CENTRO DE INVESTIGACIÓN CHINTIPICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA

DISENO Y CONSTRUCCEON DE UN OSCI-LADER DE EECROCHDAS ESTADELIZADO CON RESONADOR DIFLECTRICO EN BANDA EU

T E S I S MAESTRIA EN CIENCIAS

Pedro A. Palmer Vidal

RESUMEN de la tesis de Pedro Antonio Palmer Vidal presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California México, Octubre 1987.

DISENO Y CONSTRUCCION DE UN OSCILADOR DE MICROONDAS ESTABILIZADO CON RESONADOR DIELECTRICO EN BANDA Ku.

Resumen Aprobado M. en C. Jose Luis Medina Monroy

en C. Jos¢ Luis Medina Monr Director de tesis

En este trabajo se analiza la función que desempeña el oscilador local de frecuencia fija de un sistema de conversión en bloque en una estacion terrena receptora de televisión via satélite operando en banda Ku.

Tambièn analizan los efectos de dispersión se У discontinuidades presentes en los circuitos de microcinta а estas frecuencias, así como las ventajas que introduce utilizar resonadores dielectricos elemento estabilizador como de frecuencia en osciladores con dispositivos de estado solido.

Se describe una metodologia para el diseño de osciladores utilizando transistores bipolares y/o transistores de efecto de campo metal semiconductor fabricados en arseniuro de galio (GaAs MESFET). La metodologia permite diseñar los mencionados osciladores por medio de pequeños programas de computadora con gran rapidez en un intervalo de frecuencia de operación de 2 a 18 GHz.

El prototipo que se construyò bajo esta técnica de diseño generò resultados satisfactorios respecto a los requisitos preestablecidos, obteniendose 11.0 dBm de potencia en 10.8 Gigahertz, con un ruido de fase de 100 dBc @ 100 KHz. La frecuencia de operación mediante sintonización mecànica puéde ajustarse en \pm 5 % y el voltaje de suministro de 8 a 24 Volts de corriente directa.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

(

DIVISION DE FISICA APLICADA

DISENO Y CONSTRUCCION DE UN OSCILADOR DE MICROONDAS ESTABILIZADO CON RESONADOR DIELECTRICO

EN BANDA Ku

TESIS

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

PEDRO ANTONIO PALMER VIDAL

Ensenada, B.C.N., Octubre de 1987

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

M.C. José Luis Medina Monroy, Director del Comité

mulis

M.C. David Covarrubias Rosales, Miembro del Comité

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Miembro del Comité

Varia

Dr. Mario Farías Sánchez, Miembro del Comité

M.C. Arturo Velázquez Ventura, Miembro del Comité

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Jefe del Depto. de Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Martín Luis Celava Barragán, Director de la División de Física Aplicada

C. Nava B.

M.C. Cuauhtémoc Nava Button, Director Académico

Tesis presentada en Octubre 20, 1987.

DEDICATORIA

A mi madre Aura Maria y a mi padre Antonio Palmer (qepd) por su constante amor eterno

A Lidia mi esposa por darme su amor y el fruto de el: nuestros hijos Everth y Lorien

A mi abuelita Cecilia, a don Audelino e Isabel Bernal por su vida ejemplar digna de vivirse en cualquier tiempo y lugar

A mis hermanos Francisco, Elizabeth, Arturo, Cecilia, Ricardo y Margarita

A mi tio Justo

A mis incontrolobles y traviesos sobrinos.

AGRADECIMIENTOS

A los miembros de mi comité de tesis, por sus criticas y comentarios vertidos en favor de realizar un mejor trabajo

Al M.C. José L. Medina M. y M.C. Arturo Velazquez V. por sus inapreciables conocimientos

Al M.C. David Covarrubias R, Dr. Mario Farias S., y al Dr. Arturo Serrano S. por sus conocimientos y gran Calidad Humana.

A la Universidad Juàrez Autónoma de Tabasco.

Al C.I.C.E.S.E.

CONTENIDO

I.- INTRODUCCION

II FUNDAMENTOS DE OSCILADORES DE MICROONDAS	8
II.1 Introducción	8
II.2 Teoria de oscilación	9
II.3 Generación de resistencia negativa	14
II.4 Métodos de diseño de osciladores	17
II.5 Mètodos de estabilizacion en frecuencia	23
II.6 Resonadores dielèctricos	25
III DISENO DE CIRCUITOS DE MICROCINTA CONSIDERANDO EFECTOS DE DISPERSION Y DISCONTINUIDADES	37
III.1 Introducción	37
III.2 Circuitos de microcinta	38
III.3 Efectos de dispersión	43
III.4 Discontinuidades en microcinta	47
III.5 Sintesis de circuitos de microcinta	52

Continuación Contenido

			<u>Pàgina</u>
IV	DISENO I	DEL OSCILADOR	58
	IV.1	Introducción	55
	IV.2	Metodologia de diseño utilizada	59
	IV.3	Diseño de un oscilador a la frecuencia de 10.8 GHz	65
۷	CONSTRU	CCION DEL OSCILADOR	72
	V.1	Introducción	72
	V.2	Elaboración del circuito de microondas	73
	V.3	Ensamble y ajuste	74
	V.4	Construcción del circuito de alimentación	n 76
VI	CARACTE	RIZACION DEL OSCILADOR	80
	VI.1	Introducción	80
	VI.2	Métodos de medición	80
	VI.2.1.	- Medición de frecuencia de oscilación	81
	VI.2.2.	- Medición de potencia de salida	81
	VI.2.3.	- Medición de estabilidad en frecuencia	83

÷

Continuación Contenido

Pàgina

٩

	VI.2.3.1	Estabilidad vs temperatura	85
	VI.2.3.2	Estabilidad vs impedancia de carga	87
	VI.2.3.3	Estabilidad vs voltaje de alimentación	89
	VI.2.4	Medición del ruido de fase	92
	VI.3.4	Calculo de la eficiencia del oscilador	96
	VI.4	Proceso de sintonización post-fabricación	96
	VI.5	Resumen de caracteristicas del oscilador	99
c			
VII	CONCLUSION	ES Y RECOMENDACIONES	101
	VII.1 Con	nclusiones	101
	VII.2 Red	comendaciones	102

LITERATURA CITADA

APENDICE I.- HOJAS DE DATOS DE MATERIALES Y DISPOSITIVOS UTILIZADOS , APENDICE II.- PROGRAMAS DE DISENO

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Pàgina</u>
1	Receptores terrestres via satèlite	2
	a) Sistemas de conversión simple b) Sistemas de conversión doble c) Sistemas de conversión en bloque	
2	Sistema de conversión en bloque con varios receptores conectados a un primer conversor	5
3	Oscilador bàsico	10
4	Circulo de estabilidad del puerto de entrada trazado en la carta de Smith	15
5	Configuraciónes básicas para dispositivos de tres terminales	16
	a) Bipolar b) De efecto de campo	
6	Tipos básicos de retroalimentación	17
7	Diagrama usado en el mètodo de carga variable	18
8	Circuito simplificado del oscilador utilizado por Maeda	19
9	Diagrama de bloques del oscilador de dos puertos	20
10	Modos en un resonador dielèctrico	29

Figura	Continuación Lista de Figuras	Pàgina
11	Acoplamiento magnético de un resonador dieléctrico a	29
	a) Microcinta b) Guia de onda	
12	Configuración básica de ORD	32
	a) Retroalimentación paralelo b) Reflexión c) Retroalimentación serie	
13	Resonador dielèctrico sobre un sustrato de microcinta	34
14	Mecanismo de acoplamiento entre un resonador dieléctrico y una linea de microcinta	34
15	Circuito elèctrico equivalente	35
	a) De acoplamiento entre linea de microcinta y el resonador dielèctrico b) Efectos totales del resonador como filtro	
16	Corte transversal de microcinta mostrando su campo eléctrico	40
17	Dispersión en microcinta interpretada como una permitividad efectiva Eeff(f) graficada en base a la frecuencia	45
18	Varios tipos de discontinuidades en microcinta	48
19	Desarrollo del concepto de longitud equivalente en el efecto terminal	51
20	Estructura y circuito equivalente a una microcinta simetrica con cambio de ancho	52

1

•

Continuación Lista de Figuras Figura Pagina 21 Linea de microcinta en una caja metàlica 53 22 Diagrama eléctrico del oscilador diseñado 69 23 Circulos de inestabilidad y coeficiente de 71 reflexión sobre la carta de Smith 24 Mascarilla del circuito de microcinta del 74 oscilador 25 Recinto metálico con tapa y sintonizador 75 26 Diagrama eléctrico de la fuente de alimentación 78 27 79 Circuito oscilador con su fuente regulada de voltaje en el recinto metálico 28 Frecuencia Vs potencia de salida 83 28a) Fotografia del espectro en frecuencia 84 a)10.5 y b)10.8 GHz 29 Variación de la frecuencia contra 88 temperatura 30 Diagrama esquematico para medición del 80 cambio de frecuencia con la carga del oscilador 31 Montaje para medición del cambio de 90 frecuencia con la carga 32 Arreglo para medición de frecuencia y potencia 90 contra voltaje de alimentación 33 Cambio de frecuencia vs voltaje de alimentación 92

<u>Figura</u>	Continuación Lista de Figuras	<u>Pågina</u>
34	Gràfica de el ruido de fase en el dominio de la frecuencia	94
35	Frecuencia vs ruido de fase	95
36	Frecuencia vs eficiencia.	97

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		Pagina
I	Tabla comparativa de osciladores con diferentes tipos de estabilización.	26
II	Propiedades de materiales tipicos de resonadores dielèctricos.	30
III	Dimensiones de los elementos del oscilador.	70
IV	Cambio de frecuencia contra potencia.	82
V	Cambio de frecuencia y potencia contra temperatura.	86
VI	Cambio de potencia contra temperatura	87
VII	Cambio de frecuencia Vs cambio de voltaje.	91
VIII	Ruido de fase Vs frecuencia.	95
IX	Eficiencia contra frecuencia.	97
Х	Caracteristricas elèctricas del oscilador bajo prueba.	100

.

DISENO Y CONSTRUCCION DE UN OSCILADOR DE MICROONDAS ESTABILIZADO CON RESONADOR DIELECTRICO EN BANDA Ku

I. - INTRODUCCION

Los osciladores de microondas de estado solido son elementos clave tanto en los sistemas de telecomunicaciones terrestres y espaciales, como en los sistemas de radar. Su estudio sigue una tendencia natural de hacerlos mas eficientes, estables y de tamaño reducido por las ventajas que ello implica siendo su realización un importante aspecto en el avance de la tecnologia de las microondas.

Uno de los objetivos de este trabajo de tesis es la construcción de un oscilador de microondas a la frecuencia de 10.8 GHz para utilizarse como parte de un sistema receptor de comunicaciones via satélite en banda Ku con conversión en bloque (ver figura 1).

En un sistema de recepción via satèlite, el oscilador constituye una parte importante dentro del circuito conversor de frecuencia formado por un mezclador y el oscilador mismo. La frecuencia del oscilador establecerà la frecuencia intermedia



Figura 1 Receptores terrestres via satélite a) Sistema de conversión simple b) Sistema de conversión doble c) Sistema de conversión en bloque

(FI) dependiendo de la frecuencia de la señal de radio frecuencia (RF) entregada por el amplificador de bajo ruido (ABR). Por ejemplo para la recepción de señales de RF en la banda Ku (11.7 - 12.2) GHz y una frecuencia del oscilador local (OL) a 10.8 GHz fija, habra dos frecuencias a la salida del mezclador a (0.9 - 1.4) GHz y (22.5-23) GHz que representan la diferencia y la suma de las señales RF y OL respectivamente.

El nivel de dichas señales estarà determinada por los diodos que constituyen el circuito mezclador. Si la FI deseada es la producida por la diferencia de las señales de RF y OL se selecciona un mezclador y un amplificador de FI que operen en dicho intervalo.

De los sistemas mostrados en la figura 1, en los receptores de una etapa de conversión de frecuencia, solamente se usa un oscilador y un mezclador para convertir la señal del satélite a la FI final. La ventaja de la técnica de una sola conversión es que requiere pocos componentes de microondas y econòmico. Sin embargo, para un comportamiento resulta satisfactorio, la frecuencia intermedia del receptor es critica, pues en los satèlites que entregan 24 canales en un ancho de banda de 500 MHz y con una FI menor que 250 MHz, habrà siempre la posibilidad de que existan severos productos de intermodulación generados en el proceso de mezclado.

En un sistema de conversión doble (figura 1b), la señal del transpondedor es primero convertida a una FI alta

(usualmente en la región de 1 GHz) usando una conversión amplificada y filtrada; después es convertida una segunda vez a una FI baja (70 MHz) para su demodulación.

En un sistema de conversión doble (figura 1b), la señal del transpondedor es primero convertida a una FI alta (usualmente en la región de 1 GHz) usando una conversión amplificada y filtrada; después es convertida una segunda vez a una FI baja (70 MHz) para su demodulación.

La ventaja que presenta este sistema de doble conversión, es que la primera conversión minimiza la posibilidad de crearse productos de intermodulación que se ubiquen dentro de la frecuencia intermedia de 1 GHz, ademàs que el proceso de demodulación es más sencillo y se obtiene mayor calidad en la información de audio y video. La mayor desventaja de este sistema, se presenta en los altos costos agregados por el uso de otro oscilador, mezclador y filtros.

En ambos sistemas de conversión de frecuencia el primer oscilador es de frecuencia variable y requiere de un alto grado de estabilidad en frecuencia.

En el sistema de conversión en bloque, ocurre también una doble conversión de frecuencia, solo que aqui la primera conversión se lleva a cabo con un oscilador local de frecuencia fija en 10.8 GHz y un mezclador para obtener una traslación en frecuencia de 11.7 - 12.2 a 0.9 - 1.4 GHz que contiene los

500 MHz de ancho de banda del satèlite; este bloque de introducido a un segundo conversor frecuencia es (integrado dentro de algunos receptores comerciales) que contiene un local de frecuencia variable y un mezclador que oscilador sintoniza facilmente cualquier canal del satelite. El sistema introduce algunas ventajas adicionales en comparación con el de una sola conversión, tales como la posibilidad de tener después de un primer conversor un gran número de receptores 0 conversores y demoduladores que manejan cada uno de ellos el de banda del satèlite (ver figura 2), ademàs ancho introduce todas las ventajas del sistema de doble conversión. Por estas razones se eligió el tipo de conversión en bloque. Sin embargo, esto plantea un problema técnico en el diseño para proporcionar alta estabilidad en el primer oscilador local fijo de 10.8 GHz.



Figura 2 Sistema de conversión en bloque con varios receptores conectados a un primer conversor.

Este problema se reduce a lo siguiente: al perderse la estabilidad del oscilador de frecuencia fija, el proceso de mezclado es ruidoso y parte de la información proveniente del satèlite se pierde o bien se requiere hacer multiples

sintonizaciones para compensar la variación de frecuencia del oscilador. En el capitulo II se verá como se ha conjuntado actualmente el uso de dispositivos de estádo sólido de tres terminales y de los resonadores dieléctricos para lograr osciladores muy estables en frecuencia y potencia con:

Bajo ruido de fase de AM/FM,

Alta eficiencia,

Peso y tamaño reducido

La estabilidad de este tipo de osciladores con respecto a la temperatura es excelente en periodos largos y cortos de tiempo.

Los osciladores de frecuencia fija con GaAs MESFET y resonador dielèctrico presentan una interesante solución en el intervalo de frecuencias de 6 a 18 GHz, debido al óptimo comportamiento que en la actualidad tienen estos transistores a estas frecuencias.

Para presentar la teoria de oscilación, se parte de un oscilador elemental obteniendose a partir de este y de una manera analítica una ecuación general de oscilación, que bajo suposiciones ideales determina las condiciones de oscilación.

En el capitulo III se presentan algunos efectos en las lineas de microcinta a frecuencias superiores a 6 GHz como son los efectos de dispersión, descontinuidades etc., y expresiones simplificadas que determinan la impedancia característica y constante dieléctrica efectiva de microcintas contenidas en

recintos metálicos encerrados.

El diseño del oscilador se trata en el capitulo IV y se describe una metodologia que analiza todos los paràmetros involucrados en la construcción del dispositivo.

En el capitulo V se describe la construcción del oscilador y su caracterización en el capitulo VI.

Finalmente, en el capitulo VII se presentan las conclusiones y recomendaciones.

En el apendice I se muestran hojas de datos de los materiales y dispositivos utilizados y en el apendice II se enlistan los programas de diseño.

Al final de este trabajo se tendrán las herramientas necesarias para construir osciladores con frecuencia de operación fija en el intervalo de 1 a 18 GHz y potencia de salida aceptables, utilizando un solo dispositivo de tres terminales GaAs MESFET con aceptable eficiencia y estabilidad.

II .- FUNDAMENTOS DE OSCILADORES DE MICROONDAS

II.1. - INTRODUCCION

Los osciladores de microondas de estado sólido tienen la característica de usar dispositivos con valores de resistencia negativa inducida utilizando para su diseño los parametros "S" de señal pequeña. La teoría de oscilación en alta frecuencia de dichos dispositivos se presentan en la sección II.2 y la generación de resistencia negativa en la sección II.3

Los métodos de diseño de los osciladores de microondas con transistores pueden ser clasificados en dos categorias principales :

Aquellos que usan un tratamiento en el dominio del tiempo, y los que usan un tratamiento en el dominio de la frecuencia.

Hay numerosos métodos en el dominio de la frecuencia, algunos de ellos muy simples de usar. Sin embargo debe notarse que ciertas características de osciladores GaAs MESFET son fàciles de analizar en el dominio del tiempo, por ejemplo: el regimen transitorio, ò aun más importante la forma de onda de corriente del oscilador, la sección II.4 trata del método de diseño utilizado en este trabajo.

La sección II.5 describe en general los métodos de estabilización en frecuencia de los osciladores, y la sección II.6 presenta en forma mas detallada la estabilización de osciladores mediante resonadores dielèctricos.

II.2. - TEORIA DE OSCILACION

Los osciladores actuales de microondas tienen la caracteristica de utilizar dispositivos con resistencia negativa GaAs MESFET. Los que pueden ser usados en las configuraciónes de fuente, compuerta o drenaje común para aplicaciones de oscilación induciendo la condición de resistencia negativa mediante elementos de retroalimentación. La configuración particular escogida debe ser capaz de proporcionar resistencia negativa en uno o ambos puertos del transistor sobre el intervalo de frecuencias deseado.

La teoria de oscilación ha sido tratada por diversos autores, en algunos de los más recientes [Sautereau, 1981] se muestra la deducción de la ecuación de oscilación para el modelo del oscilador que se muestra en la figura 3. Dicha deducción no se repetira aqui pero si se tomarán las conclusiones más importantes de esta.

En la figura 3(b) se muestra que la impedancia de la red lineal pasiva està definida como: Zc (Wo) = Rc (Wo) + J Xc (Wo) (1)



Figura 3 Oscilador Básico

Que incluye la impedancia caracteristica de carga más el circuito de acoplamiento, el cual se puede decir que es equivalente a un circuito resonante. La impedancia definida por la ecuación (1) se considera que es función unicamente de la frecuencia de operación, mientras que la impedancia del dispositivo activo se define como:

Zd (Wo, Io) = Rd (Wo, Io) + J Xd (Wo, Io) (2)

Se observa entonces que Zd (Wo , Io) 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 factor de calidad (Q) suficientemente alto de manera que se puedan despreciar corrientes armónicas. La red de dos puertos se caracteriza por los parámetros de dispersión "S" del transistor, la impedancia de carga Zc, y la impedancia de la red resonante Zr.

