de Fase (Comunicación Digital FM).

La Densidad Espectral de Fluctuaciones de Frecuencia se obtiene utilizando Discriminadores de Frecuencia.

Para medir el ruido de fase, existen cuatro métodos:

- 1) Heterodino.
- 2) Detección de Fase.
- 3) Discriminador de Fase.
- 4) Directo.

#### **6.2.4.1. Método Heterodino.**

Sele conoce como la técnica en el dominio del tiempo. Este método se utiliza en un intervalo de frecuencias amplio con buena sensibilidad cerca de la portadora, como se muestra en la figura 6.4.

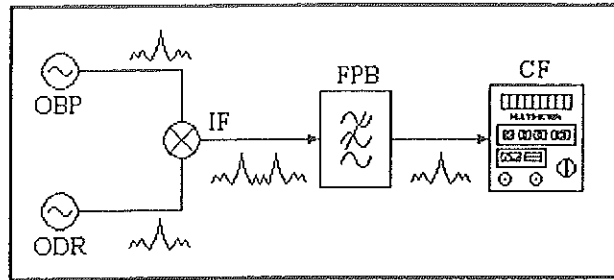


Figura 6.4. Diagrama a bloques del Método Heterodino.

Donde:

OBP	→	Oscilador Bajo Prueba.
ODR	→	Oscilador de Bajo Ruido.
IF	→	Frecuencia Intermedia
FPB	→	Filtro Pasa Bajas
CF	→	Contador de frecuencias

Este método tiene las siguientes desventajas:

- Requiere de dos fuentes.
- El ODR debe ser de frecuencia variable, de buena resolución y muy estable.
- La técnica esta limitada al tiempo de muestreo del contador.

#### 6.2.4.2. Método de Detección de Fase.

A este método se le conoce también como la técnica de cuadratura o de las dos fuentes y se utiliza para medir osciladores con un ruido muy bajo ya que proporciona mayor sensibilidad y mayor ancho de banda, como se muestra en la figura 6.5.

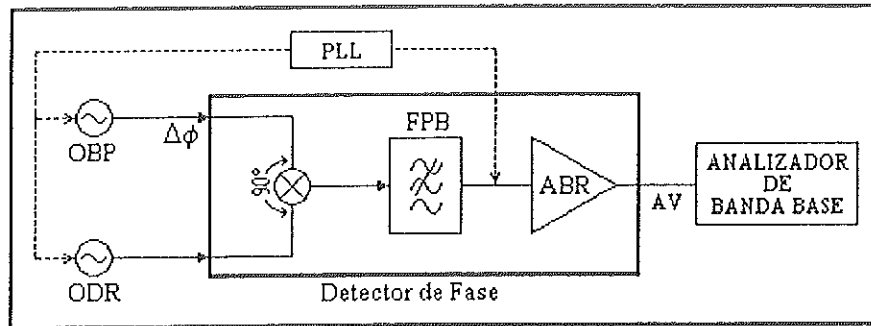


Figura 6.5. Diagrama a Bloques del Método de Cuadratura

Donde

ABR → Amplificador de Bajo Ruido.

Las dos fuentes están a la misma frecuencia y en cuadratura (desplazados en fase de  $90^\circ$ ). A la salida del mezclador se elimina la suma y las portadoras. La diferencia de las señales será cero Hz. con un voltaje promedio de cero volts. Esta señal se introduce a un ABR en banda base la cual es amplificada.

**Las ventajas de este método son:**

- Es posible medir en intervalos de frecuencia amplios.
- Es posible la medición a diferentes desplazamientos de frecuencia.
- Se puede suprimir el ruido AM.
- Puede ser Automatizado.

**Las desventajas de este método son:**

- Se requieren dos fuentes de alimentación
- El Sistema es complejo.
- Las mediciones cercanas a  $f_c$  requieren de correcciones adicionales.

Se tienen sistemas completamente automáticos como el HP11740A el cual consiste del siguiente equipo:

- Test set carrier HP11729B (analizador de banda base).
- Sintetizador HP8662A ó HP8663A.
- Analizador de Espectros Hp3047A.
- Computadora HP9836A

Este equipo se utiliza con alta precisión y flexibilidad en producción hasta 18 GHz con desplazamientos de frecuencia de 0.02 Hz hasta 40 MHz.

#### **6.2.4.3. Método Discriminador de Frecuencias.**

En este método las fluctuaciones de frecuencia se convierten en fluctuaciones de voltaje en banda base por medio de un discriminador de frecuencia.

La salida del discriminador se puede describir con la densidad espectral del fluctuaciones de frecuencia  $S\Delta f(f)$ .

Tipos de Discriminadores:

- Línea de retardo/mezclador.
- Puente RF/Línea de Retardo.
- Detector de Pendiente
- Línea de Retardo Dual.

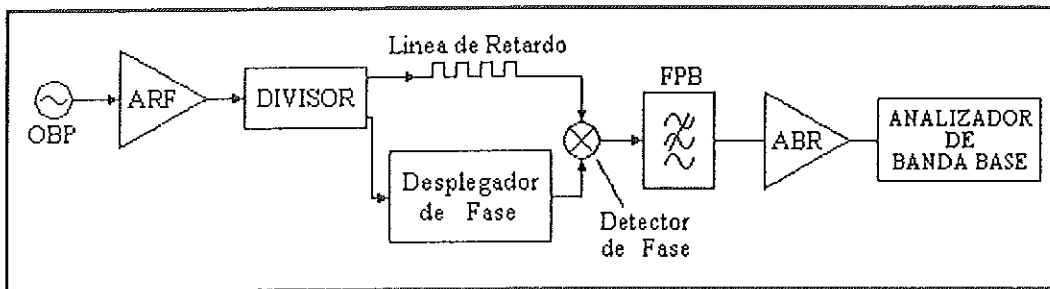


Figura 6.6. Diagrama a Bloques del Método Discriminador de Frecuencias.

Donde:

ARF → Amplificador de Radio Frecuencia.

Mediante este método se logra una alta sensibilidad utilizando una línea de retardo larga (sin pérdidas). El discriminador opera en anchos de banda grandes. La cuadratura se establece variando la frecuencia del OBP o la longitud de la línea de retardo.

#### 4. Método Directo.

Es el más simple ya que se conecta el OBP a un Analizador de Espectros y se hacen las mediciones directas, como se muestra en la figura 6.7:

1. Medición del Nivel de Portadora ( $P_s$ )
2. Medición del Nivel de Potencia a una Frecuencia  $f_m$  alejada de la portadora ( $P_{ssb}$ ).
3. Normalización del Ancho de Banda de Ruido calculando el factor:

$$B = 10 \text{ Log } (1.2 \times \text{Resolución de Ancho de Banda}) \text{ a } 1 \text{ Hz.}$$

4. Compensación de el efecto producido por la circuiteria del Analizador  $C_n \approx 2.5 \text{ dB}$ .
5. Calcular el Ruido de Fase  $\bar{L}_1(f) \Rightarrow \bar{L}_1(f) = P_{ssb} - P_s - B + C_n$

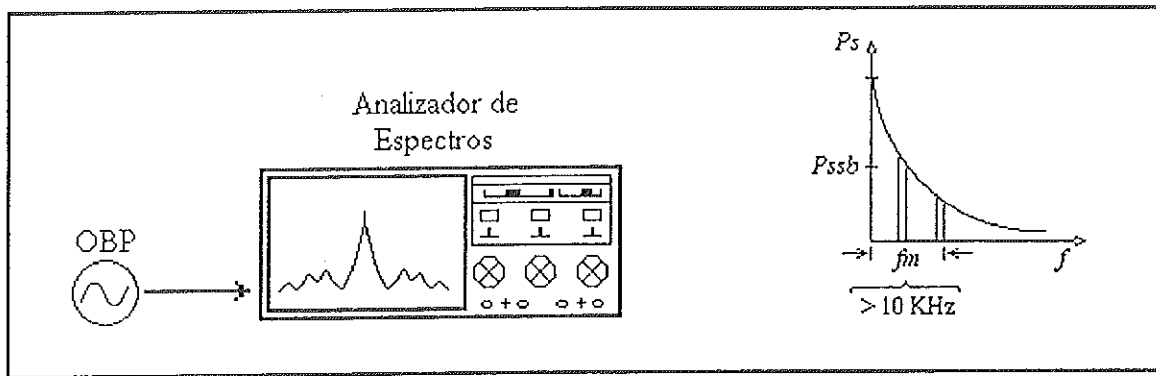


Figura 6.7. Diagrama a bloques del Método Directo.

La principal limitación es que sólo es posible medir Osciladores con Ruido de Fase relativamente alto. La fuente debe tener un ruido AM  $\ll$  que el ruido de FM. El Rango dinámico y resolución están afectados por el ancho de banda de los filtros de FI, Por la estabilidad del Oscilador interno y por las bandas laterales de ruido del Analizador.

La precisión del método depende del Analizador de espectros y de la normalización del ancho de banda a 1 Hz.