Cuando este modelo es potencialmente inestable, una Zr

apropiada permite al modelo ser representado como un dispositivo de un puerto con resistencia negativa de impedancia Zsal y un circuito pasivo de Impedancia Zc. Las condiciones para una oscilación estable son dadas por la siguiente ecuacion:

$$Zd(Wo, Io) + Zc(Wo) = 0$$
 (3)

Esta relación implica que para generar oscilaciones, es necesario que la resistencia del dispositivo activo sea negativa (Rd (Wo , Io) < 0) y además que :

Rd (Wo, Io) + Rc (Wo) = 0 (4)

Xd(Wo, Io) + Xc(Wo) = 0 (5)

Es necesario también usar la condición que encontró [kurokawa,1969] para garantizar una oscilación estable suponiendo que la dependencia en frecuencia de Zd (Wo,Io) puede ser despreciada para pequeñas variaciones alrededor de Wo, la condición es

 $\frac{\partial \operatorname{Ren} (I,W)}{\partial I} \begin{vmatrix} d(\operatorname{Xc}(W)) \\ dW \\ I = Io \end{vmatrix} = \frac{\partial \operatorname{Xen} (I,W)}{\partial I} \begin{vmatrix} d(\operatorname{Rc}(W)) \\ dW \\ dW \\ I = Io \end{vmatrix} > 0 \quad (6)$

Es decir la frecuencia de oscilación determinada por (4) y (5) es estable solamente si (6) se satisface.

En muchos casos

y (6) se simplifica.

Las condiciones de oscilación dadas por (4) y (5) se pueden representar en función de coeficientes de reflexión [Vendelin, 1982] de la siguiente manera:

 $f_{r}(Wo) S'11 = 1$ (7)

$$f_{c}(W_{0}) S'22 = 1$$
 (8)

donde S'11 = S11 +
$$\frac{512 \ S21 \ I \ c}{1 - S22 \ \Gamma c}$$
 (9)

$$S'22 = S22 + \frac{S12 S21 \Gamma_r}{1 - S11 \Gamma_r}$$
(10)

S11, S12, S21, S22 son los parametros "S" del transistor, y fr y fc los coeficientes de reflexión del resonador y de la carga respectivamente. Ver figura 3a.

La resistencia negativa del dispositivo Zen es una función de la amplitud de la corriente y conforme la potencia de oscilación se incrementa, la resistencia negativa disminuye a valor más bajo que la resistencia de carga, deteniendo un la oscilación. Este problema es eliminado diseñando la magnitud de resistencia de carga más pequeña. la Maeda et al [1975] encontraron un valor optimo que asegura oscilación y máximiza la potencia de salida, el cual es

Rc (Wo) = 1/3 | Rd (Wo, Io) | (11)

Como la magnitud de los coeficientes de reflexión $\int r(Wo) y$ $\int c(Wo)$ son menores que la unidad, esto implica que las magnitudes de los paràmetros S'11 y S'22 deberán ser mayores que uno, con el objetivo de satisfacer las condiciones de oscilación, dados como :

y
$$(12)$$

y (13)

Estas expresiones representan a la vez la característica de resistencia negativa de un dispositivo activo de 3 terminales. Es decir la resistencia negativa se define como un coeficiente de reflexión cuya magnitud es mayor que la unidad.

Un paràmetro utilizado para evaluar la capacidad de oscilación de un dispositivo es el factor de estabilidad (K) o el factor de Rollet dado como :

$$K = \frac{1 - |S11|^2 - |S22|^2 + |\Delta|^2}{2 |S11|S22|}$$
(14)

donde Δ es el determinante de la matriz de los parametros "S" del dispositivo activo.

$$\Delta = S11 S22 - S12 S21$$
(15)

$$Ce = \frac{\langle B11 - B22* \rangle *}{| S11 |^2 - |A|^2}$$
(16)

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

$$Re = \frac{|S12 S21|}{|S11|^2 - |\Delta|^2}$$
(17)

Para el puerto de salida, el centro (Cs) de dicho circulo está definido como:

$$C_{5} = \frac{(S22 - S11*)*}{|S22|^{2} - |\Delta|^{2}}$$
(18)

y la magnitud del radio (Rs) serà:

$$Rs = \frac{|S12 S21|}{|S22|^2 - |\Delta|^2}$$
(19)

donde los parámetros "S" usados son los de señal pequeña. En la figura 4 se muestra la aplicación de estas ecuaciones.

Dichos circulos separan a la carta de Smith en dos regiones una en la cual se encuentran los valores $\[Gamma]$ c que hacen $\[Simple Simple S$

II.3 GENERACION DE RESISTENCIA NEGATIVA

Los dispositivos activos de 3 terminales en configuración

Re CIRCULO DE ESTABILIDAD Ce / AREA INESTABLE AREA ESTABLE

Figura 4 .- Circulo de estabilidad del puerto de entrada trazado en la carta de Smith.

fuente o emisor comun no presentan comportamiento de resistencia negativa por ellos mismos salvo aquellos diseñados para esto. Sin embargo, haciendo un cambio de configuración o agregando un elemento de retroalimentación se puede lograr tener resistencia negativa. A continuación se describe con más detalle cómo lograrlo.

Existen 3 tipos básicos de configuración en los transistores bipolares o GaAs MESFET las cuales son mostradas en la figura 5.

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

15









Emisor común

Base comùn

Colector común

(a)







Fuente común

Compuerta común

Drenaje común

(b)

Figura 5.- Configuraciones básicas para dispositivos de 3 terminales. a) Bipolar, b) De efecto de campo

manera de lograr que el dispositivo activo presente Otra resistencia negativa, es agregar un elemento de retroalimentación, cuya función radica tambien en variar los parametros "S" del dispositivo de tal manera que | S'11 | y ¦ S'22 | sean mayores que la unidad. Existen dos formas básicas de retroalimentación, la serie y/o paralelo como se observa en la figura 6.

En esta figura R es el elemento de retroalimentación inductivo o capacitivo. La retroalimentación serie inductiva

presenta ventajas sobre la capacitiva, ya que fisicamente es mas fácil manejar inductancias en altas frecuencias [Wade, 1969] y además proporciona condiciones para polarizar al dispositivo si está en configuración fuente o emisor común



Figura 6.- Tipos básicos de retroalimentación.

II-4 METODOS DE DISENO DE OSCILADORES

Las dos técnicas de diseño que existen, y a base de ellas se construyen osciladores con transistores bipolares o FET, son las siguientes:

- a) Empiricas
- b) Analiticas

Ambas llevan el mismo resultado de producir oscilaciones, sòlo que presentan ventajas y desventajas una con respecto a otra. Por ejemplo en la tècnica empirica se tiene el inconveniente de no tener comprobación de las teorias involucradas. Sin embargo es la tècnica más directa para obtener un oscilador; el mètodo de carga variable es un ejemplo de ello y en la figura (7) se muestra un diagrama esquemàtico del circuito.



Figura 7 Diagrama usado en el mètodo de carga variable.

El circuito resonante establece la frecuencia de oscilación y el sintonizador variable simula una impedancia de carga que se ajusta para tener la potencia màxima en la frecuencia establecida.

Con la impedancia obtenida en el sintonizador variable se construye la red de acoplamiento entre el dispositivo activo y la carga.

En el enfoque analitico existen diferentes mètodos de diseño de osciladores que se han ido perfeccionando con el tiempo y se basan en los paràmetros de señal pequeña del dispositivo. A continuación se describen algunos de los màs significativos. El método empleado por Maeda et al [Maeda, 1975], que utiliza los paràmetros de señal pequeña del transistor, tiene como referencia el circuito mostrado en la figura (8)



Figura 8 Circuito simplificado del oscilador utilizado por Maeda

Los pasos de diseño del mètodo de Maeda et al partiendo de las condiciones òptimas respecto a la facilidad de construcción, son las siguientes:

X1 < 0 (Capacitiva) y X3 > 0 (Inductiva)

- Maximizar la parte real de la impedancia de salida variando X1 y X3 para maximizar la potencia de salida.
- 2.- Determinar el valor de la impedancia de carga que satisfaga la condición de oscilación mediante las restricciones:

Im (Zc) = -Im (Zsal) (20)

Re (Zc) = 1/3 Re (Zsal) (21)

3.- Acoplar Zc a la carga de 50 л

El método de [Basawapatna, 1979] se explica mejor con ayuda

del diagrama de bloques de la figura (9).



Figura 9 Diagrama de bloques del oscilador de dos puertos.

Los pasos necesarios para el diseño de acuerdo con este método son:

- Poner el resonador a ser usado en cualquier puerto digamos en el 1 y se grafica S'22 en resonancia a varias frecuencias.
- 2).- Graficar 1/S'22 para todas las frecuencias de resonancia en la carta de Smith generando contornos.
- 3).- Determinar un contorno de carga aceptable. Es decir, que sea fisicamente realizable, que tenga buen margen de frecuencia, etc..
- 4).- Verificar que el producto (rS'11 sea mayor que la unidad.
- 5).- Hacer la red que acople a la carga de 50 Q.

Según Vendelin el método de diseño de un oscilador considera lo siguiente: (ver figura (9))

- Seleccionar un transistor potencialmente inestable con la capacidad de potencia preestablecida a la frecuencia deseada.
- Cambiar configuración o agregar retroalimentación si no es lo suficientemente inestable.
- 3.- Seleccionar una red de acoplamiento a la salida que cumpla la condición | S'11 | > 1
- 4.- Encontrar el valor del coeficiente de reflexión que satisfaga ¦ Γr S'11 ¦ >,1

El procedimiento de diseño que se usarà aqui, al igual que los antes mencionados, utiliza los parametros del dispositivo en señal pequeña y tiene como referencia la figura 9, que muestra el circuito propuesto para el diseño del oscilador.

Los tres elementos básicos que forman el circuito oscilador son:

- El circuito resonante que establece la frecuencia de operación y que está colocado a la entrada del dispositivo activo.
- El dispositivo activo operando en la región de resistencia negativa con o sin elemento de retroalimentación.
La red de acoplamiento para acoplar la impedancia del dispositivo activo con la carga de 50 Ω.

El método que se utiliza en este trabajo para el diseño de osciladores considera los siguientes pasos:

- 1.- Analizar el dispositivo en las tres configuraciones mediante el cálculo de los parámetros de estabilidad (K, Radio y centro de los circulos de estabilidad de entrada y salida), y agregando retroalimentación inductiva serie.
- 2.- Encontrar el valor de la inductancia en serie que mejore la potencialidad de oscilación del dispositivo mediante el análisis de | S21 | máximo, K minimo, etc..
- 3.- Calcular ^Cr para maximizar la resistencia negativa a la salida y que satisfaga los productos | ^CrS'11 | >, 1 y | ^Cc S'22 | >,1
- 4.- Diseñar la red de acoplamiento entre el dispositivo activo y la carga de 50 **Q**.

5.- Cálculo de las dimensiones físicas de los elementos.

En el capitulo IV se desglosa más detalladamente cada uno de estos pasos.

II.5 METODOS DE ESTABILIZACION EN FRECUENCIA

Un aspecto muy importante en el diseño de osciladores es la estabilización en frecuencia con respecto a las condiciones que lo rodean como son el tiempo y la temperatura.

Los osciladores son estabilizados en frecuencia de diversas maneras, como son:

1.- Osciladores estabilizados con cavidad resonante.

- 2.- Osciladores estabilizados con, cristal y cadenas multiplicadoras.
- 3.- Osciladores estabilizados con resonador dielectrico.

La técnica de estabilizar osciladores de microondas con cavidades resonantes consiste en generar en el interior de una cavidad metálica cerrada por medio de una perturbación elèctrica, un campo electromagnètico variable con el tiempo y con una distribución espacial estacionaria. La longitud de onda del campo electromagnètico que se establece es función de las dimensiones fisicas de la cavidad y por lo tanto la frecuencia de la oscilación serà también función de dichas dimensiones. Esta característica es la utilizada para estabilizar la frecuencia de osciladores cuando en alguna forma se reponen las pérdidas en la cavidad.

Estabilizar la frecuencia de oscilación con cavidades resonantes tiene ventajas tales como: lograr un factor Q sin

carga alto (del orden de 40000) y amplio rango de sintonia. Con la desventaja de que son voluminosas.

La segunda tècnica consiste en generar inicialmente una frecuencia fundamental baja, que pueda ser estabilizada con cristal de cuarzo para una adecuadamente posterior multiplicación de frecuencia y amplificación de potencia, siendo el número de veces que se multiplica y amplifica función de los requerimientos que deban cumplirse. Esta técnica tiene la mejor estabilidad en frecuencia a corto y largo plazo, asi como a variaciones de temperatura. Sus desventajas son eficiencia baja y alto costo, alto consumo de energia y volumen grande.

Los osciladores de microondas estabilizados con resonador dieléctrico (ORD) presentan una buena opción, debido a la evolución de dos tecnologías que incluyen:

- 1.- El resonador dieléctrico de cerámica.
- 2.- Osciladores de microonda de estado solido.

Con algunas ventajas como:

- a.- Una excelente estabilidad de la frecuencia Vs. Temperatura.
- b.- Bajo ruido de fase en FM.
- c.- Amplia selección de la frecuencia de oscilación.

d.- Sintonizable por (Voltaje o Mecánicamente).

e.- Diseño de estado sólido compacto.

f.- Resistentes mecanicamente.

g.- Voltaje y consumo de potencia bajos.

h.- Amplio intervalo de temperatura de operación.

i.- Bajo costo.

Comparando con otros osciladores de microondas, los ORD ofrecen además algunas de estas ventajas: tamaño pequeño, eficiencia en potencia, construcción simple, insensible a vibraciones mecànicas y a cambios de temperatura, libre de espurias a la salida.

Por lo anterior los ORD a menudo son seleccionados en vez de otros tipos de osciladores, como los osciladores Klystron estabilizados con cavidad, los osciladores multiplicadores de cristal, o los osciladores Gunn estabilizados con cavidad en potencias y frecuencias similares.

Una comparación de las principales caracteristicas de estos osciladores se muestra en la tabla I [Anón, 1985].

II.6 RESONADORES DIELECTRICOS

Un resonador dielèctrico es un pedazo de ceràmica de alta

		T I	Р	0	S		1
CARACTERISTICAS	CAVIDAD EN G U N	DIODOS N	MULT DE	IPLI CRI	CADORE STAL	S RESONADOF DIELECTRICC	21
ESTABILIDAD EN FRECUENCIA	BUENA		EX	CELE	NTE	MUY BUENA	1
EFICIENCIA	BAJA		ME	DIA		ALTA	
INTERVALO DE TEMPERATURA	BAJO		BU	ENO		EXCELENTI	E
SINTONIZACION	SI		NO			SI	
RUIDO FM	BAJO		MU	Y BA	JO	BAJO	i
TAMANO	PEQUENO		GR	ANDE	1	MUY PEQUENC	
COSTO DE PRODUCCION	BAJO		ME	DIO		MUY BAJO	

Tabla	I	 Tab	la	compa	rativa	de	osciladore	es con	diferent	tes	tipos
		de	est	tabili	zación						

constante dielèctrica usualmente en forma de un disco o paralelepipedo, que funciona como un resonador de microondas miniatura.

El elemento cerámico funciona como un resonador debido a reflexiones internas de ondas electromagnèticas en las fronteras aire/material de alta constante dieléctrica. Esto resulta en un confinamiento de energia adentro y afuera del material de alta constante dieléctrica, que forma una estructura resonante.

Al igual que en una cavidad metàlica convencional, un número infinito de modos de oscilación puede existir en un resonador dieléctrico. Como una primera aproximación, un resonador dieléctrico puede ser explicado como una cavidad de pared magnètica, que es el caso dual a una cavidad de pared eléctrica. El concepto de pared magnética (sobre la que una componente normal de campo elèctrico y una componente tangencial de campo magnètico se desvanecen en la frontera) es bien conocida y ampliamente usada como una herramienta en la teoria del campo electromagnético. En una muy burda aproximación, la interfaz aire/material de alta constante dielectrica puede ser modelada como una pared magnètica. Asi, la distribución de campo y frecuencia resonante para un resonador dielectrico puede ser calculada.

Para mejorar este modelo y tomar en consideración el hecho de que, algunos de los campos emergen del resonador y eventualmente decaen exponencialmente en su vecindad, el modelo de pared magnètica del resonador dielèctrico fuè gradualmente modificado a travèz del subindice δ .

El modo más comúnmente utilizado en un resonador dielèctrico es llamado el modo TEol δ (resonador de disco). Este modo particular para cierta relación altura/diàmetro tiene la frecuencia resonante más baja y es designado el modo fundamental. En general, la nomenclatura de los modos en un resonador no está bien definida al igual que en los de una

cavidad metálica. Algunos de los modos y sus distribuciones de campo son presentados en la figura 10.

Una ventaja del resonador dielèctrico es la facilidad con que estos dispositivos pueden ser acoplados a lineas de transmisión comúnes tales como guias de onda y microcinta.

Un resonador dieléctrico tipico en el modo TEolò puede ser insertado dentro una guia de onda rectangular, en donde es acoplado muy fuertemente al campo magnètico y actúa como un filtro de banda tope. La figura 11 ilustra el acoplamiento del resonador dielèctrico con microcinta y guia de onda.

En aplicación de linea de microcinta, un modo TEo13 acopla magnèticamente y forma un filtro pasabanda. El acoplamiento puede ser fàcilmente ajustado, ya sea moviendo hacia el centro o hacia afuera de la linea el resonador o elevándolo sobre un soporte especial.

Anteriormente, el mayor problema con materiales de alta Q tales como rutilo o cerámica de rutilo era la pobre estabilidad de la constante dieléctrica que ocasionaba una inestabilidad de la frecuencia resonante de los resonadores dieléctricos. Algunas propiedades básicas de cerámicas de alta calidad desarrolladas para aplicaciones de resonadores dieléctricos se presentan en la tabla II.

El intervalo de aplicación de los resonadores dieléctricos se encuentra entre 1 GHz y 100 GHz ya que a 1 GHz el tamaño se



Figura 10.- Modos en un resonador dieléctrico



00

MODO TE 015



Figura 11.- Acoplamiento magnètico de resonador dieléctrico a a)microcinta b)guia de onda

Composición del material Ba Ti ₄ 0 ₉	Fabricante Raytheon Transtech	Er 38	Tangente de Per <u>d</u> idas 10	Coef. de Temp. PPM/oC +4
Ba ₂ Ti ₉ O ₂	BellLabs	40	10^{-4}	+2
(Zr-Sn)TiO ₄	Murata THomson-Csf Siemens Transtech NTK	38	10 ⁻⁴	-4 a ⊦10 ajustable
Ba(Zn _{1/3} Nb _{2/3})O ₂	Panasonic ~ Murata	30	4×10^{-5}	0 a +10 ajustable

Tabla II.- Propiedades de materiales típicos de resonadores dieléctricos

hace prohibitivo y a 100 GHz el Q del resonador es muy bajo. Sin embargo en la actualidad el intervalo optimo de aplicación es de 2 a 30 GHz. [Anón, 1985]

En la ecuación (22) se muestra la relación entre el di metro y la frecuencia cuando la relación L/D es igual a 0.44 [Anón, 1985].

$$D = -\frac{C}{fo} \setminus \begin{bmatrix} ----- \\ 1.3 \\ ---- \\ Er \end{bmatrix}$$
(22)

En esta ecuación

Er = Constante dielèctrica del resonador C = Velocidad de la luz en el espacio libre m/seg

fo = frecuencia de operación

D = Diametro del resonador de disco

L = Altura del disco

En resumen, los resonadores dieléctricos, debido a sus bajas pérdidas, alto Q, alta estabilidad a los cambios de temperatura y magnifica integrabilidad a los circuitos de microondas, tienen su aplicación principal como un excelente elemento que establece la frecuencia fija en osciladores MESFET o transistores bipolares. Dichos osciladores deben estar clasificados como osciladores de reflexión O de retroalimentación serie o paralelo.