### 6.3. CARACTERIZACIÓN DEL PROTOTIPO.

En esta sección, se presentan los resultados de la caracterización del oscilador a 4.09 GHz con respecto a su frecuencia de oscilación, potencia de salida, ruido de fase, estabilidad con respecto a la temperatura y su estabilidad con respecto a la variación con el voltaje de alimentación.

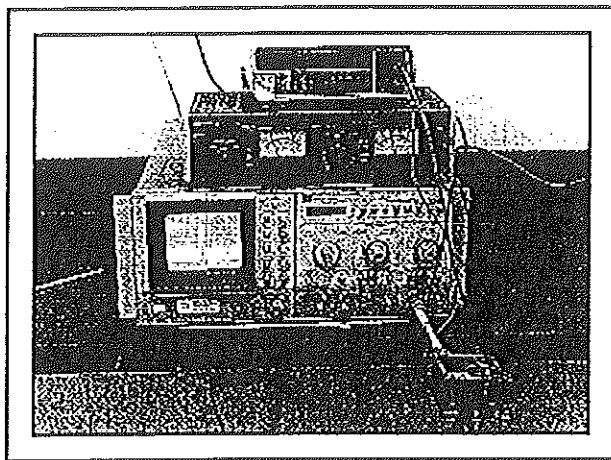
#### 6.3.1. Medición de la Frecuencia y la Potencia.

La Medición de la Frecuencia y la Potencia del Oscilador diseñado, se lleva a cabo con un analizador de espectros HP8565A.

La fuente interna del oscilador está ajustada para que entregue una corriente de drenaje ( $I_{DS}$ ) de 30.00 mA, un voltaje de drenaje ( $V_{DS}$ ) de 3.0 volts y un voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ) de -1.90 volts. Sin embargo la fuente exterior opera con voltajes entre 5 y 50 volts y consume una corriente aproximada de 50.0 mA.

El voltaje que se utilizó para la caracterización es de 10.0 Volts y el consumo de corriente a dicho voltaje es de 46.9 mA.

El arreglo experimental se presenta en la figura 6.8, en el cual se puede observar el analizador de espectros, la fuente externa de alimentación y un amperímetro para medir la corriente que entrega la fuente externa.



**Figura 6.8.** Arreglo experimental para la caracterización del oscilador.

En la figura 6.9, se muestra la frecuencia contra la potencia. La respuesta del oscilador es registrada en un analizador de espectros, la frecuencia de oscilación se encuentra en 4.091 GHz y la potencia de salida es de 14 dB (6 dB del oscilador + 8 dB del aislador). En la figura 6.10, se muestra la frecuencia contra la potencia

El oscilador genera señales en las siguientes frecuencias:

- 1) 4.093 GHz con una potencia de 1 dB + 8 dB del aislador
- 2) 8.590 GHz con una potencia de -25 dB + 8 dB del aislador
- 3) 12.894 GHz. con una potencia de -36 dB + 8 dB del aislador

No obstante se caracterizó de 4.080 a 4.101 GHz. con los resultados que se presentan a continuación.

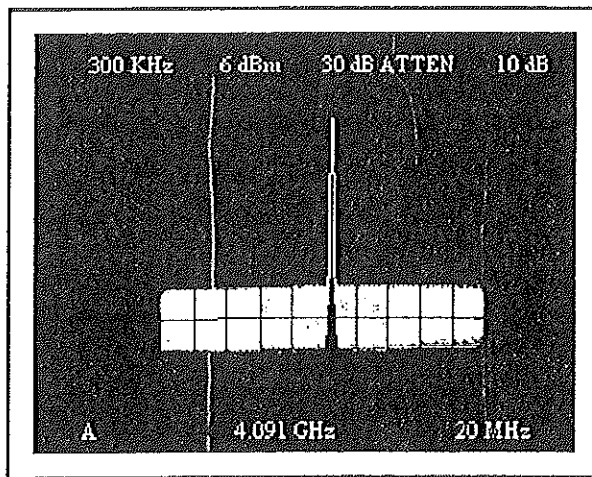


Figura 6.9. Respuesta del oscilador.

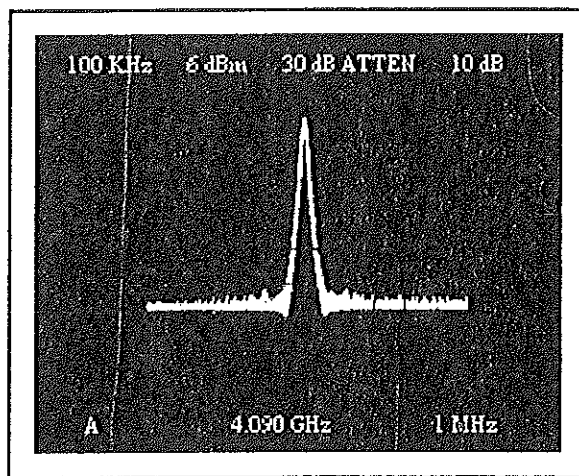


Figura 6.10. Respuesta del oscilador.

### 6.3.2. Caracterización del Aislador.

La caracterización de la atenuación del aislador se realizó utilizando un oscilador de señales HP8616A, los resultados se muestra en la tabla 6.1 y en la figura 6.11 se muestra el aislador indicándolo con la flecha obscura..

Tabla 6.1. Caracterización del Aislador.

Frecuencia (GHz)	Pot. s/Aislador (dB)	Pot. c/Aislador (dB)	Diferencia (dB)
3.0	-5.0	-15.0	10
3.1	-4.0	-14.0	10
3.2	-5.0	-14.0	9
3.3	-5.0	-14.0	9
3.4	-5.0	-15.0	10
3.5	-5.0	-15.0	10
3.6	-5.0	-15.0	10
3.7	-5.0	-14.0	9
3.8	-6.0	-15.0	9
3.9	-7.0	-15.0	8
4.0	-7.0	-15.0	8
4.1	-6.0	-13.0	7
4.2	-6.0	-14.0	8
4.3	-7.0	-15.0	8
4.4	-8.0	-16.0	8
4.5	-6.0	-15.0	9

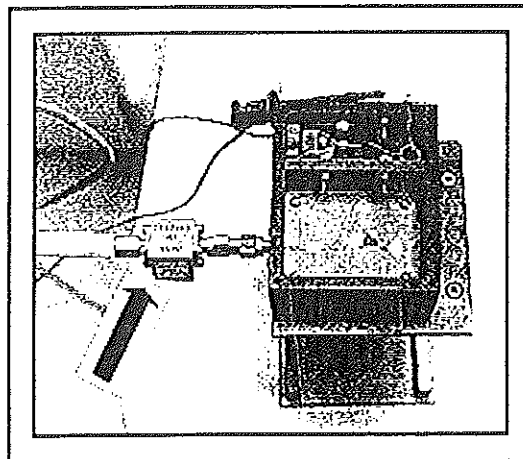


Figura 6.11. Aislador utilizado en la salida del oscilador.

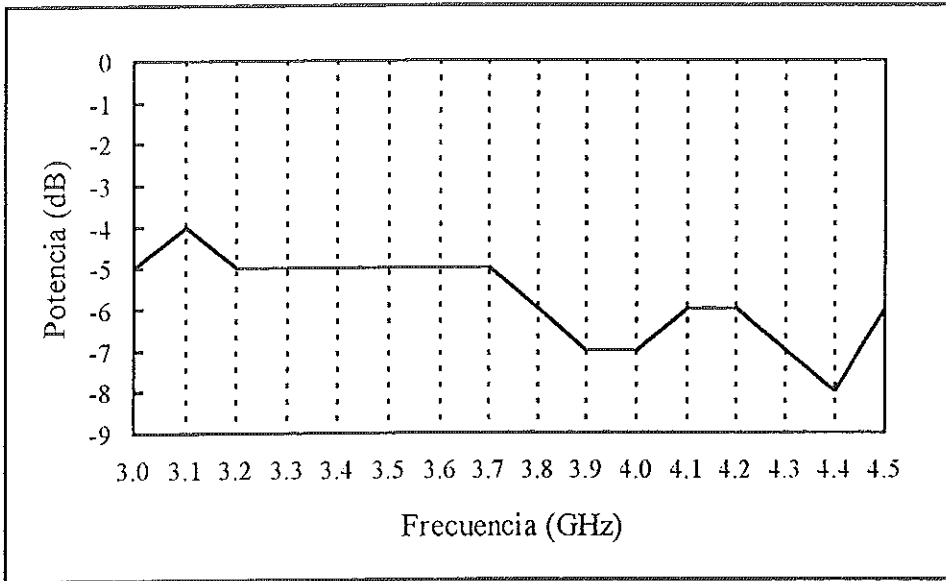


Figura 6.12. Gráfica de Frecuencia VS Potencia (sin Aislador).