Para un oscilador de reflexión el diseño se inicia con cualquier dispositivo inestable con o sin retroalimentación externa (bajo Q) para obtener resistencia negativa y ganancia de reflexión en la frecuencia deseada. Un resonador dielèctrico es colocado aproximadamente a una distancia equivalente a un medio de la longitud de onda lejos del dispositivo en el puerto de salida.

En esta configuración el resonador dielèctrico actúa como un filtro debilmente acoplado con un Q muy alto. La energia de salida es reflejada hacia el dispositivo de tal manera que el oscilador autoinyectado debe generar una señal en la frecuencia resonante del resonador dieléctrico. Osciladores de reflexión



Figura 12.-Configuración basica de ORD a) Retroalimentación paralelo b) reflexión c) Retroalimentación serie

tipicos exhiben muy buenas características de ruido de fase y estabilidad ~ 1.5 ppm/^OC. Sin embargo, estos diseños son sensitivos a cambios de carga y requieren un aislador de salida o un amplificador reforzador.

Los osciladores retroalimentados pueden ser divididos en osciladores con retroalimentación paralelo y osciladores con retroalimentación serie. Estos son ilustrados en la figura 12. En los dos casos, un resonador dielèctrico verdaderamente forma el circuito retroalimentado de un elemento amplificador, usualmente un transistor FET.

En un arreglo de retroalimentación paralelo, el resonador es puesto entre la salida y la entrada del dispositivo (por ejemplo entre la compuerta y la fuente). Sin embargo, en este esquema el resonador es fuertemente acoplado a las lineas de drenaje y compuerta. Por lo tanto, el Q cargado del circuito es bajo y el comportamiento del ruido de fase deja mucho que desear.

Otro circuito que produce estabilidad y bajo ruido de fase es el oscilador retroalimentado en serie. En este circuito se tiene un transistor FET de alta ganancia y bajo ruido, una linea de transmisión de 50 \mathfrak{L} conectada a la compuerta del FET que es terminada con un resistor de 50 Ω , y un resonador dielèctrico acoplado a la linea localizado a una distancia especifica de la compuerta. Critico para el comportamiento de este circuito es el establecimiento del resonador sobre elpuerto de entrada. Esta configuración tiene un alto Q cargado que permite un valor bajo de ruido de fase.

En el presente trabajo se harà uso de esta última configuración por considerarla la óptima para las condiciones planteadas en el diseño.

debe notar que así como las dimensiones del resonador Se dielèctrico influyen frecuencia en su resonante, 105 alrededores también cuentan. En la configuración más común, presentada en la figura 13, el resonador dieléctrico es puesto sobre un sustrato y encerrado en una caja blindada. Este blindaje afecta la frecuencia resonante y el factor Q sin carga del resonador.

El resonador en el modo TEols puede ser considerado como un dipolo. Esto necesita que el eje vertical del resonador sea

perpendicular al plano del sustrato para que asi el coeficiente de acoplamiento entre el resonador y la linea exista a través de lineas magnéticas (Figura 14).



Figura 13.- Resonador dielèctrico sobre un sustrato de microcinta.



Figura 14. Mecanismo de acoplamiento entre un resonador dieléctrico y una linea de microcinta.

Un resonador adyacente a una linea de microcinta opera como energia una cavidad de reacción que refleja la de radiofrecuencia la frecuencia resonante. en E1 circuito equivalente del resonador acoplado a la microcinta es mostrado en la figura 15 (a).



Figura 15. Circuito eléctrico equivalente
a) De acoplamiento entre linea de microcinta y el resonador dieléctrico.
b) Efectos totales del resonador como filtro.

Lm caracteriza el acoplamiento mientras que LR, RR y CR son los parametros equivalentes del resonador y L1 la inductancia de la longitud de la linea efectivamente acoplada al resonador. Este circuito equivalente puede ser presentado como en la

figura 15 (b), significando aqui que un resonador acoplado a una microcinta puede ser tratado como un circuito resonante paralelo, en serie con una linea de transmisión con su impedancia característica Zo. En esta figura, la resistencia R, que representa un acoplamiento, es una función de la distancia "d" para un resonador dado, bajo condiciones de blindaje fijo.

III. - DISENO DE CIRCUITOS DE MICROCINTA CONSIDERANDO EFECTOS DE DISPERSION Y DISCONTINUIDADES

III.-1 INTRODUCCION

Uno de los requerimientos para que una estructura de transmisión sea apropiada en un circuito de microondas es que la estructura sea plana en su configuración. Una configuración planar implica que la caracteristica del elemento pueda ser determinada por las dimensiones en un solo plano. Como por ejemplo, el ancho de una linea de microcinta sobre un sustrato dieléctrico puede ser ajustado para controlar su impedancia.

Cuando la impedancia puede ser controlada por las dimensiones en un solo plano la fabricación del circuito puede ser llevada a cabo por técnicas de fotolitografia de películas delgadas. El uso de esta técnica en frecuencias de microondas ha sido desarrollada ampliamente.

Existen numerosas estructuras de transmisión planar pero la más popular es la linea de microcinta debido al hecho que el modo de propagación sobre la microcinta es casi transversal electromagnètico (cuasi-TEM). Esto permite un anàlisis aproximado, fàcil y produce circuitos de banda ancha. En la sección III.2 se definen y presentan ecuaciones para el cálculo de lineas de microcinta, en la sección III.3 se efectúa un analisis del efecto de dispersión que se presenta a partir de una frecuencia de 6 GHz y que modifica la impedancia de la microcinta, debiendo ajustar sus dimensiones para mantener la impedancia original.

En la sección III.4 se describen algunos efectos de las discontinuidades y los tipos más usuales, y en la sección III.5, se describe el proceso de sintesis de los circuitos de microcinta.

III.2 CIRCUITOS DE MICROCINTAS

Aunque las microcintas tienen una estructura geomètrica muy simple, los campos electromagnèticos son verdaderamente complejos. Para obtener alta precisión, se requieren tratamientos matemàticos muy elaborados en el anàlisis. Sin embargo, simples aproximaciones al modo cuasi-TEM combinados con expresiones dependientes de la frecuencia producen precisiones de diseño aceptables para muchas aplicaciones.

Los circuitos de microondas pueden ser diseñados para frecuencias entre 1 GHz y varias decenas de GHz.

En frecuencias muy altas, particularmente dentro del intervalo de ondas milimétricas, (30-300 Ghz) las pérdidas (incluyendo radiación) se incrementan grandemente, los modos de

muy alto orden vienen a ser un verdadero problema. Y las tolerancias de fabricación se hacen excesivamente difíciles de alcanzar.

El manejo de frecuencias por arriba de 60 GHz en microcintas es costoso, siendo las configuraciones de lineaimágen y TIM (Trapped inverted microstrip) las llamadas a sustituir a la microcinta.

claro que la microcinta involucra una abrupta interfase Es entre el sustrato y el aire. Cualquier linea de transmisión que es llevada con un dieléctrico uniforme puede soportar un solo modo de propagación bien definido, al menos sobre un intervalo específico de frecuencias (TEM para lineas coaxiales, TE para guias de onda etc.). Lineas de transmisión que no tienen dielèctricos uniformes no pueden soportar un solo modo de propagación. La microcinta se encuentra dentro de esta categoria y aunque esto es cierto, gran parte de la energia es transmitida a lo largo de la microcinta con una distribución que se asemeja al modo TEM y usualmente esta configuración de campo es conocida como modo "cuasi_TEM". En la figura 16 se muestra este concepto.

Al trabajar con campos cuasi_TEM en el diseño de microcintas se han observado resultados significativos debido principalmente a las dos razones, siguientes:

a) Para la mayoria de las lineas de microcinta los

resultados estáticamentes derivados son precisos a frecuencias inferiores a 6 GHz.



campo eléctrico

b) En frecuencias más altas, por arriba de los limites de operación usual de la microcinta, estos resultados estáticos pueden aún ser usados en conjunto con funciones dependientes de la frecuencia.

Para cualquier linea de transmisión sin pérdidas, tipo TEM, la impedancia característica en altas frecuencias puede ser expresada en una de las formas siguientes:

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}}$$
(23)

0

Zo = Vp L (24 a)

0

 $Z_{O} = 1 / V_{P} C$ (24 b)

En estas dos últimas ecuaciones está involucrada la

su

velocidad de fase de la onda viajando a lo largo de la linea.

Esta velocidad de fase esta dada por

$$V_{\rm P} = 1 / \langle L C \rangle$$
(25)

Cuando es eliminado el sustrato de la microcinta, la velocidad Vp es igual a la velocidad de la luz en el espacio vacio y la impedancia característica de la microcinta Zo1 es

$$Zo1 = \langle L / C1$$
 (26)

o bien

$$Zo1 = C L \tag{27 a}$$

$$Zo1 = 1 / c C1$$
 (27 b)

donde c es la velocidad de la luz

Combinando las ecuaciones (24), (27.a) (27.b) se obtiene el resultado

$$Zo = 1 / c \setminus C C1$$
(28)

Esto quiere decir que se puede obtener la impedancia caracteristica de la linea si se logra evaluar la capacitancia por unidad de longitud con y sin la presencia del sustrato dielèctrico.

Para la microcinta sin dielèctrico la velocidad de propagación está dada por:

$$c = 1 / \langle L C1 \rangle (29)$$

Dividiendo (29) por (25) y elevando al cuadrado, se obtiene C /C1 = (c / Vp)² (30)

Esta relación de capacitancias C/C1 es conocida como la permitividad efectiva de la microcinta Eeff, que es un importante parámetro de la microcinta. Entonces podemos escribir

$$Eeff = (c / V_P)^2$$
(31)

Aunque este resultado ha sido derivado sobre una base estàtica, esta ecuación es fundamental y debe ser usada de nuevo donde Vp es tomada para ser dependiente de la frecuencia.

Una relación util entre Zo, Zol y Eeff es

$$Zo = Zo1 / \ \ Eeff$$
(32)

$$Zo1 = Zo \setminus \{ Eeff$$
 (33)

Las fronteras de Eeff se encuentran de la siguiente manera: Para una linea muy ancha todo el campo eléctrico es confinado en el sustrato. La estructura se asemeja a un capacitor de placas paralelas y en este extremo [Edward, 1981]

$$Eeff \longrightarrow Er$$

En el caso de lineas muy angostas el campo es igualmente compartido por el aire (Er = 1) y el sustrato, asi que en este extremo

$$Eeff = 1/2 (Er + 1)$$

Debido a esto el intervalo de Eeff en bajas frecuencias es:

1/2 (Er + 1) \leq Eeff \leq Er

III.3 EFECTOS DE DISPERSION

Los efectos de dispersión se presentan en las microcintas cuando su frecuencia de operación pasa de unos cuantos GHz y ocurren cambios en la constante de fase.

El concepto de dispersión en una microcinta se puede plantear asi: Cuando la frecuencia de una señal que excita una linea de microcinta se duplica, la constante de fase o número de onda β (= 2 c / longitud de onda en la microcinta (λ g)) no es exactamente el doble, esto es en resumidas cuentas la dispersión. Todas las lineas de microcinta son dispersivas y de ello se sigue que la relación exacta entre la longitud de onda y la frecuencia es no lineal cuando la dispersión ocurre.

En una microcinta, al aumentar la frecuencia los campos vienen a estar más concentrados en la región bajo la cinta, esto es equivalente a aumentar la permitividad de la microcinta definiéndose una permitividad dependiente de la frecuencia Eeff(f). Como la permitividad aumenta, la onda es progresivamente más lenta, por lo tanto, la velocidad de propagación tambien serà dependiente de la frecuencia Vp(f), quedando la ecuación (31) como

$$Eeff(f) = \left[C/Vp(f) \right]^2$$
(34)

Fundamentalmente el problema de la dispersión consiste en resolver los campos de la microcinta para la velocidad Vp(f). limites de Eeff(f) son fàcilmente establecidos. Los En los extremos de baja frecuencia, ésta se reduce a su valor estático la frecuencia TEM, mientras que si se incrementa indefinidamente, Eeff(f) se aproxima a la permitividad propia del sustrato. Es decir :

Er cuando f --> oo

Entre estos limites, Eeff(f) cambia continuamente, como se se muestra por la curva general de la figura 17.

Getzinger encontro una formula simple para la curva de la figura 17 [Edwards 1981], su forma es

$$Eeff(f) = Er - \frac{Er - Eeff}{1 + G(f/fp)^2}$$
(35)

donde fp =
$$Zo / 2 u$$
 oh (36)

y $\mathcal{4}$ o es la permeabilidad del espacio libre ($4\pi x 10-7 H/m$).



Figura 17 Dispersión en microcinta interpretada como una permitividad efectiva Eeff(f) graficada en base a la frecuencia.

El paràmetro G es paramente empirico lo cual da flexibilidad a la formula. Este parametro depende principalmente de Zo como lo muestra la siguiente ecuación:

$$G = 0.6 + 0.009 Zo$$
 (37)

cuando h = 0.635 mm en sustrato de alúmina

Edward y Owens optimizaron la ecuación (37) para un amplio intervalo de frecuencias e impedancias características con la siguiente expresión de G [Edward, 1981]

 $G = \frac{(Z_0 - 5)^{1/2}}{60} + 0.004 Z_0$ (38)

У

para 10 <u><</u> Zo <u><</u> 100

la ecuación (35) fue optimizada como:

donde h està en mm, y f, en GHz.

Para la impedancia caracteristica de la microcinta dependiente de la frecuencia, Owens [Edward,1981] desarrollo una aproximación con el concepto de ancho efectivo de la microcinta dado por

$$Zo (f) = \frac{h n}{Weff(f)(Eeff(f))^{1/2}}$$

$$(40)$$

$$\begin{array}{rcl} & & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & &$$

$$y fp = c / 2 Weff (Er)^{1/2}$$
 (42)

En todas estas expresiones n es la impedancia caracteristica del espacio libre = $(\mathcal{A}_0/E_0)^{1/2} = 377 \Omega$. De 1a ecuación (40) puede observarse que la impedancia de la microcinta aumenta cuando Weff(f) disminuye, aunque Eeff(f) se incremente.

III.4 DISCONTINUIDADES EN MICROCINTA

Una discontinuidad en microcinta es causada por el cambio abrupto en la geometria de la cinta conductora, de tal manera que los campos elèctricos y magnèticos son modificados cerca de la discontinuidad. La distribución del campo elèctrico alterado cambia la capacitancia y la distribución de campo magnètico cambiado puede ser escrito en tèrminos de una inductancia [Gupta,1979]. El análisis de las discontinuidades en microcinta involucra la evaluación de estas capacitancias e inductancias basàndose en consideraciones cuasiestàticas.

Aunque tales discontinuidades se elevan a solamente muy pequeñas capacitancias e inductancias (a menudo 0.1 pF y menor que 0.1 nH) las reactancias vienen a ser particularmente significativas a muy altas frecuencias de microondas, por ejemplo de 10 a 20 GHz. Al igual que con la dispersión, se discontinuidades despreciar dichas cuando pueden las frecuencias involucradas no excedan los 6 GHz. De este valor en adelante son definitivamente significativas.

Los circuitos de microcinta son invariablemente acompañados de discontinuidades de un tipo o de otro. Algunas de las formas mas comunes de discontinuidades en microcinta se muestran en la figura 18.

Los valores estáticos de las capacitancias asociadas con

las discontinuidades pueden ser evaluados encontrando el exceso de distribución de carga cerca de la discontinuidad. El método cuasi-estático para la evaluación de la capacitancia en la discontinuidad ha sido tratado por varios autores [Gupta,1979]. Dos de los métodos usados para éstos cálculos son los siguientes :



1.- Terminaciones abiertas



2.- Aberturas



3.- Cambios de ancho



4.- Dobleces en ángulo recto



5. - Uniones cruz y T

Figura 18. Varios tipos de discontinuidades en microcinta

Para el diseño de un circuito de microcinta se requiere la

caracterización a priori de las discontinuidades incluidas en el circuito. Algunas dimensiones de discontinuidades son más pequeñas que la longitud de onda de la microcinta. Estas discontinuidades pueden ser aproximadas por circuitos equivalentes de elementos concentrados.

1.- Método de inversión de matrices

2.- Mètodo de fuentes de linea con inversión de carga.

En estos métodos, van implicitas las siguientes suposiciones: El tamaño de la discontinuidad es más pequeño que la longitud de onda, asi que la variación en fase puede ser despreciada. La corriente sobre la cinta tiene divergencia cero. La cinta conductora es infinitamente delgada.

Los tipos de discontinuidades que se tendrán especificamente en el circuito del oscilador serán los de terminación abierta y la de cambios de ancho de la cinta conductora. Para el primer tipo, en muchos aspectos de diseño de circuitos es muy útil suponer que la linea es más larga de lo que en verdad es, para considerar el efecto terminal. Entonces se puede tratar con estructuras completamente distribuidas y no se necesita trabajar separadamente en terminos de capacitancia concentrada. El concepto se ilustra en En esta figura, leo es la longitud extra la figura 19. equivalente de la linea en microcinta, teniendo todos los parametros de propagación aplicable a la linea principal.

Note que la linea de longitud leo debe tener una exacta continuación de la linea de transmisión principal, la misma Zo, y como consecuencia, las mismas W/h y Eff.

Una ecuación, en función de la capacitancia Cf, está dada por

$$1eo \sim \frac{C \text{ Zo Cf}}{(\text{ Eff})^{1/2}}$$
(44)

Esta ecuación trabaja con una precisión del ¦5 % ¦ en el intervalo de frecuencias 2 < f < 20 Ghz.

Una formula empirica alternativa, que produce directamente la extensión de longitud ha sido dada por Hammerstad y Bekkadal [Edwards, 1981].

Sobre un intervalo amplio de materiales y relaciones (W/h) de microcintas, esta expresión proporciona a menudo errores del 5 por ciento. Siendo estos errores aceptables en comparación con expresiones más complicadas.

El otro tipo de discontinuidad que se presenta en el circuito del oscilador es el de cambio de ancho. Esta y su circuito equivalente son ilustradas en la figura 20.



Microcinta física

Linea de transmisión con capacitancia equivalente

Linea de transmisión con linea de transmisión equivalente de longitud leo

Figura 19 Desarrollo del concepto de longitud equivalente en el efecto terminal.

Al igual que en la discontinuidad de terminación abierta, se utilizarà el concepto de longitud extra para evaluar el efecto de cambio de ancho en la microcinta. Esta aproximación puede ser usada de nuevo donde la principal influencia de la capacitancia es incrementar la longitud efectiva de la linea más ancha (W2). La longitud extra esta dada por [Edwards, 1981].

$$les = leo \begin{vmatrix} W1 \\ 1 - --- \\ W2 \end{vmatrix}$$
(46)

Donde leo está dada por la ecuación (45).



Figura 20 Estructura y circuito equivalente a una microcinta simetrica con cambio de ancho.

III.5 SINTESIS DE CIRCUITOS DE MICROCINTA

Diferentes autores han determinado ecuaciones para la sintesis de lineas de microcinta, algunos empiricamente, otros analiticamente con precisiones de \pm 1 %.

El problema de sintesis de microcinta consiste en encontrar las dimensiones fisicas de una linea con impedancia característica Zo y longitud elèctrica O definidas en la etapa del diseño de la red. Inicialmente debe seleccionarse un del dielectrico h y del sustrato apropiado, de espesor conductor t con permitividad relativa Er, donde algunas bases esta selección dependen de las limitaciones en frecuencia. de La sintesis produce la relación normalizada W/h y la cantidad llamada permitividad efectiva de la microcinta Eeff.



Figura 21 Linea de microcinta en una caja metálica

Cuando una microcinta con un determinado espesor de conductor es puesta dentro de un recinto metálico como el mostrado en la figura 21, la impedancia característica y la constante dieléctrica relativa se alteran. La obtención de los anchos y longitudes de la microcinta que consideran estos efectos, se llevan a cabo mediante las ecuaciones 47 a la 64 [LEV, 1985]. Dicha ecuaciones fueron implementadas en el programa de computadora CALMIC [APENDICE II].

Para sintetizar una microcinta en primer termino se calcula la impedancia para cuando el sustrato es aire (Er = 1)

donde f(W/h) esta dada por

$$f(W/h) = 6 + (2\pi - 6) \exp \begin{bmatrix} -30.666 \\ -30.666 \end{bmatrix}^{0.7528}$$
(48)

el ancho efectivo se calcula con:

Weff =
$$W + DW$$
 (49)

donde DW es

para el incremento de la impedancia debido a la altura de la tapa se tiene

$$Zoab = Zoa - DZa$$
 (51)

donde DZa es

$$DZa = PQ$$
 (52)

aqui P es

У

$$Q=1.0109-tanh-1 \begin{vmatrix} -1 & W & |W|^2 & |W|^3 | - h\overline{2}|^2 \\ |0.012 & -+0.177| - |-0.027 & |-|| & |1+ --|| & (54) \\ |h| & |h| & |h| & |h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| & ||h| \\ |h| & ||h| \\ |h| & ||h| \\ |h| & ||h| \\ |h| & ||h| & ||h$$

la constante dieléctrica efectiva se determina como sigue

$$E'r = \frac{Er + 1}{2} + q \begin{vmatrix} Er - 1 \\ ----- \end{vmatrix}$$
(55)

donde q es el factor de relleno

$$q = (qoo - qt) qc \tag{56}$$

y qoo es

55

$$qoo = \begin{vmatrix} - & h \\ 1 + 10 & --- \end{vmatrix}$$
 (57)

y donde J es

$$J = a \begin{vmatrix} W \\ --- b \end{vmatrix} Er$$
 (58)

la relación a |---| se obtiene como: |_H_|

y b[Er] es

$$b(Er) = -0.564 \begin{vmatrix} -Er - 0.9 \\ ----- \\ ---- \end{vmatrix}$$
(60)

qt y qc se pueden calcular con las ecuaciones 61 y 62 respectivamente

$$qt = \frac{2}{\pi} \ln 2 \left| \frac{t/h}{(W/h)^{1/2}} \right|$$
 (61)

$$qc = tanh \begin{vmatrix} 1.043 + 0.121 & -- & ----- \\ - & h & h_{a} / h_{-} \end{vmatrix}$$
(62)

Estas ecuaciones como puede verse incluyen los efectos de blindaje de la microcinta (altura de tapa) y espesor de conductor sobre la impedancia y la permitividad efectiva, pero no incluyen el efecto de dispersión estos se consideran con las ecuaciones 39, 40, 41, 42, 43 que se escriben a continuación para la permitividad en función de la frecuencia

$$Eeff(f) = Er - \frac{Er - E'r}{1 + (h/Z0)^{1.33}(0.43f^{3} - 0.009f^{2})}$$
(63)

y para la impedancia caracteristica en función de la frecuencia

donde Weff(f) es un ancho efectivo dado por

donde fp es

$$fp=c/2 Weff(Er)^{1/2}$$
(66)

У

Weff=
$$hn/Zo$$
 (E'r)^{1/2} (67)

1 10

Con estas ecuaciones puede calcularse la longitud de la microcinta que es:

$$lm = \frac{lg \theta}{-----}$$
 (68)

donde

$$lg = \frac{10}{(\text{Eeff}(f))^{1/2}}$$
(69)

57

y θ es la longitud eléctrica en grados
IV. - DISENO DEL OSCILADOR

IV.1 INTRODUCCION

Los osciladores de microondas funcionan en régimen de gran señal. Sin embargo, las tècnicas de diseño en gran señal requieren mediciones extensas y complejas de los parámetros involucrados, además de ser muy costosas [Johnson, 1979]. Se convierten en un procedimiento repetitivo, por lo cual es muy frecuente incurrir en posibles errores. En la sección II.2 se describieron métodos de diseño algunos de osciladores existentes en la literatura, basados en los paràmetros de señal pequeña. Para diseñar osciladores debe considerarse la de los dispositivos existentes y decidir cual serà selección e1adecuado para una aplicación en particular. En la sección IV.2 se describe la tècnica de diseño y el uso de los programas de computadora utilizados en este trabajo.

Las especificaciones para el diseño del oscilador serán las siguientes:

1	Frecuencia centi	ral			10.8	GHz
2	Potencia minima	de	salida		+ 7	dbm
3	Ajuste mecànico	de	frecuencia	<u>+</u>	50	MHz

4	Voltaje de aliment	tación	de	8	a	24	Vol	ts
5	Temperatura de ope	eración	de	\$	0	a	50	$^{\rm o}$ C

Estos datos permiten seleccionar un dispositivo activo de tres terminales que satisfaga las especificaciones mostradas; dispositivos tales como los GaAs MESFET, pueden producir niveles altos de potencia de salida, frecuencia de corte del orden de 100 Ghz, alta eficiencia y bajo consumo de energia. [Obregón, 1983]

IV.2- METODOLOGIA DE DISENO UTILIZADA

El tipo de oscilador que se desarrolla en este trabajo es conocido como oscilador estabilizado en frecuencia por medio de resonador dielèctrico. El resonador es colocado a la entrada del dispositivo activo y opera como una cavidad resonante en el modo de reflexión.

El método de diseño utilizado para obtener el oscilador con las características antes mencionadas se puede resumir de la siguiente forma:

1.- Selección del dispositivo activo.

2.- Búsqueda del valor del elemento de retroalimentación que mejore la potencialidad de oscilación del dispositivo a travéz de | S21 | máximo, K mínima, etc.

3.- Cálculo del elemento resonador para maximizar la

resistencia negativa en el puerto de salida y que satisfaga los productos $| \Gamma S11' | \ge 1 y | \Gamma S22' | \ge 1$.

4.- Càlculo de la impedancia que debe ver el transistor al puerto de salida, la cual debe seguir las siguientes relaciones:

$$Rc = \frac{1}{---} |Rsal|$$

5.- Determinación de la red de acoplamiento.

6.- Càlculo de las dimensiones físicas de los elementos.

Para el punto 1, se debe elegir un transistor que sea capaz de operar a la frecuencia deseada y proporcionar la potencia de oscilación especificada.

Comparado con los transistores bipolares de Silicio los transistores GaAs MESFET en configuración fuente común presentan una frecuencia de oscilación máxima con niveles altos de potencia. Sin embargo, en un circuito oscilador, el intervalo de frecuencia de operación está muy limitado y presenta altos niveles de ruido de fase [Wade, 1979]. Con el fin de minimizar los inconvenientes antes mencionados, en este oscilador la frecuencia de oscilación es fija. El dispositivo activo se seleccionará con bajo factor de ruido, y el Q, sin carga del resonador dielèctrico de valor alto.

En el punto 2 se debe establecer la potencialidad de oscilación del transistor en función de los parametros "S" de pequeña señal a la frecuencia deseada. Con el factor de estabilidad de Rollet (K < 1), los circulos de inestabilidad tanto del puerto de entrada como del de salida y la magnitud de inestables, puede tenerse una idea las areas de la potencialidad de oscilación, si no se satisfacen los criterios de inestabilidad, se puede tomar la decisión de agregar retroalimentación a la configuración de fuente común.

En el tercer punto, para lograr la condición de resistencia negativa en el puerto de salida dada como $\{ S'22 \} > 1$ debe considerarse que $\{S'22\}$ es función de Γr (coeficiente de reflexión del circuito resonante). Si se supone que la magnitud de Γr es unitaria, se busca que la fase de Γr maximice el valor de la resistencia negativa del puerto de salida. En el punto 4, para calcular la impedancia que debe ver el transistor a la salida (Zc) se utilizan las ecuaciónes (70) y (71)

$$Rc = 1/3$$
 Rsal (70)

$$Xc = -Xsal$$
 (71)

donde Rc y Xc son la parte real e imaginaria de la impedancia de carga Zc, asi como Rsal y Xsal lo son del dispositivo (Zsal).

Esto se debe, como se menciono anteriormente, a que el circuito al oscilar entra al regimen de gran señal y los

paràmetros "S" cambian al incrementarse la potencia produciendo una disminución de la magnitud de la resistencia negativa. [Maeda, 1975] sugiere calcular la parte real de la impedancia que ve el transistor en un factor de un 1/3 menor que la resistencia negativa para que cuando el sistema oscile y la magnitud de la resistencia disminuya, se satisfaga la condición de oscilación al puerto de salida $\int cS'22 \ge 1$ en régimen de gran señal, asegurando además la máxima transferencia de potencia.

La red de acoplamiento del punto 5 se calcula para acoplar la impedancia que debe ver el puerto de salida del transistor (Zc) a la impedancia de carga de $50 \, g$, utilizando las ecuaciones dadas por [Przedpelski, 1978].

Para realizar el diseño del oscilador se han desarrollado los programas de computadora SUM, GAR, ACOPL, CALMIC y DISCON. Cada uno de ellos realiza parte de los cálculos requeridos del diseño total.

El proceso de diseño inicia introduciendo al programa SUM los siguientes datos de entrada: Parametros "S" del transistor en configuración fuente común, frecuencia de operación, configuración deseada y magnitud de las inductancias máximas y minimas (si desea agregarse retroalimentación). El tipo de retroalimentación se fija como inductancia serie por las razones antes mencionadas. Los resultados que entrega este programa son: factor de estabilidad K, los radios y centros de

los circulos de estabilidad en los puertos de entrada y salida y los nuevos paràmetros "S" al agregarse retroalimentación en la configuración deseada. Como el oscilador trabajarà con retroalimentación serie estos parametros se calculan al ir pequeños incrementos aumentando en losvalores de Se busca tener en la pantalla de la retroalimentación. computadora K < 1 y máximo valor de el parametro de transmisión S21 .

Con los nuevos paràmetros "S" y el programa GAR se obtienen los siguientes resultados: La parte real e imaginaria de la impedancia de salida del transistor, S'22, S'11, el coeficiente de reflexión de la carga Γ c, los productos {S'22 Γ c}, {S'11 Γ r}. Todo esto para cada grado que aumenta el àngulo del coeficiente de reflexión del resonador Γ r. La variación del àngulo Γ r es de 0 a ±180° en el programa. De esta manera, se puede visualizar en pantalla el àngulo que entrega mayor resistencia negativa con los productos {S'22 Γ c} y {S'11 Γ r} mayor que la unidad. Este programa también entrega la impedancia que se acoplará a la carga de 50 Ω .

El programa ACOPL calcula la red que acopla la impedancia de salida del transistor con la carga de $50 \,\Omega$. Para ésto se requieren los resultados del programa GAR, los valores límites realizables fisicamente de impedancia y longitud eléctrica. Con el fin de no hacer microcintas extremadamente anchas o extremadamente delgadas, las impedancias y longitudes

eléctricas se escogen de tal manera que sean fisicamente realizables. El programa entrega el número de elementos con su respectiva impedancia y longitud eléctrica así como la relación de onda estacionaria (ROE) de cada elemento.

El programa CALMIC calcula las dimensiones (ancho y largo) de las microcintas. Para esto, se requieren los valores de impedancia y longitud elèctrica, constante dielèctrica del sustrato, altura de tapa, espesor del conductor, espesor del sustrato y frecuencia de operación. El espesor del conductor tiene el efecto de hacer más dispersiva la microcinta y por lo tanto reducir su impedancia característica [Edwars,1981]. El algoritmo del programa CALMIC está basado en las ecuaciones (47) a (69) del capitulo III.

Para compensar los extremos abiertos y el cambio de ancho de la red de acoplamiento se utilizan las ecuaciones (45) y (46) implementadas en el programa DISCON. Se consideran únicamente estas dos discontinuidades por ser las más significativas en el comportamiento de las microcintas a estas frecuencias y para este oscilador en particular.

Para calcular el exceso de longitud de la terminación abierta se introducen los siguientes datos: relación W/h, espesor del sustrato y la permitividad efectiva de la microcinta. Para calcular el exceso de longitud de la cinta conductora más ancha que compense el cambio abrupto de impedancias, se introducen como datos los anchos de cada cinta

y se obtiene el exceso de longitud de la cinta más ancha que debe eliminarse.

IV.3- DISENO DE UN OSCILADOR A LA FRECUENCIA DE 10.8 GHZ

A continuación se presentan los resultados obtenidos por cada uno de los programas mencionados anteriormente en el diseño del oscilador objeto de este trabajo. En las especificaciones del oscilador se encuentran datos para seleccionar el dispositivo activo como primer paso del diseño.

El dispositivo activo seleccionado fué un transistor GaAs MESFET NE71083, de la compañia Nippon Electric Company (NEC) cuya hoja de especificaciones se anexa en el apendice II.

La configuración que se eligió para el diseño del oscilador fue la configuración de fuente común debido a la elevada potencia que puede manejar en 10.8 GHz, mayor facilidad para agregar elementos de retroalimentación en serie y mejor montaje para su apropiada alimentación de voltaje.

El material dielèctrico seleccionado para construir el circuito oscilador es el RT/DUROID 5870 cuya constante dielèctrica Er es 2.33 y sus espesores h y t son de 0.7874 mm y 0.0356 mm respectivamente.

Los paràmetros "S" en configuración fuente común fueron interpolados de la hoja de especificaciones del fabricante a la frecuencia de 10.8 GHz y son :

S11	П	0.556	∠ - 174.90	S12	Ξ	0.076	L	3.20
S21	11	2.302	∠ 1.9	S22	н	0.596	L	-112.80

Los resultados del programa SUM son los siguientes:

Para una inductancia de retroalimentación de 2.7 nH que proporciona un valor de resistencia negativa elevada a la salida y garantiza la potencialidad de oscilación con los productos $\{S'11 \ \Gamma r\} y \{ S'22 \ \Gamma r\}$ mayores que la unidad, se tiene un nuevo conjunto de parametros "S"

S11 = 3.1715 <u>/-172.856</u>	S12 = 4.5788 <u>/30.2396</u>
S21 = 4.2727 <u>/-7.5670</u>	S22 = 3.8445 <u>/-167.2627</u>
Centro y radio del circulo de	estabilidad de entrada:
CE = 0.7055 <u>/13.7946</u>	RE = 0.4363
de salida	
Cs = 0.6809 <u>∕-19.09</u>	Rs = 0.4877
Factor de estabilidad K = 0.79	137

El programa GAR entregò los siguientes resultados: Coeficiente de reflexión [r= 1 <u>/-44.00</u> Coeficiente de reflexión de la carga [c= 0.9577<u>/15.96</u> {S11'[r] = 1.0693 {S22'[c] = 1.0684 Impedancia de Salida= -164.13 -j384.2 A

Impedancia que debe ver el transistor= 54.38 + J 384.2 A

Esta última impedancia representa una mayor dificultad en el diseño de la red de acoplamiento debido a la magnitud de Cc

por lo que se decidiò usar el coeficiente de reflexión del resonador 1 /-68 con los siguientes resultados Coeficiente de reflexión $\Gamma r = 1$ /-68,00 Coeficiente de reflexión de la carga $\Gamma c = 0.7583$ /46.381 | S'11 Γr | = 1.4802 | S'22 Γc | = 1.2056 Impedancia de salida = -120.8014 - J 103.9218 Ω Impedancia que debe ver el transistor = 40.26 + J 103.928 Ω

Las àreas de inestabilidad generada en los puertos de salida y entrada con la retroalimentación negativa de 2.7 nH se observan en la carta de Smith de la figura (23).

Tambien se muestran en la figura (23) los coeficientes de reflexión que debe ver el puerto de entrada $\Gamma r= 1/-68.00$, el cual está localizado en el área de inestabilidad y el coeficiente de reflexión de la carga $\Gamma c = 0.7583/46.38$ tambien localizado en área de inestabilidad.

La impedancia caracteristica de la red resonante es de 50 y el ángulo se calcula como la suma de

$$| Ang [r / 2 | + 180^{\circ}]$$
 (72)

Con èste àngulo puede encontrarse la longitud fisica de la red resonante, misma que serà la distancia a la que deba colocarse el resonador dielèctrico del puerto de entrada del transistor.

Para el càlculo de la impedancia de la red de retroalimentación debe considerarse, primero, si tiene el

transistor a utilizar dos terminales de fuente, y segundo, la dimensión de dicha terminal.

transistor tiene dos terminales de fuente, Si eldebe calcularse la inductancia paralelo equivalente (LE) para cada terminal, que generalmente es el doble de la inductancia de retroalimentación (Lretro). Si no es asi la inductancia equivalente es la misma Lretro. Una vez establecido el valor de la inductancia se hace uso de la siguiente ecuación para calcular la longitud eléctrica de dicho elemento a un valor de impedancia Zo adecuado.

$$\theta = \frac{2 \pi f \text{ LE}}{\text{Zo}}$$
(73)

donde

θ = longitud elèctrica
Zo = impedancia caracteristica de la linea
f = frecuencia de operación
LE = inductancia equivalente

El valor de Zo se selecciona de tal manera que el ancho de la microcinta sea aproximadamente igual al ancho de la terminal del dispositivo para evitar discontinuidades en dicha terminal. El diseño de la red de acoplamiento está dada por ACOPL como:

ler elemento 50.00 <u>/23.684</u> 2do elemento 50.00 <u>/90.00</u> 3er elemento 18.61 <u>/88.966</u>

Dado que la impedancia característica de los primeros dos

elementos son iguales, se puede reducir a

1er elemento 50.00 /113.684

2do elemento 18.61 /88.966

sumando únicamente los angulos.

En la figura (22) se muestra el diagrama del oscilador completo con sus impedancias y longitudes eléctricas respectivas.

Z1	101	Red	Resonante	50.00	/214.00
Z2	/02	Red	de Alimentación	20.00	/90.00
ZЗ	/03	Red	de Alimentación	100.00	/90.00
Z4	/04	Red	de Retroalimentación	80.00	/77.67
Z5	<u>/05</u>	Red	de Acoplamiento	50.00	/113.68
Z6	/06	Red	de Acoplamiento	18.61	/88.97
$\mathbf{Z7}$	/07	Line	a de Trasmisión	50.00	/90.00



Figura 22 Diagrama elèctrico del oscilador diseñado

A la salida del oscilador se utilizò un capacitor Cb de 20 pF marca Jhonson Dielectric con el propòsito de bloquear la corriente directa del dispositivo.

Para obtener las dimensiones fisicas de cada elemento se utilizan las impedancias y longitudes eléctricas correspondiente a cada uno de ellos y los programas CALMIC y DISCON. En la tabla (III) se dan los resultados obtenidos por dichos programas:

Tabla III. - Dimensiones de los elementos del oscilador en (mm)

IMPEDANCIA y LONG. ELECT	ANCHO	LONG.	EXCESO LONG.	LONG.FINAL
Z1 <u>/01</u>	2.5481	11.6451	0.3557	11.2894
Z2 <u>/02</u>	7.2504	4.6722		4.6722
Z3 <u>/03</u>	0.894	5.029		5.02
Z4 <u>/04</u>	1.0902	4.7700		4.7700
Z5 <u>/06</u>	2.5481	6.1863		6.1863
Z6 <u>/06</u>	9.8166	4.6235	0.2922	4.3313
Z7 <u>/07</u>	2.5481	4.9120		4.9120



Figura 23 Circulos de inestabilidad y coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith.