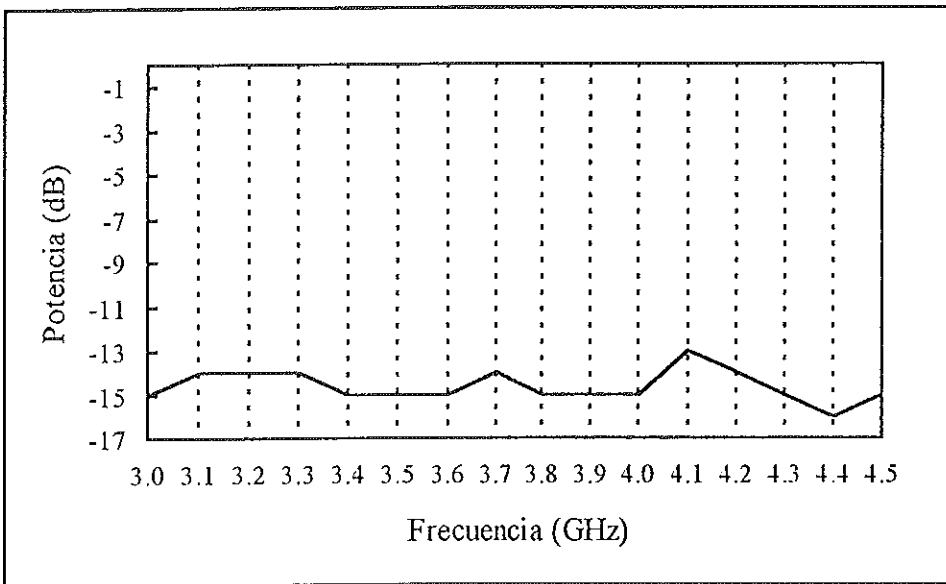


Figura 6.13. Gráfica de Frecuencia VS Potencia (con Aislador)

### 6.3.3. Caracterización de la Estabilidad con respecto a la Temperatura.

En la tabla 6.2, se muestra la caracterización de la estabilidad con respecto a la temperatura. Y en la figura 6.14 y 6.15, se muestra el arreglo experimental utilizando un horno para aumentar la temperatura.

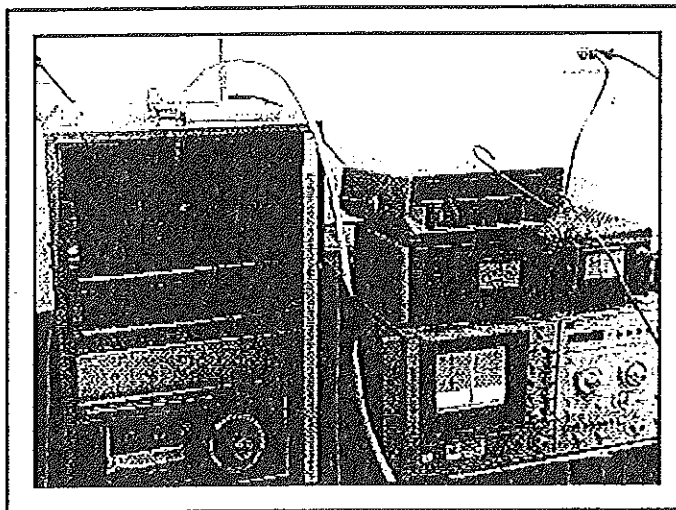
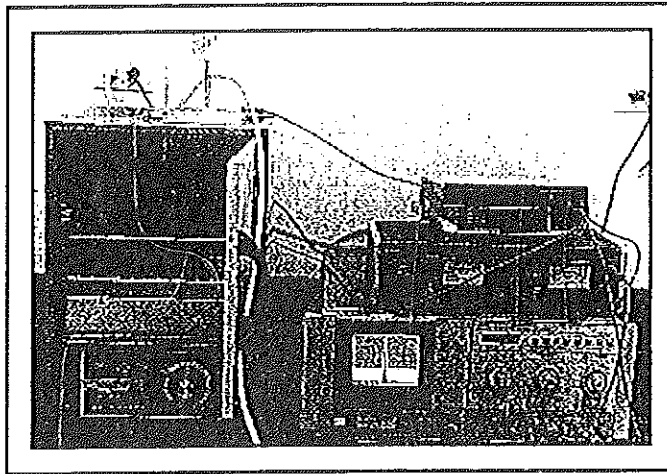


Figura 6.14. Arreglo experimental para el incremento de temperatura.

Tabla 6.2. Cambios de la frecuencia y la potencia con respecto a la temperatura

Frecuencia (GHz)	Temperatura (°C)	Potencia (dB)
4.024	23	1
4.023	39	1
4.025	40	1
4.026	45	2
4.026	50	2
4.027	55	1
4.026	60	2
4.026	65	2
4.026	70	2

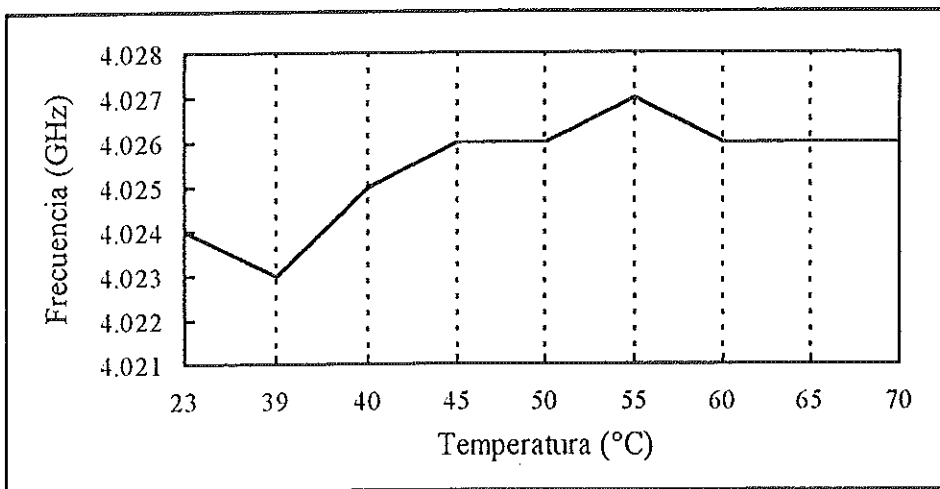


Figura 6.15. Gráfica de Frecuencia VS Temperatura

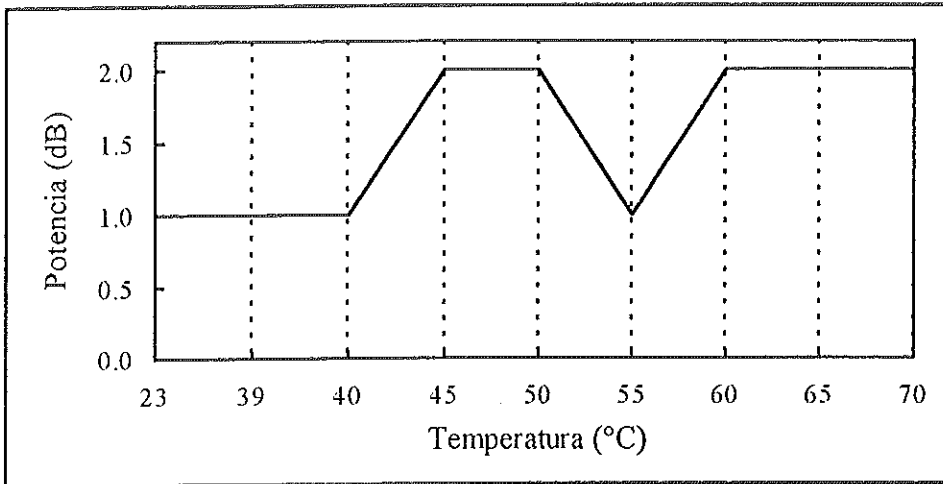


Figura 6.16. Gráfica de Potencia VS Temperatura

#### 6.3.4. Caracterización de la estabilidad con respecto al voltaje de alimentación.

En la tabla 6.3, se muestra la estabilidad del oscilador conforme a las variaciones del voltaje de alimentación

Tabla 6.3. Cambios de la Frecuencia y la Potencia con respecto al voltaje de alimentación.

Voltaje (volts)	Frecuencia (GHz)	Potencia (dB)
6.0	0.000	0
6.5	4.111	-3
7.0	4.108	2
7.5	4.101	3
8.0	4.099	3
8.5	4.100	3
9.0	4.100	3
9.5	4.100	3
10.0	4.100	3
10.5	4.100	3
11.0	4.100	3
11.5	4.100	3
12.0	4.100	3
12.5	4.101	3
13.0	4.101	3
13.5	4.101	3
14.0	4.101	3
14.5	4.101	3
15.0	4.101	3
15.5	4.101	3
16.0	4.101	3
16.5	4.100	3
17.0	4.100	3
17.5	4.100	3
18.0	4.101	3
18.5	4.101	3
19.0	4.101	3
19.5	4.101	3
20.0	4.101	3

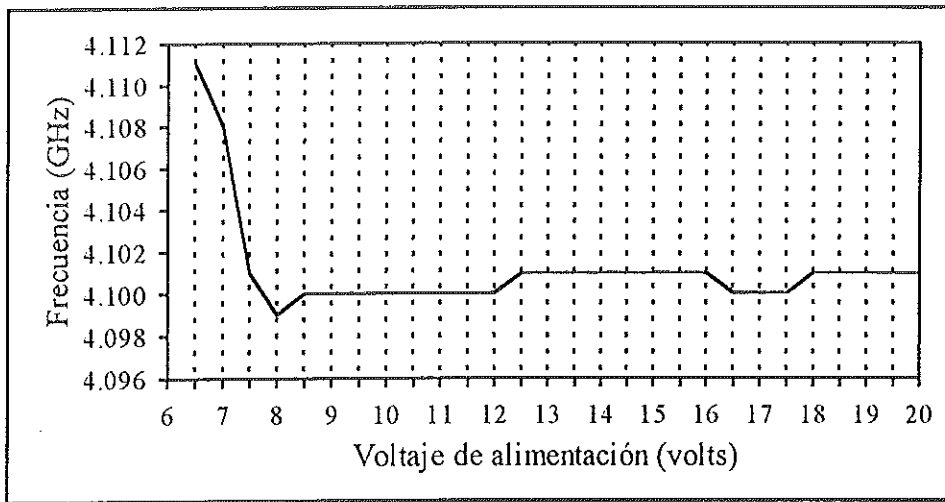


Figura 6.17. Gráfica de Frecuencia VS Voltaje de alimentación.

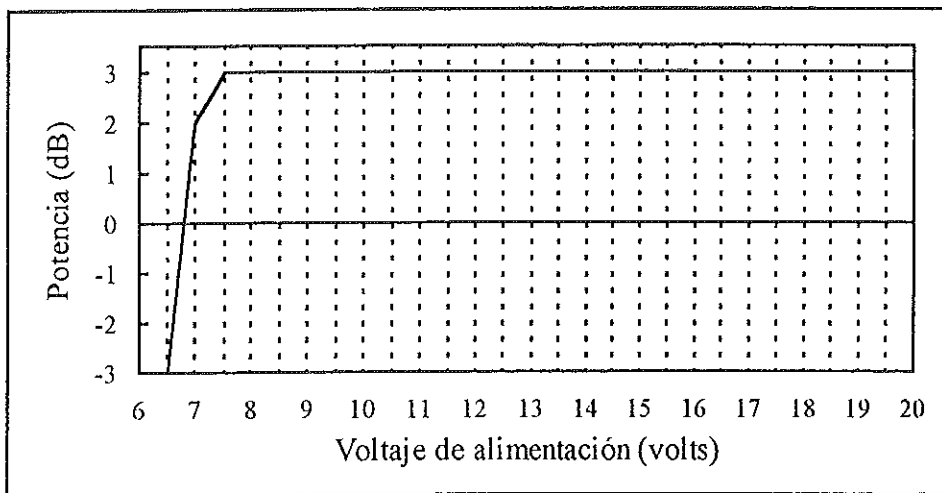


Figura 6.18. Gráfica de Potencia VS Voltaje de alimentación

## CAPITULO 7

### CONCLUSIONES

En este trabajo se explica la importancia que tiene un oscilador de frecuencia fija en la aplicación de un equipo detector de señales de radar provenientes de una estación terrena hacia un sistema de navegación aérea, el cual opera en la banda L (0.96 a 1.215 GHz).

El desarrollo de este trabajo se apoyo en la teoría de oscilación de Kurokawa [16] y el método de diseño basado en los parámetros S de pequeña señal. Un programa para computadora permitió realizar los cálculos rápida y eficientemente con los resultados cercanos a los calculados teóricamente.

Se presentó la metodología usada para desarrollar un oscilador de microondas a la frecuencia de 4.09 GHz obteniendo resultados satisfactorios respecto a los establecidos en las especificaciones.

El ruido de fase medido con el Analizador de espectros HP 8565A puede considerarse aceptable.

La estabilidad en frecuencia con el cambio de voltaje de alimentación y la temperatura resultaron adecuados y de la misma manera el resultado de sintonización medido fue de  $\pm 300$  MHz fuera de la frecuencia de operación.

El nivel de potencia obtenido del circuito oscilador fue de 10 dBm en 4.1 GHz. Este método de diseño resulto con una gran estabilidad en frecuencia de operación y potencia de salida aceptable.

# APÉNDICE I

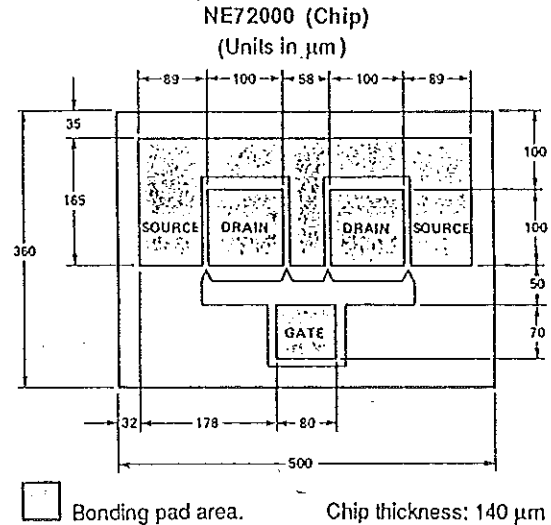
HOJAS DE DATOS DEL TRANSISTOR DE GaAs NE72084 Y NE72089A

## Low Cost General Purpose GaAs MESFET

### FEATURES

- LOW COST
- LOW NOISE FIGURE
  - 0.8dB at 4GHz
  - 1.7dB at 8GHz
- HIGH ASSOCIATED GAIN
  - 12.0dB at 4GHz
  - 9.0dB at 8GHz
- HIGH MAXIMUM AVAILABLE GAIN
  - 16.0dB at 4GHz
  - 12.0dB at 8GHz

### PHYSICAL DIMENSIONS (Units in mm)

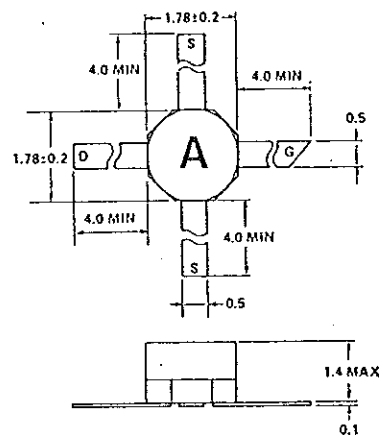


### DESCRIPTION AND APPLICATIONS

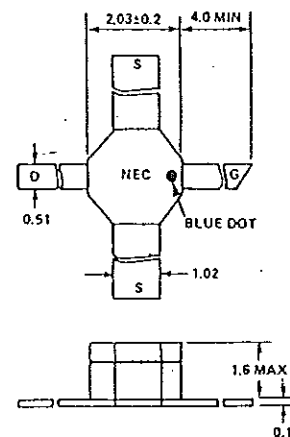
The NE720 is NEC's low cost 1.0 $\mu\text{m}$  recessed gate GaAs FET, offering a low noise figure and high gain through 8 GHz. It is designed for consumer applications.

The device is available as a chip (NE72000) and in two hermetically sealed stripline packages (NE72084 and NE72089A). The chip's gate and channel are glassivated with a thin layer of SiO<sub>2</sub> for mechanical protection. All bonding pads use a Ti-Pt-Au metallization system.

### 84 PACKAGE



### 89A PACKAGE



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

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V <sub>DS</sub>	Drain to Source Voltage	V	5.0
V <sub>GDO</sub>	Gate to Drain Voltage	V	-6.0
V <sub>GSO</sub>	Gate to Source Voltage	V	-6.0
I <sub>GF</sub>	Gate Current	mA	4.0
I <sub>DS</sub>	Drain Current	mA	150
T <sub>ch</sub>	Channel Temperature	°C	175
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to +125
	NE72084	°C	-65 to +175
	NE72089A	°C	-65 to +175

\* All dimensions typical unless noted.

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

NE PART NUMBER EIAJ <sup>1</sup> REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE72000 CHIP			NE72084 2SK571 84			NE72089A 2SK354A 89A		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
$I_{DSS}$	Drain Current at $V_{DS} = 3V$ , $V_{GS} = 0$	mA	30	60	150	30	60	150	30	60	150
$V_p$	Pinch-off Voltage at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 0.1\text{mA}$	V	-0.8	-2.0	-4.0	-0.8	-2.0	-4.0	-0.8	-2.0	-4.0
$g_m$	Transconductance at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10\text{mA}$	mS	20	40	60	20	40	60	20	40	60
$I_{GSO}$	Gate to Source Leakage Current at $V_{GS} = -5V$	$\mu\text{A}$		1.0	10			10		1.0	10
$R_{th}$	Thermal Resistance (c - a)	$^\circ\text{C/W}$			170 <sup>5</sup>			400			400
$P_T$	Total Power Dissipation	mW			500			300			300

SEE NOTES ON PAGE 7.