V. - CONSTRUCCION DEL OSCILADOR

V.1.- INTRODUCCION

La construcción del oscilador se inicia con las dimensiones entregadas por los programas de computadora, y se continua con los procedimientos que se enumeran enseguida:

1.- Elaboración del circuito de microcinta

2.- Elaboración del recinto metàlico y fuente de' alimentación

3.- Ensamble

En la sección V.2 se determinan las dimensiones del recinto metàlico, incluyendo un mecanismo de sintonización, y el diseño del circuito de alimentación del dispositivo.

La posición de los conectores de salida de RF y entrada de alimentación se fija para no perturbar los campos electromagnèticos que se propagan en el circuito oscilador.

En el diseño del recinto metàlico se prevee que el radio del resonador sea menor que la distancia (calculada por programa) a la que debe colocarse éste en la microcinta de la red resonante con el fin de evitar que el resonador se monte en la microcinta de la red de retroalimentación. En caso de que el radio sea mayor que dicha distancia, se agregan 180° a la longitud de la microcinta y en esta posición se coloca el resonador para presentar el mismo coeficiente de reflexión Γ r en la terminal de entrada del transistor. Al incrementarse esta longitud, debe cuidarse también que el borde del resonador quede cuando menos un radio de separación de la pared del recinto para no interactuar con éste.

V.2.- ELABORACION DEL CIRCUITO DE MICROONDAS

Una vez que se han calculado las dimensiones optimas del recinto se procede a la elaboración de dicho circuito en microcinta sobre el material dieléctrico RT/DUROID 5870.

El proceso fotolitográfico para la elaboración de la mascarilla se realizó con los siguientes tiempos :

1	Tiempo	de	exposición		1 segundo
2	Tiempo	de	revelado	de	2.5 a 3.0 minuto
3	Tiempo	en	parador		30 segundos
4	Tiempo	en	fijador		3 minutos

La mascarilla del circuito de microcinta del oscilador se muestra en la figura (24) y el procedimiento completo para la obtención de dicha mascarilla puede verse en [Medina Monroy

S

et al, 1985].

Las dimensiones del recinto se muestran en la figura (25). El recinto metàlico se encuentra dividido por una pared metàlica en dos partes, una donde se alojarà propiamente el circuito oscilador, y otra, donde se encuentra el circuito de alimentación. En esta figura, se muestra también la tapa superior móvil para sintonia mecànica y el vástago deslizante, los cuales se dimensionan de acuerdo a la posición final del resonador dielectrico y el recorrido vertical del vástago que serà de aproximadamente de 1 cm.



Figura 24.- Mascarilla del circuito de microcinta del oscilador.

V.3. - ENSAMBLE Y AJUSTE

El circuito de microcinta se fija al recinto metàlico con soldadura tipo epoxy H2OE conductiva para lograr una mayor adhesión cuidando de no poner en corto la terminal de salida del circuito de RF con el exceso de soldadura al presionar la



Figura 25. - Recinto metálico con tapa y sintonizador

microcinta al fondo del recinto. El capacitor utilizado para bloquear corriente directa debe soldarse con estaño. El conector de salida de RF se atornilla al recinto metálico.

El transistor fue adherido al circuito utilizando soldadura de estaño asegurándose de poner a tierra tanto las herramientas como la persona con el fin de evitar dañar permanentemente al transistor con alguna carga estàtica.

La posición del resonador (distancia d en la figura 22) a lo largo de la microcinta de la red resonante la establece el programa de computadora, mientras que su posición en la cercania de la microcinta se determina experimentalmente hasta lograr una buena resolución espectral en el analizador de espectros.

V.4. - CONSTRUCCION DEL CIRCUITO DE ALIMENTACION

El circuito utilizado para proveer de voltajes y corrientes de alimentación al dispositivo GaAs MESFET es una modificación del reportado en [Medina Monroy etal, 1985] y tiene las siguientes finalidades :

 A partir de un solo voltaje positivo de CD, generar el voltaje negativo para la terminal de compuerta y un voltaje positivo para la terminal de drenaje del dispositivo activo.

2) Mantener regulados los voltajes de drenaje y compuerta

del transistor.

- Eliminar la interferencia que pueden captar los cables que alimentan a las terminales de compuerta y drenaje.
- Mantener constante tanto la frecuencia de oscilación como la potencia de salida al variar el voltaje de alimentación.

El diagrama elèctrico del circuito de alimentación se muestra en la figura (26).

La lista de partes se enumera a continuación:

- C1 , C2 , C3 Capacitor de tantalio de 4,7 & f
- C4 Capacitor electrolitico de 10 Uf
- C5 Capacitor de tantalio de 10 uf
- IC1 Regulador de voltaje de 5 volts 78L05
- IC2 Convertidor de voltaje positivo a negativo ICL7660
- D1 , D2 Diodos IN4001
- R1 Potenciometro de 5k A
- R2 Resistencia de 4.3 kn 1/4 de Watt
- R3 Resistencia de 56 A 1/2 Watt

El funcionamiento del circuito de alimentación se describe a continuación. El diodo D1 fue agregado para proteger al oscilador de una alimentación invertida. El circuito integrado IC1 suministra 5 Volts regulados al circuito IC2 y a la



Figura 26 Diagrama eléctrico de la fuente de alimentación

resistencia R3, esta limita la corriente que se entrega a la terminal de drenaje del dispositivo y presenta 3 Volts a dicha terminal. El capacitor C4 tiene la función de filtrar las componentes de corriente alterna o RF hacia o desde la terminal de drenaje.

El circuito 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 (Vgs) y controla la corriente IDS con el divisor de voltaje formado por la resistencia R2 y el potenciometro R1

La figura (27) muestra el oscilador con la fuente de voltaje regulada y el resonador dielectrico.



Figura (27) Circuito oscilador con su fuente regulada de voltaje en el recinto metàlico

VI. - CARACTERIZACION DEL OSCILADOR

VI.1.- INTRODUCCION

En este capitulo se lleva a cabo la caracterización del oscilador que permitirà conocer el comportamiento del oscilador en operación. Se describen los mètodos y se proporcionaràn resultados de las mediciones de: frecuencia y potencia de oscilación, cambio de la frecuencia respecto al cambio de ROE de la carga, temperatura y voltaje de alimentación; así como la medición del ruido de fase y un anàlisis de los resultados obtenidos en estas mediciones.

VI.2. - METODOS DE MEDICION

Los métodos de medición son una parte importante en el proceso de caracterización de cualquier circuito, dado que nos permite conocer el comportamiento de dicho circuito bajo diversas condiciones de operación (temperatura, voltaje de alimentación, carga variable, etc.).

Un oscilador de microondas debe tener las siguientes características principalmente:

- a) Frecuencia de oscilación fija o variable
- b) Potencia de salida adecuada
- c) Estable con respecto a variaciones de voltaje, temperatura e impedancia de carga
- d) Bajo ruido de fase

Los métodos de caracterización de osciladores son los que se mencionan a continuación:

VI.2.1 MEDICION DE FRECUENCIA DE OSCILACION

Esta caracteristica se determina conectando al oscilador bajo prueba directamente a un equipo contador de frecuencia o bien a un equipo analizador de espectro. Este ultimo permite, además obtener resultados de la potencia de salida del oscilador.

VI.2.2 MEDICION DE POTENCIA DE SALIDA

Se determina conectando directamente el oscilador bajo prueba a un medidor de potencia o bien a un equipo analizador de espectro.

La medición de frecuencia y potencia del oscilador diseñado se lleva a cabo con un analizador de espectro, marca Hewlett-Packard, modelo 8565A. Las condiciones bajo las cuales se medirá el oscilador son:

La fuente de alimentación interna del oscilador está ajustada para que entregue una corriente de drenaje Ids = 31.0 mA, Vds = 3.37 Volts y Vgs = -0.18 Volts. Sin embargo, la fuente exterior opera con voltajes entre 8 y 24 Volts y consume una corriente de aproximadamente 45 mA. El voltaje que se utiliza en la caracterización es de 15 Volts y el consumo de corriente a dicho voltaje es de 38 mA. Los cambios de frecuencia se llevan a cabo con el sintonizador mecánico del oscilador.

Tabla IV Cambio de frecue	ncia contra potencia
---------------------------	----------------------

FRECUENCIA EN GHz	POTENCIA DE SALIDA (dBm)
10.2	10.2
10.3	12.0
10.4	10.0
10.5	13.0
10.6	13.0
10.7	10.5
10.8	11.0
10.9	11.0
11.0	10.0



Figura 28. Frecuencia Vs potencia de salida.

El oscilador puede generar señales en el intervalo de 10.17 a 11.2 GHz, no obstante se caracterizo de 10.20 a 11.00 GHz con los resultados que se observan en la tabla IV y figura 28.

VI.2.3 MEDICION DE ESTABILIDAD EN FRECUENCIA

Existen dos tipos de estabilidad, la estabilidad a largo y a corto plazo. La primera se refiere a pequeños cambios en la frecuencia promedio con el tiempo y se expresa como la relación Λ f/f para un periodo de tiempo de dias, meses o años (envejecimiento del dispositivo activo). La segunda se refiere



(a)



(b)

Figura 28 a).- Fotografia del espectro en frecuencia a a)10.5 y b)10.8 GHz

a los cambios en la frecuencia que se observan como fluctuaciones periodicas o continuas alrededor de la frecuencia nominal en periodos cortos de tiempo (microsegundos, segundos, minutos).

La estabilidad a corto plazo depende de la etapa de diseño y por lo tanto la más importante. Cabe mencionar que el ruido de fase de un oscilador cae dentro de este tipo de estabilidad pero se tratará por separado ya que se requiere de un tratamiento más extenso.

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

- 1) Variacion de temperatura
- 2) Variación de la impedancia de carga (Pulling)
- 3) Variacion del voltaje de alimentación (Pushing)

VI.2.3.1 ESTABILIDAD vs TEMPERATURA

Para observar como varian la frecuencia y la potencia de operación vs temperatura, el oscilador se carcterizó desde 0 a 50°C. Para cubrir el intervalo de temperatura de 0 a 25°C (temperatura ambiente) se introdujo el oscilador (protegido contra humedad) en un congelador. El oscilador se conecto al analizador HP8565A en donde se observó la variación tanto de la frecuencia como de la potencia de salida para la temperatura leida en el termómetro.

Posteriormente se introdujo el oscilador conectado al analizador en un horno de temperatura controlada para cubrir el intervalo de 25 a 50⁰C.

Siguiendo dicho procedimiento, el oscilador se caracterizo a las frecuencias de 10.2, 10.5 y 10.8 GHz. En la tabla V se presentan los resultados de la variación de frecuencia vs temperatura, los cuales se muestran graficados en la figura 29 y en la tabla VI los correspondientes a potencia de salida vs temperatura.

Tabla	۷. –	Cambio	de frecuencia
		contra	temperatura

Temperatura en C	Fre 10.2 f(MHz)	cuencia en 10.5 f(MHz)	GHz 10.8 f(MHz)
0	+5.0 MHZ	0.0	-9.00
5	+5.1	-0.03	-8.00
10	+4.6	+0.20	-6.20
15	+2.3	+0.90	-5.00
20	+0.6	-1.20	-4.80
25	+0.30	-0.40	-2.50
30	0.00	0.00	+0.00
35	-0.20	+0.30	+2.40
40	-0.90	+0.70	+4.30
45	-1.40	+1.00	+4.20
50	-1.50	+1.40	+6.00

VI.2.3.2 ESTABILIDAD vs IMPEDANCIA DE CARGA

La medición del cambio de frecuencia cuando cambia la impedancia de carga (ROE) se lleva a cabo con el analizador de espectro y un sintonizador variable según se muestra en la figura 30, el procedimiento es como sigue:

Con el sintonizador utilizado como carga del oscilador se va anotando el corrimiento de frecuencia en el analizador y la

Temperatura		Potencia en dBm	
en C	10.2 GHz	10.5 GHz	10.8 GHz
0	8.0	12.3	12.8
5	8.2	12.0	12.6
10	8.4	12.0	12.6
15	8.6	12.4	12.2
20	9.4	12.4	11.8
25	9.6	12.4	11.0
30	10.0	13.0	10.0
35	10.2	12.8	11.0
40	10.0	12.8	12.0
45	10.2	12.8	12.0
50	10.0	12.8	11,8

Tabla VI.- Cambio de Potencia contra Temperatura

posición relativa de la punta de prueba del sintonizador cuando

ésta se mueve a lo largo de el, una vez anotados los valores de frecuencia las У posiciones de interes, se desmonta el sintonizador para medir con el analizador de redes los coeficientes reflexion que de este introduce. Con los coeficientes de reflexión medidos se calcula la ROE para los respectivos corrimientos de frecuencia. Dichos valores proporcionan la sensitividad del oscilador con los cambios de la impedancia carga.



Figura 29. Variación de la Frecuencia contra Temperatura.



Figura 30. Diagrama esquematico para medición del cambio de frecuencia con la carga

- 1.- Oscilador bajo prueba.
- 2.- Sintonizador variable.
- 3. Analizador de espectro.

La desviación de la frecuencia central de 10.8 GHz fuè de \pm 1.8 MHz cuando la relación de onda estacionaria (ROE) cambió de 1 a 1.5, es decir la desviación en frecuencia con el cambio de carga fuè de \pm 0.017 % para cualquier fase del coeficiente de reflexión de la carga. En la figura (31) se muestra el montaje del equipo utilizado para la médición del cambio de frecuencia en función de la carga.

VI.2.3.3 ESTABILIDAD vs VOLTAJE DE ALIMENTACION

El equipo utilizado para medir el cambio de frecuencia y potencia de operación cuando cambia el voltaje de alimentación

del oscilador se muestra en la figura 32.

La medición consiste en ir aumentando el voltaje de la fuente externa desde 8 hasta 24 volts e ir observando en el analizador de espectro la frecuencia y potencia obtenidas del oscilador. Mas el voltaje y la corriente puede calcularse posteriormente la eficiencia del dispositivo bajo prueba.



Figura 31. Montaje para medición del cambio de frecuencia con la carga.



Figura 32. Arreglo para medición de frecuencia y potencia contra voltaje de alimentación.

1.- Fuente de voltaje externa

2.- Oscilador bajo prueba

3.- Analizador de espectro

4. - Amperimetro

Los resultados de la variación de frecuencia de operación contra el voltaje de alimentación se muestra en la tabla VII y figura 33. En estas mediciones, el cambio de la corriente de la fuente de alimentación varió solo 1 mA dentro del intervalo del voltaje de alimentación de 8 a 24 Volts. (f = Desvisción de la frecuencia central).

Voltaje	f(10.2 GHz)	f(10.5 GHz)	f(10.8 GHz)
8	0	0 Khz	0 Khz
10	0	0 Khz	40 Khz
12	0	10 Khz	100 Khz
14	0	20 Khz	140 Khz
16	0	40 Khz	200 Khz
18	0	50 Khz	240 Khz
20	0	50 Khz	280 Khz
22	0	50 Khz	280 Khz
24	0	50 Khz	280 Khz

Tabla	VII	Cambio	de	frecuencia	VS	cambio	de	voltaje
-------	-----	--------	----	------------	----	--------	----	---------

VI.2.4 MEDICION DEL 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



Figura 33. Cambio de frecuencia vs voltaje de alimentación

ancho de banda de 1 Hz (a una frecuencia Fm de la portadora) a la potencia total de la señal (Pssb) portadora (Ps) (ver figura El ruido de fase está relacionado con las (34). desviaciones de fase de tipo fluctuaciones aleatorio 0 alrededor de una frecuencia nominal de oscilación y se define de acuerdo a la figura (34) como:

$$1(f) = \frac{Pssb}{Ps}$$
(67)

y està relacionado con la densidad espectral de fluctuaciones de fase como sigue:

$$l(f) = 1/2 \text{ SaO}(f)$$
 (68)

o bién con la densidad espectral de fluctuaciones de frecuencia Saf(f) de acuerdo a:

$$l(f) = Saf(f) / 2f^2$$
 (69)

Estas relaciones son importantes ya que algunos sistemas de medición entregan valores de las densidades espectrales de fase o frecuencia.

Para la medición del ruido de fase existen los métodos siguientes [Anón, 1985]

1.- Detector de fase

2.- Descriminador de fase

3.- Método heterodino

4.- Metodo directo

Este último se usarà considerando que el ruido de fase del analizador de espectro a utilizar es más pequeño que el ruido de fase del dispositivo bajo prueba en el intervalo de frecuencia de interés.

El procedimiento para medir el ruido de fase en un oscilador utilizando el método directo es el siguiente:
- Medir el nivel de potencia de la portadora (Ps)





Figura 34. Gràfica del ruido de fase en el dominio de la frecuencia

- Medir el nivel de potencia de a una frecuencia fm de la portadora (Pssb)
- Normalizar en el ancho de banda de ruido (factor B)
- Compensar el efecto inducido por la circuiteria propia del analizador (Cn)
- Calcular el ruido de fase l(f) como sigue

$$l(f) = Pssb + Cn - Ps - Factor B$$
(70)

donde: Factor B = ancho de banda de resolución del analizador en Hz = 10 log(1.2 x RB)

RB= ancho de banda en Hz

Cn = Corrección del equipo ~ + 2.5 db

Con el analizador ajustado en 100 KHz por división, 10 KHz de resolución de ancho de banda, 20 dBm de atenuación, el ruido de fase medido según la ecuación (70) para el intervalo de frecuencia de 10.20 a 11.00 GHz es el mostrado en la tabla VIII y figura 35.

Frecuencia en GHz	Pssb @ 100 Khz en dBc	Ps en dB	Ruido de fase @ 100 KHz en dBc
10.2	- 58	10.2	-107.7
10.3	- 58	12.0	-108.5
10.4	- 57	10.0	-105.3
10.5	- 58	13.0	-109.3
10.6	- 54	13.0	-108.3
10.7	- 54	10.5	-103.8
10.8	- 54	11.0	-101.3
10.9	- 48	11.0	- 97.3
11.0	- 42	10.0	- 91.3

Tabla VIII.- Ruido de fase VS frecuencia



Figura 35. Frecuencia vs ruido de fase

VI.3.4 CALCULO DE LA EFICIENCIA DEL OSCILADOR

El calculo de la eficiencia del oscilador debe hacerse separadamente de la del conjunto oscilador-fuente interna del oscilador ya que estas son diferentes. La eficiencia del oscilador propiamente dicho se calcula con la siguiente ecuación:

$$\begin{array}{c} Pso \times 100\\ \% \text{ Eficiencia Osc} = ----- \qquad (71)\\ Peo \end{array}$$

donde Pso es la potencia de salida del oscilador a la frecuencia de operación en miliwatt (mw) y Peo es la potencia entregada por la fuente externa del oscilador em mw.

La eficiencia del conjunto oscilador-fuente interna del oscilador se evalúa con la siguiente ecuación:

$$\frac{Pso \times 100}{Vf \times If}$$
(73)

donde Vf y If son el voltaje y la corriente entregada por la fuente externa respectivamente. En la siguiente tabla VIII y figura 37 se muestra el comportamiento de cada una de ellas. (se utilizan 15 Volts en Vf)

VI.4. - PROCESO DE SINTONIZACION POST-CONSTRUCCION

Para llegar a las características anteriores fue necesario

1

hacer algunos ajustes en la red de acoplamiento del oscilador.