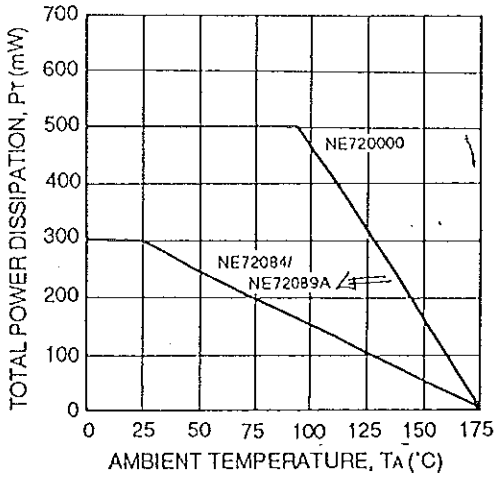
PERFORMANCE SPECIFICATIONS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

NE PART NUMBER EIAJ <sup>1</sup> REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE72000 CHIP			NE72084 2SK571 84			NE72089A 2SK354A 89A		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
$f_{max}$	Maximum Frequency Oscillation at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 30\text{mA}$	GHz		60			60			60	
MAG	Maximum Available Gain <sup>2</sup> at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 30\text{mA}$ (Typ. $I_{DS} = 50\% I_{DSS}$ ) $f = 2\text{GHz}$ $f = 4\text{GHz}$ $f = 8\text{GHz}$ $f = 12\text{GHz}$	dB dB dB dB		16.5 11.5			17.5 15 12 8			16.0 11.0	
$NF_{opt}$	Optimum Noise Figure <sup>3</sup> at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10\text{mA}$ (Typ. $I_{DS} = 15\% I_{DSS}$ ) $f = 2\text{GHz}$ $f = 4\text{GHz}$ $f = 8\text{GHz}$	dB dB dB		1.0 1.7	1.4 <sup>4</sup>		0.6 0.8 2.0	1.4		1.0 1.7	1.4
$G_a$	Associated Gain at NF at $V_{DS} = 3V$ , $I_{DS} = 10\text{mA}$ (Typ. $I_{DS} = 15\% I_{DSS}$ ) $f = 2\text{GHz}$ $f = 4\text{GHz}$ $f = 8\text{GHz}$	dB dB dB		11.0 9.0			15 12 8.5			11.0 8.5	
$P_{1dB}$	Output Power at 1dB Compression Point at $V_{DS} = 4V$ , $I_{DS} = 30\text{mA}$ (Typ. $I_{DS} = 50\% I_{DSS}$ ) $f = 4\text{GHz}$	dBm		15.0			15.0			15.0	

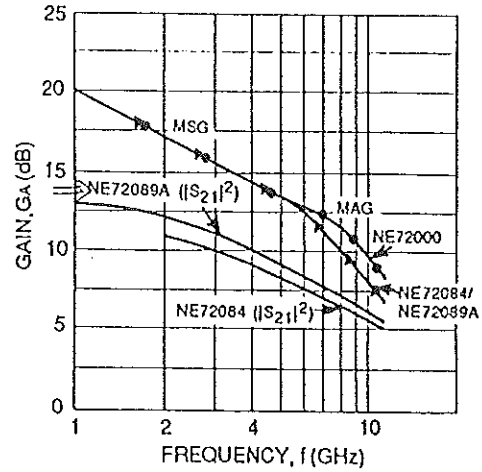
SEE NOTES ON PAGE 7.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (TA = 25°C)

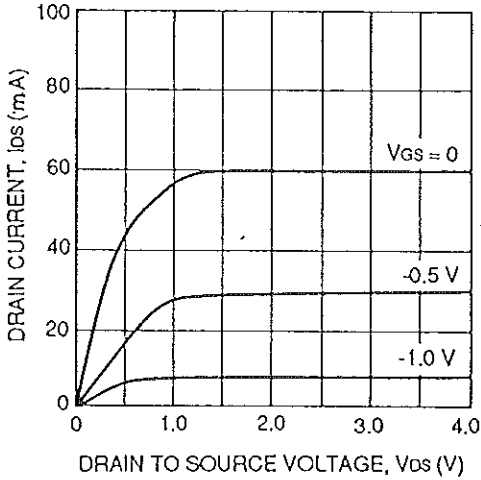
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



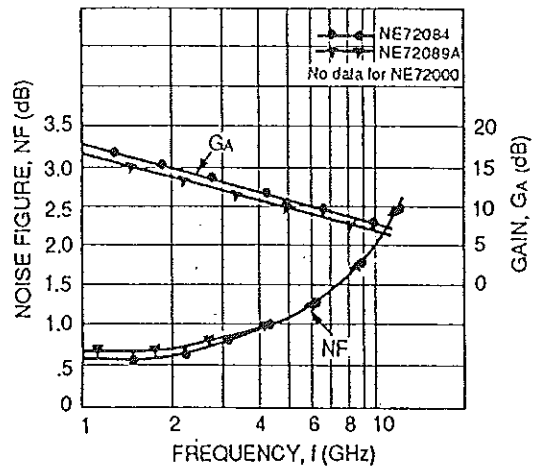
GAIN vs. FREQUENCY FOR NE72000, NE72084 AND NE72089A AT Vos = 3V AND Ios = 30 mA



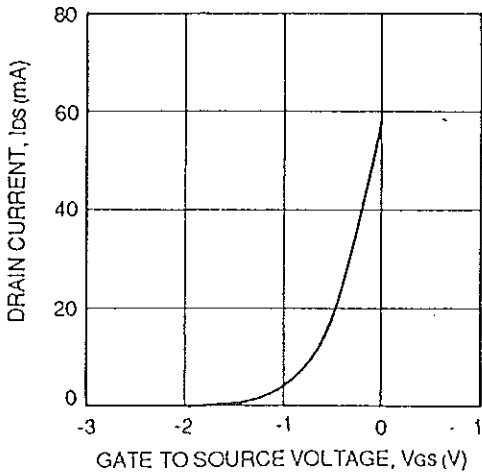
DRAIN CURRENT vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



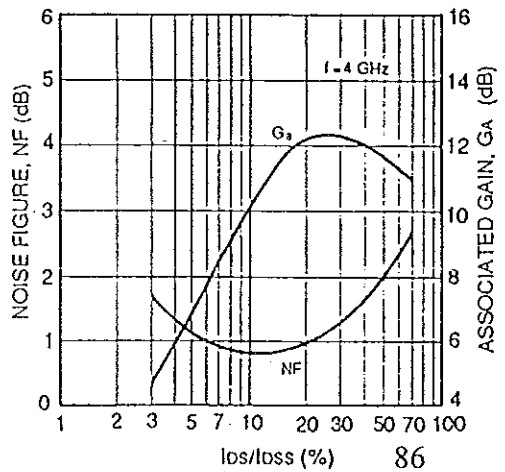
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY FOR THE NE72000, NE72084 AND NE72089A AT Vos = 3 V AND Ios = 10 mA



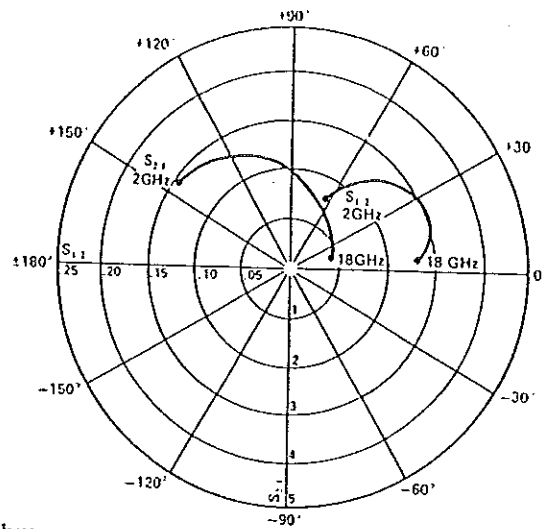
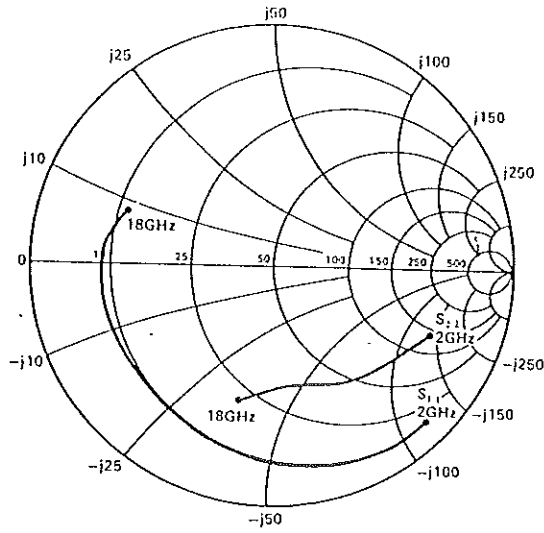
DRAIN CURRENT vs. GATE TO SOURCE VOLTAGE



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. RATIO OF DRAIN CURRENT AND ZERO GATE VOLTAGE CURRENT FOR THE NE72084



NE72000 TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates In Ohms  
Frequency in GHz  
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA)

S-MAGN AND ANGLE:

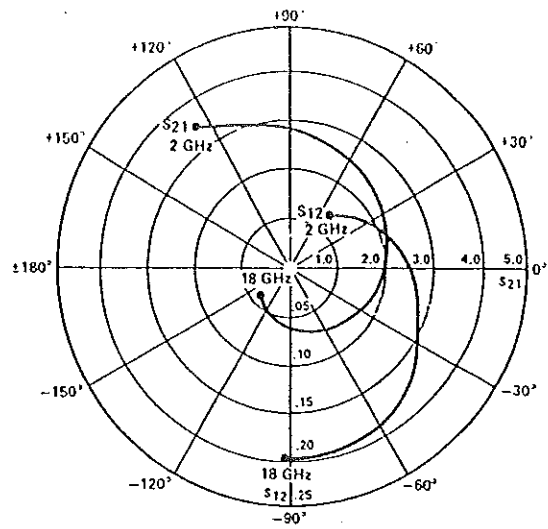
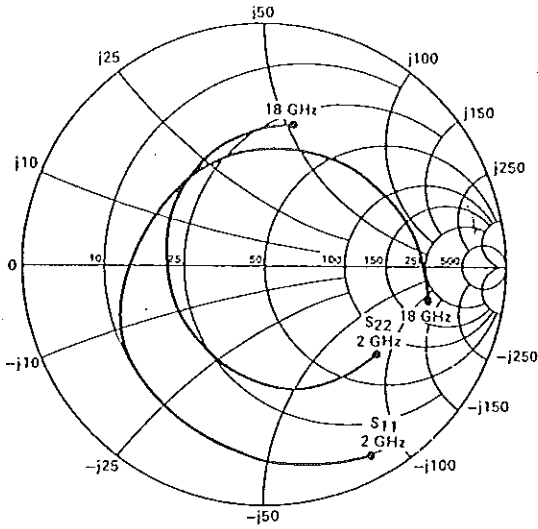
V<sub>DS</sub> = 3V, I<sub>DS</sub> = 10mA

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.91	-44	2.95	144	.08	64	.71	-22
3000	.90	-63	2.81	132	.11	53	.68	-27
4000	.83	-81	2.47	113	.12	44	.62	-35
5000	.78	-96	2.27	105	.14	36	.58	-43
6000	.75	-108	2.08	97	.15	32	.56	-52
7000	.70	-119	1.83	87	.15	26	.55	-58
8000	.67	-130	1.65	79	.15	19	.55	-63
9000	.66	-140	1.49	72	.15	18	.56	-65
10000	.64	-152	1.37	64	.15	15	.56	-67
11000	.64	-158	1.24	59	.14	14	.54	-66
12000	.67	-165	1.18	54	.14	13	.54	-67
13000	.69	-168	1.11	49	.14	11	.51	-74
14000	.69	-175	1.11	44	.14	12	.54	-80
15000	.65	-178	.98	38	.13	9	.55	-86
16000	.66	174	1.02	33	.14	9	.53	-90
17000	.63	164	.96	26	.13	8	.56	-95
18000	.64	160	.86	21	.13	9	.50	-97

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

2000	.90	-49	3.61	143	.07	62	.65	-24
3000	.89	-70	3.39	130	.10	52	.61	-28
4000	.83	-88	2.91	117	.11	44	.55	-36
5000	.78	-103	2.63	104	.12	36	.51	-44
6000	.75	-116	2.37	97	.13	33	.49	-53
7000	.70	-126	2.08	87	.13	27	.49	-59
8000	.68	-137	1.87	79	.13	22	.49	-64
9000	.67	-148	1.67	73	.13	21	.51	-67
10000	.65	-158	1.53	65	.12	19	.51	-68
11000	.65	-164	1.37	60	.12	18	.49	-67
12000	.70	-171	1.32	55	.12	18	.47	-68
13000	.72	-174	1.23	51	.12	17	.47	-75
14000	.74	-180	1.22	46	.13	20	.49	-81
15000	.67	177	1.09	40	.12	17	.50	-87
16000	.69	169	1.12	36	.12	18	.50	-90
17000	.66	158	1.05	28	.13	18	.52	-96
18000	.67	156	.94	24	.12	20	.56	-98

NE72084. TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
( $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$ )

S-MAGN AND ANGLE:

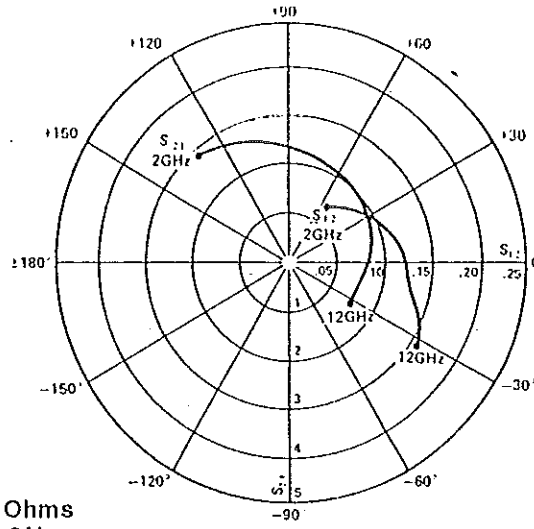
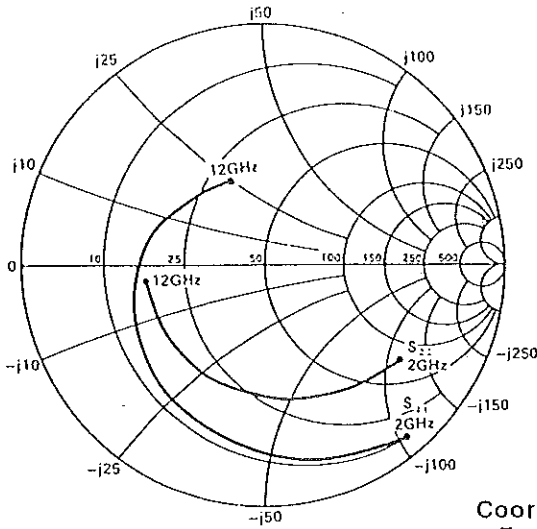
$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.92	-54	2.91	130	.08	53	.69	-37
4000	.79	-102	2.47	85	.13	23	.61	-70
6000	.68	-141	2.19	49	.15	-0	.54	-100
8000	.53	-177	1.82	15	.15	-16	.47	-126
10000	.47	136	1.68	-17	.16	-30	.43	-159
12000	.48	89	1.45	-51	.16	-45	.45	164
14000	.52	49	1.22	-82	.17	-62	.49	131
16000	.61	14	1.03	-115	.18	-82	.58	98
18000	.66	-5	.81	-138	.18	-98	.64	77

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.91	-59	3.53	127	.07	54	.60	-37
4000	.76	-110	2.87	83	.10	26	.52	-69
6000	.65	-151	2.45	46	.12	8	.46	-97
8000	.52	171	2.02	14	.13	-4	.42	-122
10000	.49	124	1.82	-18	.15	-16	.38	-155
12000	.52	79	1.55	-50	.17	-31	.41	166
14000	.57	41	1.30	-82	.19	-51	.46	132
16000	.65	9	1.08	-114	.20	-74	.56	98
18000	.70	-10	.86	-136	.20	-91	.62	77

NE72089A TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA)

S-MAGN AND ANGLE:

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

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.92	-52	2.94	130	.07	54	.68	-35
3000	.84	-75	2.62	108	.09	38	.63	-51
4000	.76	-95	2.34	90	.11	26	.59	-66
5000	.71	-113	2.18	72	.12	16	.58	-79
6000	.65	-131	2.02	56	.13	-7	.56	-93
7000	.59	-146	1.86	41	.13	-1	.54	-105
8000	.55	-160	1.76	26	.13	-7	.54	-116
9000	.49	-177	1.68	13	.13	-12	.53	-129
10000	.44	-165	1.66	-1	.14	-17	.53	-139
11000	.39	-140	1.63	-19	.15	-26	.52	-154
12000	.37	-112	1.55	-34	.16	-33	.51	-170

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

2000	.89	-58	3.76	127	.06	55	.60	-35
3000	.79	-82	3.27	105	.08	40	.56	-50
4000	.72	-103	2.88	86	.09	31	.53	-64
5000	.66	-121	2.61	69	.10	22	.51	-75
6000	.60	-139	2.38	54	.11	16	.50	-86
7000	.55	-155	2.18	38	.11	10	.50	-97
8000	.50	-170	2.04	24	.12	6	.50	-108
9000	.44	-172	1.93	11	.12	2	.49	-118
10000	.40	-152	1.89	-3	.14	-2	.50	-126
11000	.36	-126	1.83	-20	.15	-11	.49	-138
12000	.35	-99	1.72	-36	.16	-18	.48	-151

NE72084 TYPICAL NOISE PARAMETERS

FREQ. (GHz)	NF <sub>opt</sub> (dB)	G <sub>a</sub> (dB)	Γ <sub>opt</sub> "		Rn/50
			(MAG)	(ANG)	
1.0	0.55	17.5	0.90	15	0.52
2.0	0.60	14.5	0.81	38	0.49
4.0	1.00	11.5	0.74	59	0.39
6.0	1.30	9.5	0.66	102	0.30
8.0	1.70	8.5	0.49	130	0.24
10.0	2.15	7.5	0.32	172	0.18
12.0	2.50	6.5	0.26	-115	0.16
14.0	2.95	5.5	0.30	-54	0.13
16.0	3.30	4.7	0.26	-4	0.11
18.0	3.70	4.0	0.26	13	0.09

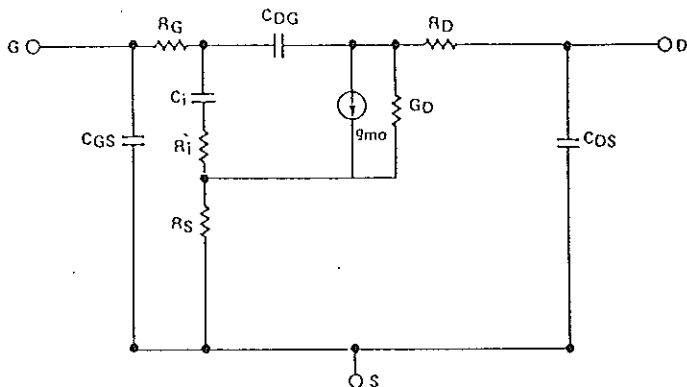
(V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA)

NE72089A TYPICAL NOISE PARAMETERS

FREQ. (GHz)	NF <sub>opt</sub> (dB)	G <sub>a</sub> (dB)	Γ <sub>opt</sub>		Rn/50
			(MAG)	(ANG)	
1.0	0.60	17.5	0.76	13	0.68
2.0	0.75	14.5	0.73	36	0.58
4.0	1.00	11.5	0.65	68	0.42
6.0	1.30	9.0	0.53	100	0.28
8.0	1.70	8.5	0.42	138	0.19
10.0	2.05	7.0	0.31	175	0.15
12.0	2.50	6.5	0.25	-117	0.25

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

NE72000 EQUIVALENT CIRCUIT



COMPONENT VALUE

COMPONENT	VALUE
R <sub>G</sub>	0.57 Ω
C <sub>i</sub>	0.15 pF
R <sub>j</sub>	2.00 Ω
R <sub>S</sub>	2.00 Ω
C <sub>DG</sub>	0.03 pF
R <sub>D</sub>	2.00 Ω
C <sub>DS</sub>	0.015 pF
g <sub>m0</sub>	40.0 (mS)
G <sub>D</sub>	2.0 (mS)
C <sub>GS</sub>	0.55 pF

NOTES:

1. Electronic Industrial Association of Japan.

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

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 tuned for the "generic" type but not for each specimen.

4. RF performance is determined by packaging and testing 10 samples per wafer; wafer rejection criteria for standard devices is 2 rejects for 10 samples.

5. R<sub>th</sub> (channel to case) for chips mounted on a copper heatsink.

## APÉNDICE II

HOJAS DE DATOS DE LA PASTA CONDUCTIVA DE PLATA

EPO-TEK H20E

### SPECIFICATIONS

#### MIXING RATIO PARTS BY VOLUME (or wt.)

Part "A" (epoxy resin and silver powder) . . . . . 1  
Part "B" (hardener and silver powder) . . . . . 1

NOTE: Mix contents of Part "A" container and contents of Part "B" (hardener) container thoroughly before mixing the two together.

#### CURING SCHEDULE

(minimum bond line temperature)

175°C . . . . . 45 seconds  
150°C . . . . . 5 minutes  
120°C . . . . . 15 minutes  
80°C . . . . . 90 minutes  
50°C . . . . . 12 hours

#### PHYSICAL PROPERTIES

Specific Gravity . . . . . 2.6  
Color . . . . . Silver-Bright  
Consistency . . . . . Very soft, smooth, thixotropic paste  
Lap Shear Strength . . . . . 1500 psi  
Pass Thermal Shock — Gold backed silicon chips bonded to a gold metallized ceramic substrate will pass: 5 cycles from -62°C to +125°C  
Bonded Silicon Chips (100 x 100 mils) when placed on a 300-340°C heat column will resist a shear force of 16 oz.

#### THERMAL RESISTANCE: (Junction to Case)

TO-18 package with nickel-gold metallized 20 x 20 mil chips and bonded with EPO-TEK H20E (2 mils thick)  
Eutectic Die attach . . . . . 4.8 to 5.3°C/watt  
EPO-TEK H20E . . . . . 6.7 to 7.0°C/watt

#### ELECTRICAL PROPERTIES

Volume Resistivity (rigid specification)  
0.0001 to 0.0004 ohm-cm

#### OUTGASSING PROFILE FOR AEROSPACE ENVIRONMENT

H20E mixed 1:1 by weight and cured at 100°C for 2 hours — Results as follows:  
Total weight loss (%) . . . . . 1.18  
VCM (volatile condensable materials) (%) by weight . . . . . 0.01

#### T<sub>g</sub>, GLASS TRANSITION TEMPERATURE

50°C - 60°C  
When mixed 1:1 by weight and cured within 48 hours at 150°C for 10 minutes

#### SCHOTTKY DIODE

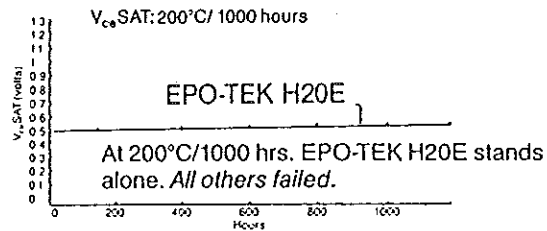
INITIAL . . . . . 2 WEEKS @ 200°C  
C<sub>1</sub> 1pF (typical)  
V<sub>b</sub> ≥ 5V @ 10 μa . . . . . 4.8V @ 10 μa  
V<sub>f</sub> ≤ 0.4V @ 1 ma . . . . . 0.32V @ 1 ma

POT LIFE . . . . . 4 days

#### SHELF LIFE

One year when stored at room temperature.  
REFRIGERATION NOT REQUIRED

TO-3 package, 2N3055 chips, medium power transistor - 4 amp pulse



### H20E EXHIBITS SUPERIOR V<sub>ce</sub>SAT PERFORMANCE.

EPO-TEK H20E is a 100%, two component silver filled epoxy designed specifically for chip bonding in microelectronic and optoelectronic applications.

EPO-TEK H20E is a very soft, smooth, thixotropic paste. The excellent handling characteristics and the extremely long pot life at room temperatures for this unique two component system is obtained without the use of solvents. In addition to the high electrical conductivity, the short curing cycles, and the high and proven reliability of using a pure silver powder (no alloys used), EPO-TEK H20E is extremely simple to use. The pure silver powder is dispersed in both the resin and hardener and the system is designed so that it can be used in a convenient 1:1 mixing ratio by volume that is non-critical. In fact the EPO-TEK H20E is the easiest-to-use two component silver epoxy that has ever been developed for the microelectronic industry.

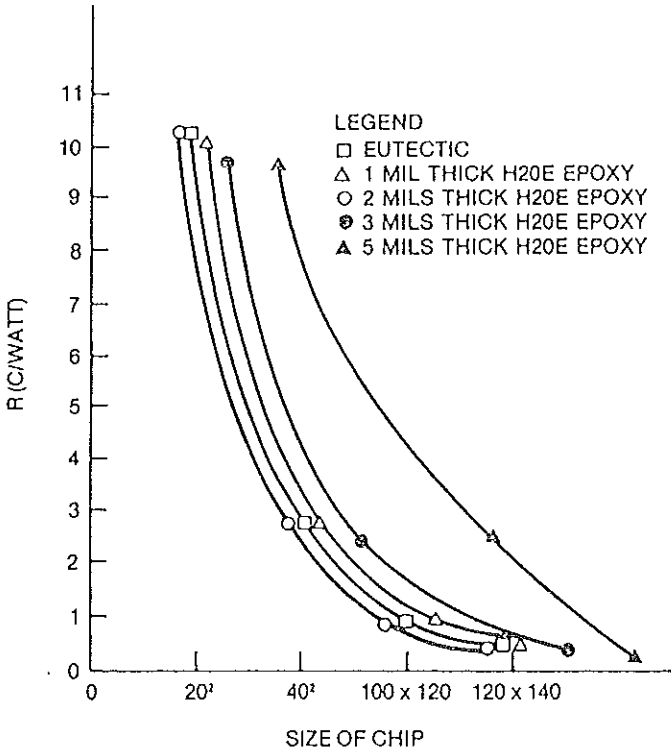
EPO-TEK H20E is especially recommended for use in high speed epoxy chip bonding systems where very fast cures are highly desirable. This cannot be obtained with single component systems. Because EPO-TEK H20E can be cured very rapidly it is an excellent material to use for making fast circuit repairs. EPO-TEK H20E can be screen printed, machine dispensed or stamped.

EPO-TEK H20E is designed to be used in the 300°C to 400°C range for wire bonding operations.