Tabla IX. - Eficiencia Vs frecuencia

Figura 36. Frecuencia vs Eficiencia

observó que la frecuencia que entregaba el oscilador con la Se

red establecida en el programa, resultaba mayor que la proyectada en aproximadamente un 4 % y la potencia disminuida en un 30 % aproximadamente. Moviendo un segmento metàlico sobre el primer elemento de la red de acoplamiento, pudo corregirse el desajuste en frecuencia y potencia que se observaba, llevando la frecuencia de oscilación a 10.8 GHz sin resonador dieléctrico. Al colocar el resonador en el circuito de microcinta, la frecuencia cambió a 10.17 GHz sin tapa misma que se conservó al colocar èsta en el recinto con el vàstago sintonizador totalmente fuera.

Sin embargo, se observó que desplazando el sintonizador mecánico verticalmente 7 mm sobre el resonador dieléctrico, se logrò un intervalo amplio sobre el control de frecuencia mayor de 1000 MHz a partir de los 10.17 GHz, sin espurias en la señal de salida, presentandose la primera armónica en este intervalo con una potencia de 24 dBm por debajo de la fundamental.

Algunas causas que producen la variación entre lo proyectado y lo obtenido son las siguientes:

1).- Los paràmetros "S" utilizados en el diseño son los proporcionados por el fabricante en pequeña señal. Estos cambian de transistor a transistor y aunque se hubieran usado paràmetros medidos en pequeña señal, estos mismos cambian a paràmetros en gran señal al utilizar el transistor en el circuito del oscilador. 2).- Imperfecciones en las dimensiones del circuito de microcinta.

3).- El vàstago metàlico en la cavidad del recinto del oscilador se comporta como una perturbación.

Como puede observarse en las tablas (IV a IX) las mejores características del oscilador se encuentran en el intervalo de 10.2 a 10.6 GHz y esto obedece a que el resonador dielèctrico Marca ALpha Trans-Tech serie D-8512.220.088 tiene su frecuencia nominal de uso en 10.2 \pm 5 % GHz.

VI.5. - RESUMEN DE CARACTERISTICAS ELECTRICAS DEL PROTOTIPO

Las caracteristicas elèctricas del oscilador se pueden resumir en la tabla X subrayandose la mejor.

- Frecuencia de operación GHz	10.2	10.5	10.8
- Sintonía mecànica GHZ	De 10.2 a 11.0	De 10.2 a 11.0	De 10.2 a 11.0
- Potencia de salida en dBm	10.2	13.0	11.0
- Cambio de frecuencia vs.ROE (1:1.5)	± 1.0 MHz	± 1.8 MHz	± 1.8 MHz
- Estabilidad de frecuencia vs temperatura en ppm/ ^O C de 0 a 50 ^o C	12.7	5.0	27.8
 Estabilidad de frecuencia vs voltaje de alimentación en KHz/Volt 	0.0	3.12	15.0
- Cambio de potencia vs temperatura en dBm de 0 a 50 ⁰ C	2.2	1.0	2.8
- Espurias	no	no	ОЦ
- Ruido de fase @ 100 KHz en dBc	-107.7	-109.3	-101.3
- Corriente promedio con suministro de voltaje de 8 a 24 Volts en MA	41.4	45.6	38.0

Tabla X. - Características electricas del oscilador bajo prueba

100

VII. - CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

VII.1. - CONCLUSIONES

En este trabajo se estudiò la funciòn que desempeña un oscilador local de frecuencia fija en el sistema de conversión en bloque de una estación terrena receptora de señal via satèlite y el efecto que causa la pèrdida de estabilidad del oscilador en el sistema.

El desarrollo de este trabajo se apoyo en la teoría de oscilación de Kurokawa. El método de diseño basado en los parametros "S" de señal pequeña se implemento en 5 pequeños programas de computadora que permiten realizar cálculos rápida y eficientemente con resultados cercanos a lo especificado. Se analizaron los conceptos de dispersión y discontinuidades presentes en los circuitos de microcintas a estas frecuencias. También se logrò establecer que mediante un elevado valor de S21 | (cercano a | S21 | máximo), se puede obtener 1 la inductancia de retroalimentación optima que hace máxima la resistencia negativa del dispositivo en las configuraciones de fuente y compuerta común mediante un apropiado coeficiente de reflexión del resonador.

Se efectuó el diseño de un oscilador que se construyó y caracterizó obteniendose resultados satisfactorios respecto a los requisitos preestablecidos según se observa en la tabla X.

El ruido de fase medido con el analizador de espectro HP 8565A puede considerarse aceptable en comparación con los osciladores comerciales de su tipo.

Los valores obtenidos de estabilidad en frecuencia para cambios de temperatura, carga y voltaje de alimentación resultaron aceptables. El intervalo de frecuencias de operación mediante una sintonización mecànica fuè de 10.2 a 11.2 GHz lo cual iguala o excede a los osciladores reportados en su tipo.

El nivel de potencia obtenido del circuito oscilador cumple bastante bien el requisito de proporcionar 7 dEm del establecido para diseño ya que se obtuvierón 11.0 dEm en 10.8 GHz.

Por lo tanto, puede usarse convenientemente el mètodo desarrollado en este trabajo para diseñar osciladores de 2 a 18 GHz con alta estabilidad en frecuencia de operación y potencia de salida aceptable, debido a que las ecuaciones utilizadas en este trabajo funcionan en este intervalo. (particularmente las de sintesis de microcintas)

VII.2. - RECOMENDACIONES

De este trabajo y de las experiencias obtenidas durante el

102

tiempo en que se desarrollò, se pueden hacer las siguientes recomendaciones:

1.- Hacer lo más corto posible el sintonizador mecánico de frecuencia.

2.- Si es critico el factor de cambio de frecuencia con la ROE de la carga, puede instalarse un aislador o un amplificador a la salida del oscilador para mejorar este factor.

3.- Dejar espacio suficiente entre el resonador y las paredes del recinto para evitar interacción. (minimo un radio)

4.- Es conveniente diseñar el primer elemento de la red de acoplamiento largo para una ràpida sintonización postconstrucción.

5.- Obtener la màxima precisión en la elaboración del circuito de microtira.

6.- Utilizar resonadores dielèctricos en la frecuencia de interès.

7.- Utilizar un sustrato con mayor constante dieléctrica con el propósito de disminuir las dimensiones del oscilador.

8.- Diseñar un recinto metàlico apropiado para evitar una operación multimodo y no generar frecuencias indeseables.

9.- Medir los parametros del transistor en señal pequeña.

LITERATURA CITADA.

- Anderson, J. K. y A. M. Pavio 1983. FET oscillators Still Require Modeling, But Computer Tecniques Simplify the Task. Microwave Systems News : 60-72 pp.
- Anon 1985. The "Art" of phase noise measurement Hewlett Packard pp 9.
- Anón 1984. Dielectric resonator oscillator booklet, Varian solid state microwave division. Santa Clara Cal. pp 22
- Basawapatna, G. y R. B. Stancliff. 1979 A Unified aproach to design of Wide-Band microwavw Solid-State Oscillator. IEEE Trans. on MTT-27(5): 379-385 pp.
- Gupta K.C., Garg Ramesh, Bahl I. J., 1979 Microstip Lines and Slotlines. ED. Artech House Inc.
- Ishihara Osamu, Mori Tetsurou, Nakatani 1908, Highly Stabilized GaAs FET Oscillator using a dielectric resonator feedback MTT-28 (8) pp 817-824
- Johnson, K. 1979. Large Signal GaAs MESFET oscillator design. IEE trans. On MTT-27(3): 217-227.
- Kurokawa, K. 1969. Some basic characteristics of Broadband Negative Resistance oscillators circuits Bell System Technical Journal. 48:1937-1955 pp.
- Lev, James J. 1985 Synthetize and analyze microstip lines Microwave and RF: 111-116 pp.
- Maeda, M., K. Kimura y H. Kodera. 1975. Design and performance of X-band Oscillator With GaAs Schottky-Gate field-effect Transistor. IEEE. Trans. on MTT-23(8): 661-667 pp.
- Medina Monroy, J. L. 1982 Diseño y construcción de la etapa de potencia de un amplificador para recepción de señales via satèlite. Tesis de maestria en ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. 146 pp.
- Medina Monroy J. L., Serrano A., Espinoza J. A. 1983.-Realización de osciladores con dispositivos GaAsFET y Bipolares de microondas p. 23.1.1-23.1.4 Memorias Mexicón 83.

Continuación Literatura Citada

- Medina Monroy J. L., Velazquez Ventura A., Serrano Santoyo Arturo, 1985. Prototipo Amplificador de bajo ruido industrializable para recepción de señales via satélite. Informe Técnico FA-85-01 CICESE, 101 pp.
- Morgan D. V. and Howes M.J. editores, Microwave Solid State devices and applications. John Wiley.
- Papp, J. C. y Y. Y. Koyano 1980 An 8-18 GHz YIG-Tuned FET oscillator. IEEE Trans. on MTT-28 (7):762-766 pp
- Podcameni, A. y Bermudez L.A., 1983. Large signal design of GaAs FET oscillator Using Input dielectric resonators. IEEE Trans. on MTT-31(4): 358-361 pp.
- Przedpelski A. B. 1978 Bandwith of Transmission line matching circuits. Microwave Journal: 71-76 pp.
- Sautereau, J. F. 1980. High Efficiency GaAs Schottky-Barrier gate FET. Oscillator. Electronics Letters 16(3) 490-492 pp.
- Soarez Robert, Graffeuil Jacques, Obregon Juan. Aplications of GaAs Mesfet's. Ed. Artech House Inc.
- T.C. Edwards 1981. Foundations for microstip circuit design. Ed. John Wiley.
- Vendelin G. D. 1982. Design of Amplifiers and Oscillators by the S-parameter method. Ed John Wiley and Sons, 132-135 pp.
- Wade, P. C. 1979. Say Hello to power FET oscillators Microwaves:104 - 109 pp.

APENDICE I

HOJAS DE DATOS DE

MATERIALES Y DISPOSITIVOS

UTILIZADOS



MICROWAVE TRANSISTORS SERIES

NE710

PRELIMINARY DATA SHEET Low Noise Ku-K Band GaAs MESFET

FEATURES

- VERY HIGH fmax 100 GHz
- LOW NOISE FIGURE
 - 0.6dB, $G_a = 14.0dB$ at 4.0GHz 1.0dB, $G_a = 11.0dB$ at 8.0GHz 1.6dB, $G_a = 9.5dB$ at 12.0GHz 2.1dB, $G_a = 7.5dB$ at 18.0GHz 3.5dB, $G_a = 5.5dB$ at 26.0GHz
- 0.3 MICRON RECESSED GATE
- N⁺ CONTACT LAYER (Triple Epitaxial Technology)
- PROVEN RELIABILITY AND STABILITY

DESCRIPTION AND APPLICATIONS

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

The device is available as a chip (NE71000). The surface of the device, except for the bonding pads, is passivated with SiO₂ and Si₃N₄ for scratch protection as well as surface stabilization. NE71083 is a low cost packaged device for industrial and military applications.

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

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE71000 CHIP		NE71083 2SK406 83			
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	түр	MAX	MIN	түр	MAX
f _{max}	Maximum Frequency of Oscillation at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA	GHz		100	i.		100	
MAG	Maximum Available Gain ² at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA f = 8GHz f = 12GHz f = 18GHz	dB dB dB		15 12 8.5			15 12 8.5	
NFopt	Optimum Noise Figure ³ at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 10mA NE71083-06 f = 4GHz NE71083-07 f = 4GHz NE71083-08 f = 4GHz NE71083 f = 12GHz NE71083 f = 18GHz	dB dB dB dB dB		0.6 0.6 0.6 1.6 2.1	1.8		0.6 0.6 1.6	.6 .7 .8 1.8
G _ð	Associated Gain at Optimum Noise Figure at VDS = 3V, IDS = 10mA f = 4GHz f = 8GHz f = 12GHz f = 18GHz f = 26GHz	dB dB dB dB dB	8.0	14 11 9.5 7.5 5.5		11.5 8.0	14 11 9.5	
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Compression Point at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA f = 12GHz	dBm		15.0			15.0	

PERFORMANCE SPECIFICATIONS (T_a=25°C)

SEE NOTES ON BACK PAGE.

710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

ECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

NE PART NUMBER EIAJ' REGESTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 83		
BOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	түр	MAX
DSS	Drain Current at $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = 0$	mA	20	40	120	20	40	120
/P	Pinch-off Voltage at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 0.1mA	v	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5
Im	Transconductance at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 10mA	mუ	20	50	100	20	-50	100
GS	Gate to Source Leakage Current at VGS = -5V	μΑ		1.0	10		1.0	10
th	Thermal Resistance (ch-a)	°C/W			1904			450
т	Total Power Dissipation	mW .			400 ⁴			270

NOTES ON BACK PAGE

SOLUTE MAXIMUM RATINGS(Ta=25°C)

BOLS	OLS PARAMETERS		RATINGS	
DS	Drain to Source Voltage	v	5.0	
GS Gate to Source Voltage		v	-6.0	
)S	5 Drain Current		120	
in	RF Input Power		40	
sh	Channel Temperature	°c	175	
tg	Storage Temperature	°c	-65~+175	

RELIABILITY SCREENING (HES-32325-05)

	GRADE				
TEST	C Military Aviphics	CX Military General	D Industriat		
Precap Visual Inspection	100%	100%	-		
Vacuum Bake	100%	-	-		
High Temperature Storage	100%	100%	100%		
Temperature Cycling	100%	100%	-		
Therma' Shock	100%	-	-		
Mechanical Shock (Y only)	100%	-	-		
Acceleration	100%	100%	-		
Gross Leak Test	100%	100%	100%		
Fine Leak Test	100%	100%	100%		
Area of Safe Operation (power only)	100%	100%	100%		
High Temp Reverse Bias (H TAB)	Optional	Optional	-		
Particle Impact Noise Detection (PIND)	Optional	Optiona!	-		
Electrical IDCI Tests	100%	-	-		
Power Burn-In (168 hrs)	100%	100%			
Delta Calculation	Optional	-	-		
Group A Screening	100%	100%	100%		
Group A Date	Optional	-	-		
Externa' Visua:	100%	100%	100%		

TCE CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

POWER DERATING CURVE 400 TOTAL POWER DISSIPATION, PT (mW) 300 NET1000 200

100

AMBIENT TEMPERATURE, Ta (C)

150

200

50

100



60

DC PERFORMANCE

NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

YSICAL DIMENSIONS



RFORMANCE CHARACTERISTICS (Ta=25°C)



71083 TYPICAL NOISE PARAMETERS

= 3V, I _{DS} = 10mA	al in Fright in the second	n an	
Frequency/MHz	Min NF/dB	Fopt	R _n /50Ω
2000	0.5	.66∠44°	.54
3000	0.5	.75∠51°	.55
4000	0.6	.64∠61°	.69
6000	0.8	.73 ∠80°	.43
8000	1.0	.86∠109°	.22
10000	1.3	.46/133°	.10

,

.

1

ł

NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

NETION TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



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

S-MAGN AND ANGLES:

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$ -		an ta chu an ann an		
FREQUENCY (MHz)	S11	\$21	\$12	S22
2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000 10000 11000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$
V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA -			-	
2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000 10000 11000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$

NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

NE71083 TYPICAL COMMON'SOURCE SCATTERING PARAMETERS



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

S-MAGN AND ANGLES:

$V_{DS} = 3V, 1_{DS} = 10mA -$				a and a state of the state of the state of the
FREQUENCY (MHz)	S11	S21	\$12	S22
2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000 10000 10000 10000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$
V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA -			(m)	
2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000 10000 10000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{rrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrrr$

5

NE71000 EQUIVALENT CIRCUIT



NOTES:

1. Electronic Industrial Association of Japan.

2. Gain Calculations: MAG = $\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (kt\sqrt{k^2 - 1}), k = \frac{1+|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^3}{2|S_{12}||S_{21}|}, \Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

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

4. Rth (channel to ambient) for chips mounted on a copper heatsink.

EXCLUSIVE SALES AGENT FOR NEC Corporation MICROWAVE SEMICONDUCTORS PRODUCTS - U.S. & CANADA CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3260 Jay Street • Santa Clara, CA 95050 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393 or 171197

HIGHER E DIELECTRIC RESONATORS FROM TRANS-TECH.

Introducing the D8500 and D8600 Series, a new line of temperature stable resonator materials from Trans-Tech.

Featuring a higher $\varepsilon',$ this new series offers... Smaller Size \cdot Lighter Weight \cdot Lower Frequency \cdot Less Cost.

Available configurations include pucks, cylinders, substrates and other machine shapes.

Materials can be custom designed in accordance with frequency and size.

Any desired frequency is available other than nominal values shown.

NOV CONTENTS OF STREET

en defender Reflexerenzienen einen eine

Composition Type

BARIUM TETRATITANATE D-8512

> Zr/Sn TITANATE D-8513

D-8514

D-8515

D-8516

D-8517

D8500 Series Typical Parts

D-85xx 980.392 D-85xx 875.350 D-85xx 750.300 D-85xx 625.250 D-85xx 500.200

D-85xx .375.150

D-85xx .312.124 D-85xx .250.100

D-85xx .220.088

D-85xx .187.074

D-85xx .165.066

D-85xx .125.050

D-85xx .1125.0450 D-85xx .0900.0360 D-85xx .0804.0321 D-85xx .0703.0281 D-85xx .0625.0250

D-85xx .0500.0200

8500 SERIES

Dielectric

Constant ± 1.5%

38.6

36.9

36.0

36.0

35.9

36.4

Temp. Coef. of

Res. Freq. ± 0.5 ppm/°C

+ 4 ppm/°C

+ 6 ppm/°C

+ 3 ppm/°C 0 ppm/°C

+ 9 ppm/°C

Nominal Freq. of Use ± Approx. 5% (GHz)

> 2.2 2.6 3.0

> 3.6

6.0

7.2 9.0

10.2

12.0

13.3

17.9

36

45

3 ppm/°C

General specifications include...

Frequency Range (D8500 Series)... Frequency Range (D8600 Series)... Temp. Range...

0.8GHz to 4GHz with Q factor at 3GHz > 3,000

4GHz > 10.000

2GHz-45GHz with Q factor at

– 55°C to + 100°C

Water Absorption... <0.10% as measured by ASTMC 373-56 Boiling Water Test

Order using the standard parts key as shown below. For more information, contact your Trans-Tech sales rep today.

8600 SERIES

19 N. 10128	$\sum_{i=1}^{n} \left\{ e_{ij}^{(\mu)}(x_i^{(\mu)}) \right\}$	LAN COUL				
Composition Type	1 H	Dielectric Constant ± 1.5%	Temp. Coef. of Res. Freq. ± 0.5 ppm/°C			
D-8621 D-8622 D-8623 D-8624 D-8625 D-8626		74.5 74.5 75.0 75.0 75.5 76.0	- 6 ppm/°C - 3 ppm/°C 0 ppm/°C + 3 ppm/°C + 6 ppm/°C + 9 ppm/°C			
- Silver	w wije zo	angai né	10			
D8600 Series Typical Parts	5	Nominal Freq. of Use ± Approx. 5% (GHz)				
D-86xx 1.840.736 D-86xx 1.680.672 D-86xx 1.546.618 D-86xx 0.966.387 D-86xx 0.703.281 D-86xx 0.595.238 D-86xx 0.515.206 D-86xx 0.429.172		0.84 0.92 1.0 1.6 2.2 2.6 3.0 3.6				
and the street	ri-Metri	an Netter St	£01 ⁴ ,201 (* 1			
D-8xxx Composition Type Composition Type	.98 Diamete Frequenc	30 r ± .001″ y Desired	.392 Height ± .001″			

Trans-Tech Inc. A subsidiary of Alpha Industries, Inc.

5520 Adamstown Road, Adamstown, Md. 21710 • 301-695-9400 • TWX 710-854-8418 • Telex 89-3456

The Microwave People

Li Alpha



where the set of the

at a the part of t

PRODUCT SELECTOR GUIDE

These are just part of the Rogers' family of microwave and digital circuit materials. If you would like further information on these products, our customer service representatives are available to help you at (602) 961-1382.

ATTENANT.

ROGERS

.

	Ball	CLADDING	ME.	TAL	5		and the second		ningenie wie wie Reference wie wie Reference wie wie wie	in the second
		FOILS	urface roughn (microinches Treated side	ess) Untreated side	stranslie translie	Elongation	restanta ont	Thermal	Thicknass	t oz. strangtin
		1/8 oz ED	70	15			1.95	Fair to Poor	0.2	11
An other designments	8	1/4 oz ED	70	15			1.87	Fair to Poor	0.4	11
	ш	1/2 oz ED	75	15	55	5.0	1.82	Fair	0.7	12
	٩.	1 oz ED	95	15	60	6.0	1.78	Fair	1.4	16
	e.	2 oz ED	115	15	60	6.0	1.78	Fair	2.8	18
)	0	1/2 oz Rolled	55	12	65	3.0	1.78	Good	0.7	9
	U	1 oz Rolled	55	12	68	3.5	1.74	Good	1.4	10
		2 oz Rolled	55	12	70	4.0	1.74	Good	2.8	11
	aA-PLY= ns/sq.)	Copper (1 oz ED)		15	60	6.0	1.78	Fair	1.4	
	OHMEG (25 ohn	Resistive layer	95				1000	Poor	0.02	13
		PLATES	Alloy	Surfaces Surfacess	action ac	al residue to residue	Specific Specific	Treaman Provident	Coast. of	and size in the second
1.641 (Sec. 1997)		Aluminum	6061	70	Poor	20	2.7	180	24	5
		Brass	70/30 cartridge	70	Good	45	8.5	120	20	11
S		Copper	110	70	Fair to Poor	35	8.9	390	17	2
		Copper/ Invar® / Copper	20% Cu 60% Fe/Ni 20% Cu	70	Good	60	8.4	~ 35	5	4
		NOTE: Typical values shown of	n all tables l	iniess tolera	nces are give	en.				

This product selector guide is designed to help you choose the Rogers material best suited to your application. It includes information on RT/duroid[®] microwave laminates, which are designed for demanding stripline and microstrip applications, and RO2800[™] circuit materials with matched CTE to copper.

		EC	112	ics
a second second	a market	A STATE		the states in the state of the

PROPERTY BUILDING SOLUTION SOL						,				
Dielectric constant and tolerance @ 10GHz		2.20 ± 0.02	2.33 ± 0.02	2.50 ± 0.04	2.94 ± 0.04	6.0 ± 0.15	9.8 ± 0.30	10.2 ± 0.25	10.5 ± 0.25	
Loss tangent @ 10 GHz		0.0009	0.0012	0.0025	0.0012	0.0019	0.0023	0.0023	0.0023	
Thermal coeff. of <i>E</i> r 0° to 100° C (ppm/K)		-129	115	-110	~ 0	-350	-390	-390	-390	
Volume resistivity (Mohm • cm)		2x10 ⁷	2x10 ⁷	9x10 ⁵	10 ⁶	2x10 ⁷	5x10 ⁵	5x10 ⁵	5x10 ⁵	
Surface resistivity (Mohm)		3x10 ⁸	3x10 ⁸	2x10 ⁵	10 ⁷	7x10 ⁷	5x10 ⁶	5×10 ⁶	5×10 ⁶	
Tensile	X AXIS	156	189	210	120	74	135	135	135	C
(kpsi)	Y AXIS	125	185	263	120	91	81	81	81	
Compressive modulus z axis (kpsi)		136	120	130	-	155	311	311	311	
Moisture absorption D 23/24 (%)		0.015	0.015	0.06	0.1	0.05	0.1	0.1	0.1	
Thermal conductivity (W/m/K)		0.26	0.26	0.18	0.44	0.48	0.41	0.41	0.41	
Coefficient	X AXIS	31	22	21	16	38	24	24	24	
of thermal expansion 0° to 100° C (ppm/K)	Y AXIS	48	28	23	16	42	24	24	24	
	Z AXIS	237	173	173	24	71	24	24	24	18-0 ×1

		- C
ORD	ERING INFORMATION	
	Rogers circuit laminates can be purchased by contacting your Customer Service Correspondent at (602) 961-1382.	
	To ensure you receive the right material for your application, please include order information for each of the categories listed below. For more detailed product information, refer to the charts in this product selector guide.	ŧ
GRADE:	RT/5870, RT/5880, RT/5500, RT/6010.2, RT/6010.5, RT/6006, RT/6010.2W, RO2800, RO2810	
THICKNESS AND TOLERANCE:	Thickness must be specified either "dielectric" or "overall." "Dielectric" is the thickness without copper. "Overall" is the total board thickness including the copper.	
	Refer to the price list(s) for standard thicknesses and tolerances. Custom thicknesses and tolerances are available upon request.	
CLADDING:	Thicknesses less than .030" must have cladding on both sides. Thicknesses .031" or greater can be supplied clad on one or two sides (see item #4 for copper weight).	C
	Thick aluminum, copper and brass claddings are also available in a range of thicknesses and thickness tolerances. Other thick metal backings are available upon request.	C
	OHMEGA-PLY resistive/conductive bi-metal foil is also available.	
TYPE OF COPPER:	Rolled ($\frac{1}{2}$, 1, and 2 oz) or electrodeposited ($\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, 1, and 2 oz).	
PANEL SIZE:	See price list(s) for standard panel sizes. Custom panel sizes available upon request.	
SPECIFICATION REQUIREMENTS:	Standard specifications are Rogers' materials specifications, or MIL-P-13949 for qualified pro- ducts. Certificates of Conformance are included in all shipments at no charge.	5
DOCEDO	All other specification requirements must be iden- tified at the time the order is placed. If special testing or data generation is required, additional costs may be incurred.	
nuuena		а
Rogers Corporation Microwave Materials Division 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226 602 961-1382		
RT/duroid [®] is a registered trademark of Rogers Corporation for its microwave materials; OHMEGA-PLY [®] is a registered trademark of Ohmega Technologies, Inc; Invar [®] is a regis Rogers Corp., Rogers, CT has entered into an exclusive licensing agreement with Ohmeg OHMEGA-PLY on microwave circuit board laminates, and flexible substrates.	ROHSI ¹⁷⁷ , RO2800 ¹⁷⁷ , and RO2810 ¹⁷⁷ are trademarks of Rogers Corporation lered trademark of Soc. Mil. rgq D'Imphy. ja Technologies, Inc., Culver City, CA for the use and production of	C

These materials may not be exported out of the United States or Canada without a validated export license from the U.S. Department of Commerce.

۵

Printed in U.S.A. 0792-047-10.0-WA

.

APENDICE II

Descripción de los programas de diseño.

El paquete de programas de computadora desarrollados para diseñar el oscilador se forma de la siguiente manera

Programa Función que desempeña SUM Efectua cambios de configuración, añade inductancia de retroalimentación en cualquier configuración y efectúa el análisis de estabilidad.

GAR Calcula los coeficientes de reflexión del resonador y de la carga, verifica las condiciones de oscilación.

ACOPL Efectúa el cálculo de la red que acopla la impedancia de carga con la impedancia característica de 50 ohms.

CALMIC Calcula las dimensiones de los elementos a partir de su impedancia y longitud eléctrica. DISCOM Compensa el efecto de discontinuidad por cambio de ancho y extremos abiertos.

Por la forma en que fueron desarrollados los dos primeros programas se da una guia de como usarlos, no siendo asi en los tres ultimos ya que al momento de empezar a correrlos solicitan todos los datos y entregan resultados.

PROGRAMA SUM

Genera los nuevos parámetros "S" en las configuraciones de compuerta, fuente o drenaje común para un incremento de inductancia serie, además efectúa el análisis de estabilidad entregando el centro y radio de los círculos de estabilidad de los puertos de entrada y salida asi como el factor de Rollet.

GUIA DE USO

1. - Crear el archivo CONFG e introducir en el

- a) Los parámetros S11, S12, S21, S22 de fuente comun en ese orden.
- b) Configuración deseada de acuerdo a los indices.
- c) Inductancia mínima y máxima en nH an ese orden.
- d) Frecuencia de operación.

2. - Correr SUM

3.- Leer en el archivo CAMB que genera SUM los resultados enlistados anteriormente para seleccionar el valor de la inductancia que proporciona | 921 | máximo.

) C CONFIG BC SIN RETRO) C SII SIZ SZI SZZ G.O.O.C. XLMIN, XLMAX, FO) C CC SIN RETRO S11, S12, S21, S22, 1, 0, 0, 0, XLMIN - LMAX, FO D C EC CON RETRO i , 0, 0, 0, 1,r. 1 4,0,1,0,0,) C EC CON RETRO 2 1) C GC COM RETRO ' ' ' , 1, 0, 1, 0,) C ALMIN Y XEMAA EN NH Y FO EN GHZ 1 1 &INSERT SYSCOMPREYS. F) \$INSERT SYSCOMDERED. F 3 COMPLEX S11E, S12E, S21E, S22E, Y11E, Y12E, Y21E, Y22E, U, VC, VB, > *Y11C, Y12C, Y21C, Y22C, Y11B, Y12B, Y21B, Y22A, G11C, S12C, S21C, *S118, S128, S218, S228, S22C, S11ER, S12ER, S21ER, S22ER, DRI. 3 #Z11E, Z12E, Z21E, Z22E, Z11B, Z12B, Z21B, Z22B, Z11C, Z12C, Z21C, Z22C, 3 * *Z1181, Z1281, Z2181, Z2281, Z1181, Z1281, Z281, Z281, Z1281, Z1281 #22101, 22201 ł CALL SRCH##(K#READ, CONFG(, 5, 1, 0, 0) READ(5, *)S11M, S11A, S12M, S12A, S21M, S21A, S22M, S22A, CC, 2 3 HEC, CCC, BC, XLMIN, XLMAX, FO 2 CALL SRCH44(K#CLOS, CONFG(, 5, 1, 0, 0) CALL SRCH##(K#WRIT, 'CAMB', 4, 2, 0, 0) 3 CALL RECTAN(S11M, S11A, S11E) 1 CALL RECTAN(S12M, S12A, S12E) CALL RECTAN(S21M, S21A, S21E) 3 CALL RECTAIN SEEM, SEEA, SEEE) 1 3 DO 2007 I=1,100 1 U=(1.+S11E)*(1.+S22E)-S12E*S21E V11E=((1,+622E)*(1,-S11E)+S21E*S12E)/U 7 1 ¥12E=-(2.*612E)/U Y21E=-(2.4621E)/U Y22E=((1.+611E)*(1.-522E)+S12E*S21E)/U IF (EC. EQ. 1.) GO TO 2040 IF (CC. EQ. 0.) GO TO 1001 2 V11C=Y11EY12C=-Y11E-Y12E 1 Y21C=-Y11E-Y21E Y22C=Y11E+Y12E+Y21E+Y22E 1 VC=(1.+V11C)*(1.+Y22C)-V12C*Y21C 2 S11C=((1, -Y11C)*(1, +Y22C)+Y12C*Y21C)/VC 3 S12C=-(2.4Y12C)/VC S21C=-(2. #Y21C)/VC 1 S22C=((1.+V11C)*(1.-V22C)+V12C*V21C)/V0 IF(CCC.EQ.1.) GO TO 2040 1 GO TO 2012 1 1 1001 Y11E=Y11E+Y12E+Y21E+Y22E 3 A158=-A15E-A55E Y218=-Y21E-Y22E ; 3 A558=A55E >>B=(1,+>110)*(1,+>3550)->150*>515 3 S11B=((1,-Y11B)*(1,+Y22B)+Y12B*Y21B)/VG 1 1 S128=-(2.4V128)/VB è G218=-(2.4Y218)/VB 1 2556=((1.+X116)*(1.-X556)+X156*X510)/Ac :) 2 IF (BC. EG. 1.) GO TO 2040 2031 CALL POLAR (8118, 8116M, 8118A) 1) CALL POLAR (S128, S128M, S128A) . } CALL POLAR (S21B, S21EM, S21BA) 1) 1) CALL POLAR (S22B, S22BM, S22BA) CALL RAC (S118, S128, S218, S228, AK, CEM, CEM, RE, CSM, CSA, HD) 1) GO TO 2003 1 }

1 } 2012 CALL POLAR (S11C, S11CM, S11CA) CALL POLAR (S12C, S12CM, S12CA) 21 CALL POLAR(S21C, S21CM, S21CA) 3) CALL POLAR (S22C, S22CM, S22CA) 4) CALL RAC (S110, S120, S210, S220, AK, CEM, CEA, RE, CSM, CSA, RS) 51 GO TO 2004 63 71. - WEITE(6, 2005)S11BM, S11BA, S12BM, S12BA, S21BM, S22BA, S22BA, AK, 2003WCEM, CEA, RE, CSM, CSA, RS 81 91 FORMAT(&HS116M=, F10, 4, 2%, 6HS118A=, F10, 4, 2%, / 2065 ach6126M=, F10, 4, 2X, 6H6126A=, F10, 4, 2X, / Q1 #6HS218M=, F10.4, 2X, 6HS218A=, F10.4, 2X, / 1 % *6HS22BH=, F10, 4, 2X, 6HS22BA=, F10, 4, 2X, 3HAX=, F10, 4, 2X, / 1 } * (CEM= 1, F10, 4, 2X, (CEA= 1, F10, 4, 2X, (RE= 1, F10, 4, 2X)/ 31 * (CSM= ', F10, 4, 2X, (CSA= ', F10, 4, 2X, (RS= ', F10, 4) 47 5) GO TO 2007 - WRITE(6, 2006) S11CM/ S11CA/ S12CM/ S12CA/ S21CH/ S21CA/ S22CH/ S22CA/ AK/ 2004 6, 1 7 > ACEM, CEA, RE, CSM, CSA, RS 2008 FORMAT(6HE11CM=, F10, 4, 2%, 6HE11CA=, F10, 4, 2%, / E) 91 *6HS12CM=, F10. 4, 2X, 6HS12CA=, F10. 4, 2X, / #6H621CM=, F10. 4, 2X, 6H521CA=, F10. 4, 2X, / (\mathbf{Q}) *6HS22CM=, F10, 4, 2X, 6HS22CA=, F10, 4, 2X, 3HAL=, F10, 4, 2X, / 1 } *'CEM=', F10. 4, 2X, 'CEA=', F10. 4, 2X, 'RE=', F10. 4, 2X, / 3) + 'C6M=', Fi0 4, 2X, 'C6A=', F10, 4, 2X, 'R6=', F10, 4) 211 41 GO: TO 2007 (E A = I5040 DXL=A/100. 6) 7} XL=XLMIN+DXL WRITE(6,1)XL **E** } 91 FORMAT(2X, 3HXL=, F10.4) 1 W1=XL#2, #3, 1416#F0/50. (\mathbf{Q}) 1) DRI=CMPEX(0, 0, W1)2) IF(BC.EQ.1.) GO TO 2020 (Σ) IF(CCC.EQ.1.) GO TO 2022 CALL INVER(611E, 512E, 521E, 522E, Z11E1, Z12E1, Z21E1, Z22E1) 41 5) 211E=Z11E1+DRI212E=Z12E1+DRI ć,) 71 221E=Z21E1+DRI E) 222E=Z22E1+DRI Q) CALL CONVER (Z11E, Z12E, Z21E, Z22E, S11ER, G12ER, S21ER, S22ER) GO TO 2030 01 $1 \ge 20.20$ CALL INVER(S11B, S12B, S21B, S22B, Z11B1, Z12B1, Z21B1, Z22B1) 2) Z118=(Z1181)+DRI 3) 2120=(21201)+DRI 41 2218=(22181)+DRI 5) 222B=(222B1)+DRI 6) CALL CONVER(Z11B,Z12B,Z21B,Z22B,S11B,S12B,S21B,S22B) 73 GO TO 2031 Εŀ 2025 CALL INVER(5110, S120, S210, S220, Z1101, Z1201, Z2101, Z2201) 91 Z11C=Z11C1→DRI GY 212C=Z12C1+DRI 1) 221C=Z21C1+DRI 2) 222C=Z22C1+DRI CALL CONVER(Z11C,Z12C,Z21C,Z22C,S11C,S12C,S21C,S22C) 3 } GO TO 2012 4 } 5) 2030 CALL POLAR (SIIER, SIIEM, SIIEA) CALL POLAR (S12ER, S12EM, S12EA) 61 CALL POLAR (S21ER, S21EM, S21EA) 71 81 CALL POLAR (S22ER, S22EM, S22EA) 91 CALL RAC (S11ER, S12ER, S21ER, S22ER, AK, CEM, CEA, RE, CSM, CSA, RS) WRITE(6, 2035) S11EM, S11EA, S12EM, S12EA, S21EM, S21EA, S22CM, S22EA, AK. (0)

```
*CEM, CEA, RE, CGM, CGA, RG
121)
           FURMAT(GHS11EM=, F10, 4, 2X, 6HS11EA=, F10, 4, /
122) 2035
           *6HS12EM=, F10. 4, 2X, 6HS12EA=, F10. 4, /
1 混团)
124)
           #6HS21EH=, F10. 4, 2X, 6HS21EA=, F10. 4, /
125)
           *6HS22EM=, F10. 4, 2X, 6HS22EA=, F10. 4, 2X, 3HAK=, F10. 4, 2X, /
           # 'CEM=', F10. 4, 2X, 'CEA=', F10. 4, 2X, 'RE=', F10. 4, 2X, /
126)
           *'CSM=', F10. 4, 2X, 'CSA=', F10. 4, 2X, 'RS=', F10. 4)
1271
1281 2007
           CONTINUE
129)
            CALL SRCH$$(K$CLOS, 'CAMB', 4, 2, 0, 0)
            CALL EXIT
130)
131)
            END
132)
            SUBBOUTINE RECTAN(AMAG, ANG, CFR)
133) #INSERT SYSCOMOKEYS.F
134) #INGERT SYSCOMPERRD, F
135)
            COMPLEX CFR
136)
            PI=3.1416
            ANGR=ANG#PI/180.
137)
138)
            PRE=AMAG+COS(ANGR)
1391
            PIM=AMAG45IN(ANGR)
1401
            CFR=CMPLX(PRE, PIM)
141)
            RETURN
142)
            EMD
1431
            SUBROUTINE POLAR(CFR, AMAG, ANG)
144) #INSERT SYSCOM>KEYS.F
145) $INGERT SYSCOMDERRD, F
146)
            COMPLEX CFR
            PI=3.1416
1471
14日)
            AMAG=CABS(CFR)
149)
            ANG=(ATAN2(AIMAG(CFR), REAL(CFR)))*(180 PI)
150)
            RETURN
151)
            END
1521
            SUBROUTINE CONVER(211, 212, 221, 222, 5118, 0128, 5218, 5220)
153) #INGERT SYSCOMPACYS.F
154) #INSERT SYSCOMDERRD. F
155)
            COMPLEX 211, 212, 221, 222, S118, S128, S218, 5228, R
156)
            R=(211+1.)+(222+1.)-212+221
            S118=((Z11-1,)*(Z22+1,)-Z12*Z21)/R
157)
158)
            S128=2. #212/R
1591
            S218=2. *221/R
160)
            S22B=((Z11+1.)*(Z22-1.)-Z12*Z21)/R
1011
            RETURN
1621
            END
1631
            SUBROUTINE INVER(S11E, S12E, S21E, S22E, Z11, Z12, Z21, Z22)
164) #INSERT SYSCOMPKEYS, F
145) #INSERT SYSCOMPERED, F
            COMPLEX T, 511E, 512E, 521E, 522E, 211, 212, 121, 122
166)
1671
            T = (1, -S1iE) * (1, -S22E) - S12E * S21E
            Z11=((1.+611E)+(1.-622E)+612E+621E)/T
168)
            212=2. #S12E/T
169)
            221=2. HS21E/T
1701
            722=((1.+S22E)*(1.-S11E)+S12E*S21E)/T
171)
1721
            RETURN
1731
            END
            SUBROUTINE RAC (S11, S12, S21, S22, AK, CEM, CEA, RE, CSM, CSA, RS)
174)
        1
175) #INGERT. SYSCOMPKEYS, F
176) #INSERT SYSCOMDERRD. F
1771
            COMPLEX S11, S12, S21, S22, D, C, CE, CS, A1, A3, A2
178)
            D=S11*S22-S12*S21
1791
            A=CABS(S11)
            B=CABS(S22)
186)
```

11 3	C=S12*S21
12)	E = CABS(C)
131	F = CABS(D)
14)	AK=(1.0-A**2-B**2+F**2)/(2*CABS(C))
15)	A1 = S11 + CONJG(D) - CONJG(S22)
161	A2=F**2-B**2
17 }	CS=A1/A2
18)	RS=CABS(E/A2)
191	A3=S22*CONJG(D)-CONJG(S11)
20)	A4=F##2-A*#2
1)	CE=A3/A4
121	RE=CABS(E/A4)
131	CALL POLAR (CS, CSM, CSA)
141	CALL POLAR (CE, CEM, CEA)
151	RETURN
100 million (1990)	

26) END

PROGRAMA GAR

Genera con los nuevos parámetros "S" calculados por SIJM los coeficientes de reflexión de resonador $\int r$ y la carga $\int c$, la impedancia de salida del dispositivo, la impedancia de acoplamiento y verifica las condiciones de oscilación (S'11) > 1, (S'22) > 1 y los productos (S'11 r) \geq 1 y (S'22) \geq 1.