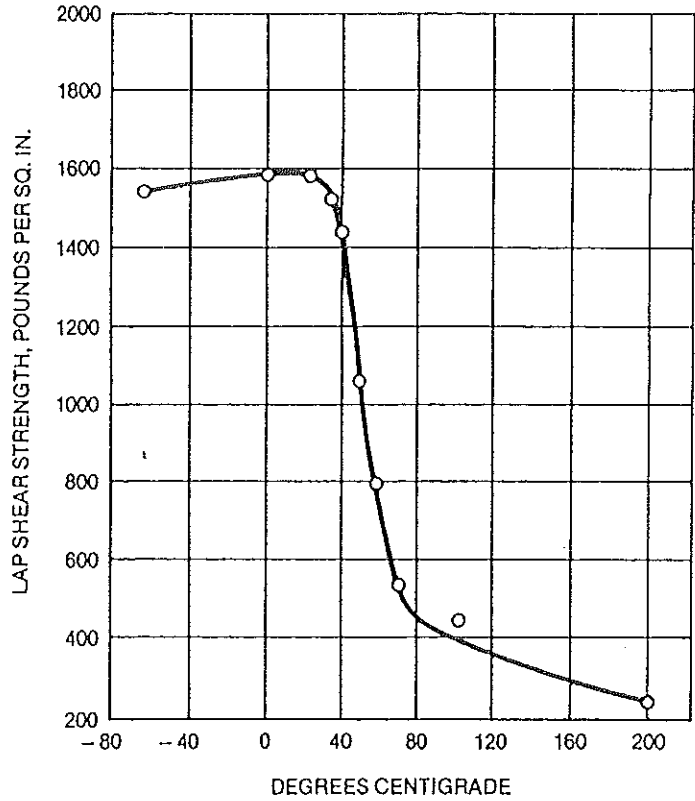
AVAILABILITY: 1 oz. trial evaluation kit, price on request, FOB Billerica, Mass. Production price schedule available on request. When placing an order please specify whether EPO-TEK H20E is to be used by volume or weight.

# SOME PHYSICAL & ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF epo-tek® H20E

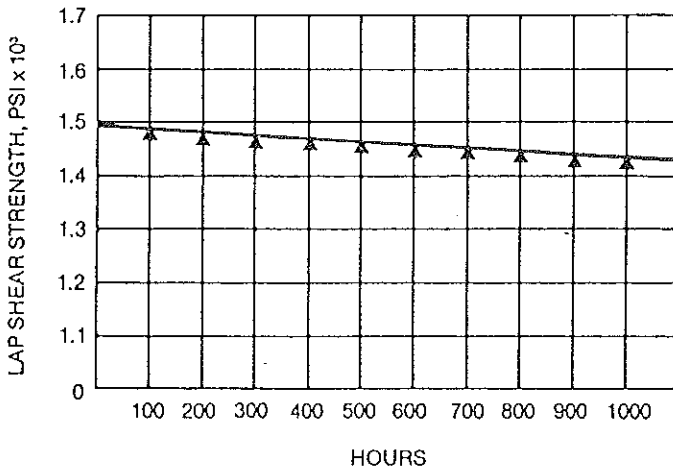
Thermal resistance of medium-power, gold-backed silicon chips of varying sizes mounted with eutectic preforms (98% Au—2% Si) and Epo-Tek H20E silver epoxy.



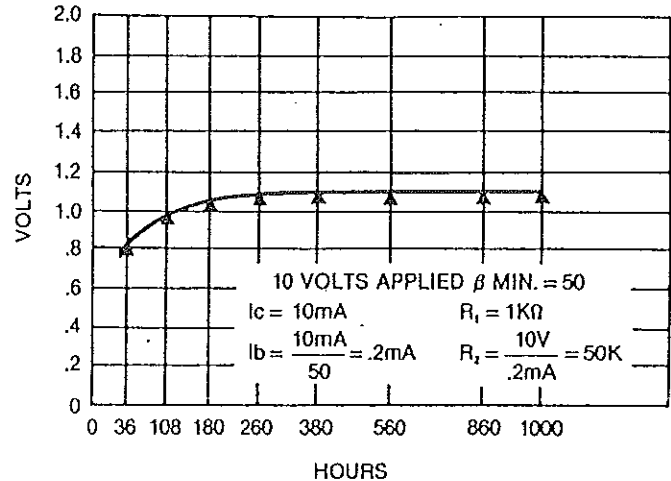
Epo-Tek H20E Two-Part Silver Epoxy - Lap Shear Strength as a function of temperature, epoxy cured at 150°C for 15 minutes.



Epo-Tek H20E subjected to 200°C for 1000 hours. Lap Shear Strength was determined to be between .375" x .750" x .020" Alumina and .375" x .750" x .007" Nickel A.



V<sub>SAT</sub> curve derived during a standardization bake at 200°C for 1000 hours using Epo-Tek H20E for die attach.



## REFERENCIAS

- [ 1 ] Ricardo A. Chavez, José Luis Medina M. "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN OSCILADOR DE MICROONDAS CON APLICACIÓN EN SISTEMAS DE RADIO NAVEGACIÓN". Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE). Km. 104 carretera Tijuana-Ensenada, Baja California.
- [ 2 ] K. C. Gupta. "MICROONDAS", Instituto Indú de Tecnología de Kunpur, Editorial Limusa, México 1976.
- [ 3 ] Milton Kaufman, Arthur H. Seidman. "ELECTRÓNICA MODERNA PARA INGENIEROS Y TÉCNICOS". Segunda Edición. Editorial McGraw-Hill.
- [ 4 ] Product Note 11729B-1. "PHASE NOISE CHARACTERIZATION OF MICROWAVE OSCILLATORS PHASE DETECTOR METHOD". HP (Hewlett Packard). march 1984.
- [ 5 ] Pedro Antonio Palmer Vidal. "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN OSCILADOR DE MICROONDAS ESTABILIZADO CON RESONADOR DIELECTRICO EN BANDA Ku". Tesis de maestría en ciencias CICESE. Electrónica de Alta Frecuencia, Septiembre 1987.
- [ 6 ] José Luis Medina M., Arturo Velázquez V., Arturo Serrano S. "PROTOTIPO AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO INDUSTRIALIZABLE PARA RECEPCIÓN DE SEÑALES VÍA SATÉLITE". CICESE. División de Física

Aplicada, Depto. de Electrónica y Telecomunicaciones, Electrónica de Alta Frecuencia. Informe Técnico FA-85-01. Enero 1985.

- [ 7 ] Maeda M., Kimura K., Kodera H. "DESIGN AND PERFORMANCE OF X-BAND OSCILLATOR WITH GaAs SHOTTKY-GATE FIELD-EFFECT TRANSISTOR". IEEE. MTT-23 No 8, August 1975.
- [ 8 ] Basawapatna G., Stancliff R. B. "A UNIFIED APROACH TO THE DESIGN OF WIDE-BAND MICROWAVE SOLID STATE OSCILLATOR". IEEE. MTT-27 No 5, May 1979.
- [ 9 ] Medina J. L., Velázquez A., Serrano A., Espinoza J. A. "DESIGN METHODOLOGY FOR MICROWAVE OSCILLATOR IN THE C BAND" 27th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Morgantown West Virginia USA. June 1984.
- [ 10 ] Medina J. L., Velázquez A. "OSCILLATOR DESIGN AND CHARACTERIZATION FOR EARTH STATION DOWN CONVERTERS". IEEE Proceedings Latincon 84, July 1984.
- [ 11 ] Mitsui Y., Nakatina M., Mitsui S. "DESIGN OF GaAsMEFET OSCILLATOR USING LARGE-SIGNAL S-PARAMETERS". IEEE MTT-25 No. 12, December 1977.
- [ 12 ] Johnson K. "LARGE SIGNAL GaAsMESFET OSCILLATOR DESIGN". IEEE MTT-27 No. 3, March 1979.
- [ 13 ] Vendelin G. D. "DESIGN OF AMPLIFIERS AND OSCILLATORS BY THE S PARAMETERS METHOD". John Wiley & Sons, 1982.

- [ 14 ] Atwater H. A. "THE DESIGN OF THE RADIAL LINE STUB: A USEFUL MICROSTRIP CIRCUIT ELEMENT". Microwave Journal, November 1985.
- [ 15 ] Ricardo A. Chavez P. "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODULO CONVERTOR DE FRECUENCIAS APLICABLE EN LA ETAPA DE RECEPCIÓN Y TRANSMISIÓN DE UNA ESTACIÓN TERRENA EN LA BANDA Ku". Tesis de Maestría en Ciencias CICESE,
- [ 16 ] Kurokawa K. "SOME BASIC CHARACTERISTIC OF BROADBAND NEGATIVE RESISTENCE OSCILLATORS CIRCUITS". Bell System Tecnical Journal, 1969.
- [ 17 ] Medina Monroy J. L. "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN AMPLIFICADOR PARA RECEPCIÓN DE SEÑALES VÍA SATÉLITE". Tesis de Maestría en Ciencias CICESE, Febrero 1982
- [ 18 ] Literature of Maxim ICL7660/MAX1044. "SWITCHED-CAPACITOR VOLTAGE CONVERTERS". Maxim 1994.
- [ 19 ] Plessey Optoelectronics & Microwave. "FET APLICACION NOTE". Publication No. P.S.1843.