GUIA DE USO

1.- Crear el archivo PADIS e introducir en el los nuevos parámetros "S" en el orden siguiente: S11, S12, S21, S22. 2.- Correr GAR.

3.- Leer en el archivo REGIS que genera GAR los resultados enlistados anteriormente para seleccionar la resistencia máxima negativa.

```
1) $INSERT SYSCOMPKEYS.F
2) $INSERT SYSCOMPERED. F
3)
          DIMENSION ISAL(300), X(300)
43
          COMPLEX S11, S12, S21, S22, GR, D, A1, A2, ZSAL, S22P, ZRED, GSAL, S11P, PR11,
5)
        #PR22
          CALL SRCH##(K#READ, 'PADIS', 5, 1, 0, 0)
63
71
          READ (5, *)S11M, S11A, S12M, S12A, S21M, S21A, S22M, S22A
          CALL SRCH##(K#CLOS, 'PADIS', 5, 1, 0, 0)
8)
51
          CALL RECTAN (SIIM, SIIA, SII)
          CALL RECTAN (S12M, S12A, S12)
(0)
          CALL RECTAN (S21M, S21A, S21)
1)
2)
          CALL RECTAN (S22M, S22A, S22)
3)
          CALL SRCH##(K#WRIT, 'REGIS', 5, 2, 0, 0)
          DO 10 I=1,180
4)
51
          X(I) = -I
61
          GM=1.
73
          GF=X(I)
          GM1=GM+COS(GF/57.3)
81
91
          GF1 = GM \neq SIN(GF757, 3)
01
          GR=CMPLX(GM1,GF1)
1)
          D=S11#S22-512#S21
2)
          A1=1.+S22-GR*(S11+D)
3)
          A2=1.-522-GR*(511-0)
4)
          ZSAL(I) = (A1/A2) + 50.
5}
          B1 = -REAL(7SAL(1))/3.
          E_2 = -AIMAG(2SAL(I))
61
73
          ZEED=CMFLX(B1,B2)
8)
          GSAL=(ZRED-50.)/(ZRED+50.)
91
          S11P=S11→(S12*S21*GSAL)/(1.-S22*GSAL)
          PR11=511F*GR
O)
1)
          S22P=(ZSAL(I)-50.)/(ZSAL(I)+50.)
2)
          PR22=522P*GSAL
          CALL POLAR (S22P, S22PM, S22PA)
3)
41
          CALL POLAR (GR, GRM, GRA)
5)
          CALL POLAR (ZRED, ZREDM, ZREDA)
          CALL POLAR (GSAL, GSALM, GSALA)
61
71
          CALL POLAR (S11P, S11PM, S11PA)
8)
          CALL POLAR (PR11, PR11M, PR11A)
91
          CALL POLAR (PR22, PR22M, PR22A)
01
          WRITE(6, 15) GRM, GRA, ZSAL(I), S22PM, S22PA, X(I), ZREDM, ZREDA, GSALM,
1)
         *GSALA, S11PH, S11PA, PR11M, PR11A, PR22M, PR22A
         FORMAT('GRM=', F10. 4, 4X, 'GRA=', F10. 4, 4X, /
2) 15
        #/ZSAL(I)R=', F10. 4, 4X, /ZSAL(I)I=', F10. 4, 4X, /
31
         *'522PM=',F10.4,4X,'522PA=',F10.4,4X,'X(I)=',F10.4,4X.
41
5)
        *'ZREDM=',F10.4,4X,'ZREDA=',F10.4,4X,/
61
         *'@SALM=',F10.4,4X,'@SALA=',F10.4,4X,/
71
        *'S11PM=', F10. 4, 4X, 'S11PA=', F10. 4, 4X, /
8)
        # 'FR11M=', F10. 4, 4X, 'FR11A=', F10. 4, 4X, /
         * 'PR22M=', F10. 4, 4X, 'FR22A=', F10. 4)
9)
01
          WRITE(6,16)
          1) 16
2) 10
          CONTINUE
31
          CALL SRCH##(K#CLOS, REGIS', 5, 2, 0, 0)
4)
          CALL EXIT
5)
          END
          SUBROUTINE RECTAN (AMAG, ANG, CFR)
61
7) $INSERT SYSCOMOREYS.F
8) $INSERT SYSCOMDERED. F
91
          COMPLEX CFR
01
          PI=3. 1416
```

ANGR=ANG*FI/180.
PRE=AMAG+COS(ANGR)
PIM=AMAG*SIN(ANGR)
CFR=CMPLX(PRE, PIM)
RETURN
END
SUBROUTINE FOLAR (CFR, AMAG, ANG)
#INSERT SYSCOMDKEYS, F
\$INSERT SYSCOMDERRD, F
COMPLEX CFR
PI=3.1416
AHAG=CABS(CFR)
ANG=(ATAN2(AIMAG(CFR), REAL(CFR)))*(180./PI)
RETURN
END

PROGRAMA

ACOPL

	8021		
36			
	al an La calmer	na nan - Ana a chana ana an an an an ann an an ann an ann an a	
1.7	事工自己出	(T SYSCONTREYS.F	
23	е ^{ни} ж	INTEGER#2 PREG(50), PRE	
3)		DIMENSION R(50),X(50),Z(50),TE(50),XLAM:50)	
41	. 1	L,RA(50),XA(50),RB(50),XB(50),F(3)	
Ξł		PI=3.1415927	
5}	4 X	Les to free the	
73		CALL INDUA (RANGO DE FRECUENCIAS EN GH:	· 4.5)
31		READ(1, +)F(1), F(3)	
21		$F(2) = (F(3) \rightarrow F(1))/2.0$	
31		F(z)	
11			
47	10. 10.	EA-E(7)	
21. P 19. L			
4 1		MEL HOUSELINE VALUES DEL GENERADUR	n terim að
41		REALTSTRACENT AALENT	
21		CALL INDUAL INFEDANCIA DE CARGA	14.1 ··· · ·
51			.1 ~ 1
13	40	CALL INDUAL NUMERO DE ELEMENTOS	· 11-1 2
33	V) 854 E 242	READ(1, *)N	8. m. f.
77	50	CALL INDUAL IMPEDANCIA (OHMS)MIN Y MAX	- ;)
2)		READ(1, *)ZMIN, ZMAX	
1 }		CALL TNOUA(LONGITUD (GRADOS) MIN Y MAR	$4 \odot $
2)		READ(1, 4) THIN, TMAX	
3 }	1 a .	CALL TNOUAC VEWR MAXIMO	· 40))
\$ >		READ(1, a)VX	
51	10 m	IF(N, EQ, 3) ITER=6	
53		[]F8=2()	
71		D7 = (7MAY - 7MTN) / (TTFR - 1)	
31		BT-TTMAY-THINY/CITER-1	
27	24	$\Box (= \langle T(I) \langle X \rangle - \langle T(I) \rangle \langle X \rangle - \langle X \rangle $	
77	1 <u>.</u>	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}$	
21		A (1) - A ((1)) /	
11			
23	2	DU 10 I=1, N	
3)			
43			
5)		L=I+2	
5)		PREG(I) = (LT)	
73		IF (N. EG. 1) GO TO 21	
2)		Z(I)=ZMIN	
23	97 5292	TE(I)=TMIN	
25		IF (N. EQ. 2) GO TO 1000	
11	- <u>-</u>	TE(IN)=TMIN	
21		Z(IN)=ZMAX	
21	1000	DO 2 IM=1, [7ER	
3.1		NO B IL=1, FTER	
5 5		DO 4 LUMI, LIFR	
5, 1			
2 F 5		TP = TF(T) + PT/(RO) O	
25		TAN-CINCTES /CRCCTES	
57 			
71		DATE CONTACT TO A CONTRACT CONTACT OF THE SECOND	
11		$\mathbb{M}\left(U\right) = \mathcal{L}\left(1\right) \oplus \left(\mathbb{M}\left(1\right) \oplus \mathcal{L}\left(1\right) \oplus \left(1\right) \oplus \left($	
1)		X(J) = Z(1) + (X(1) + Z(1) + TAN + (Z(1)) + E	
2)	1	L = X (I) + 2 = Z (I) + X (I) + TAN (I) + DX	
3)		IF(I, NE, K)GO TO 10	
奢节		00 TO 20	
3)	21	J=1	
5)	23	X8=+(R(J)++(R0(LN)+++2+XB(LN)+++2)-R0(LN)++-(J)++	$(\mathbb{Q} + i(f) + i) = f$
73	2	(RB(LN)-R(J))	
3 }		IF(XR.GE.C C)GO TO 32	
7 }		IF (J. EQ. 1) GO TO 1	
33		GO TO 62	
	ng ≈ 3		

I CALL TNOUAC QUIERES SUMAR UN ELEMENTO (SI O DO) 1.7 ···· ' } 27 READ(1, 11)FREZY IF (PRE, EQ, 'NO')GO TO 50 44 1=1+1 52 WEITE(1, 15)N 15 FORMAT('EL NUMERÓ DE ELEMENTOS ES : (ALE) 5) 7" } GO TO 24 31 (32) 2(J)=50RT(XR) 7) PREG(J) = 'LT'01 AX=R(J)+XB(LN)-RB(LN)+X(J) 1 1 IF (AX. NE. 0. 0)G0 TO 25 2) 下町(3)=90.0 3) GC TO 39 1 : 25 TE(J)=ATAN:(Z(J)*(R(J)-RB(LN)))/AX)*18: 0/81 5,) IF(TE(J), GT. 0, 0)GO TO 39 TE(J) = TE(J) + 180.05) 7 1 39 TR=TE(J)+F[/180.0 31 TAN=SIN(TR)/COS(TR) -1 DX=(Z(J)-X(J)#TAN)##2+(R(J)#TAN)##2 3) R(L)=Z(J)+(R(J)+Z(J)+(1, O+TAN++2)/DX) 11 X(L)=Z(J)+(X(J)+Z(J)+TAN+(Z(J)++2-R(J))+ 1-X(J)**#2-Z(J)*X(J)*TAN))/DX 23 2) IF(Z(J), LT. ZMIN)GO TO 62 4. } IF(Z(J) GT ZMAX)GO TO 62 5 } IF (TE(J). LT. TMIN)GO TO 62 IF(TE(J).GT. TMAX)GD TO 62 51 DO BI II=1.W 73 NJ=II+1 3) 7) CALL BANDW(R(II), X(II), R(NU), X(NU), Z(IT), TE(II), FI, FP, P, V() 21 1F(RV.EG.1.0)GO TO 62 12 XLAM(II) = TE(II)/360.0** } WRITE(1,27)11, PREG(11), Z(11), TE(11), XL-1(11) 3) S 161 CONTINUE CALL TNOUA ('ELEMENTOS SATISFACTORIOS (91 0 MO) 4 } - (*) 51 READ(1,11)PRE IF (PRE, EQ. (SI')GD TO 29 51 7) 62 Z(I)=Z(I)+DZ 33 5 CONTINUE 3) I(I)=ZMIN 33 - TE(I)=TE(I)+DT 1). 4 CONTINUE IF (N. EQ. 2) GO TO 1 21 3 } TE(I)=TMIN 2. } TE(IN) = TE(IN) + DT31 TR=TE(IN)#FI/180.0 TAN=SIN(TR)/COS(TR) 5) 7) ①X=(Z(IN)-X(IN)+TAN)++2+(R(IN)+TAN)++2 R(I)=Z(IN)+(R(IN)+2(IN)+(1.0+TAN++2)/D+) 31 7 1 $\mathbb{V}(\mathbf{I}) = \mathbb{Z}(\mathbf{I} \mathbf{N}) + (\mathbf{X}(\mathbf{I} \mathbf{N}) + \mathbb{Z}(\mathbf{I} \mathbf{N}) + \mathbf{X}(\mathbf{I} \mathbf{N}$ 27 1-X(IN)##2-Z(IN)#X(IU)#TAN))/DX 1 } 3 CONTINUE 2 } TE(IN)=TMIN 31 Z(IN)=Z(IN)-DZ 45 TR=TE(IN)%PI/160.0 37 TAN=SIN(TR)/COS(TR) DX=(Z(IN)-X(IN)#TAN)##2+(R(IN)#TAN)##2 5) R(I)=Z(IN)*(R(IN)*?(IN)*(1.0*TAM**?)/D(71 X(I)=Z(IN)((X(IN)))(IN)+TANA(Z(IN)+)2=F(IN)) 3) 71 1-X(IN)4#2-2(IN)4X(I()*TAN)}/DX 31 2 CONTINUE
```
11 FORMAT(4A2)
   GO TO 40
10 CONTINUE
29 DO 26 L=1, M
   X(AM(L) = TE(L)/360.0
  WRITE(1, 02)L, R(L), L, X(L)
   WRITE(1,27)L, PREG(L), Z(L), TE(L), XLAPI(L)
27 FORMAT('ELEM. #1, 12, 2X, A2, 1 Z=1, F7, 3, TE= 1, F7, 3, L("D=1, F4, 4
26 CONTINUE
   11=1+1
   WRITE(1, 82)LL, R(LL), LL, X(LL)
E2 FORMAT( (R', 12, 3X, FE, 3, 3X, (X', 12, 3X, FE, 3
   CALL EXIT
   END
   SUBROUTINE BANDW(RA, XA, RB, XE, Z, TE, FI, FA RV, VX)
   DIMENSION F(3), XM(2), VS(3)
   COMPLEX GAM, GAD, GAN
   RV=0.0
   P1=3.1415927
   XD=XB#(-1.0)
  F(1) = FI
  F(3)=FA
 -F(2)=(F(1)+F(3))/2.0
  DO 10 I=1,3
  DF = F(I) / F(2)
  RAF=RA/Z
  REP=RB/Z
   XAP=XA/Z
   XEP=XB/Z
   IF (XA. LT. 0. 0)GO TO 1
  XAP=XAP+DF
  GO TO 2
1 XAP=XAP/DF
2 IF (XB. LT. 0. 0)GO TO 3
   XEP=XBP+DF
   GO TO 4
3 XEP=XBP/DF
4 TT=TE#DF#(PI/180.0)
   TAN=SIN(TT)/COS(TT)
   RN=RAP+TAN#(XAP*RBP-XBP*RAP)-RBP
   AIN=TAN*(RAF*RBP+XAF*XBP)-XAF-(XBP+TAN)
   RD=RAP+TAM+(XAP+RDF-XBP+RAP)+RBP
   AID=TAN+(EAF+RBF+XAF+XBF)-XAF+(XBF+TAN)
   GAN=CMPLX(RN, AIN)
   GAD=CMPLX(RD, AID)
   GAM=GAN/GAD
   XMA=SQRT((REAL(GAM))##2+(AIMAG(GAM))##3
   XAN=(ATAN2(AIMAG(GAM), REAL(GAM)))*(180 0/FI)
   VSWR = (1, 0+XMA)/(1, 0-XMA)
   XM(1) = XMA
   VS(I)=VSWR
   IF (VS(I), LE, VX)GO TO 6
   RV=1.0
   GO TO 7
 6 CONTINUE
10 CONTINUE
   DO 8 I=1,3
   WRITE(1, 5)F(1), XM(1), VS(1)
 5 FORMAT( (FREC= 1, FB. 3, 1) GAMMA = 1, FE. 3, VENE = 1, FE. 2
```

8 CONTINUE 7 XB=XB*(-1.0) RETURN END PROGRAMA

CALMIC.3

C

PROGRAMA PARA EL CALCULO DE MICROCINTAS INTEGER#2 RESP, ELEM(50) DIMENSION Z(50), TE(50), W(50), ALON(50), 30(50) DIMENSION ALFAC(50), ALFAD(50), EREFF(50), VP(50) DIMENSION WEFF(50), WEFFF(50), REL(50) 16 CALL TNOUA ('QUIERES DISENAR MICROCINTAS ? 1 4. ()) READ(1, 10)RESP10 FORMAT(4A2) IF (RESP. EQ. 'NO')GO TO 99 CALL THOUS (THO, DE TRANSFORMACIONES A (CROCINTA 2 . 40) READ(1, + MT DO 74 I=1, NT CALL TNOUA ("IMPEDANCIA (OHMS) Y LONGITUE (GRADOS)? 11 S READ(1, #)Z(I), TE(I)74 ELEM(I)='LT' CALL TNOUA ('ALTURA DE LA TAPA H2(MM) a (*) READ(1, #)H2 CALL TNOUA ('FRECUENCIA DE DISENO (GHI - 7 10) READ(1, +)FREC · . 4 ()) CALL TNOUA (MATERIAL DIELECTRICO ? READ(1, 10)RESP IF (RESP. EQ. 'D1')GO TO 64 IF (RESP. EQ. 'D2')G0 TO 65 IF (RESP. EQ. (D3/)GO TO 66 IF (RESP, EQ. /A1 ')GO TO 75 CALL THOUA('INTRODUCE ER, H(MM) . (0) READ(1, *)ER, HCALL TNOUA ('INTRODUCE T(MM), TAND : · 中〇) READ(1, *)T, TAND 103 CALL THOUC CONDUCTOR DE LA MICROCINTA 6 - 31 M N CALL TNOUA ('AU, AG, CU, AL ? < (10) > READ(1, 10)RESP IF (RESP. EQ. 'AU')GD TO 100 IF (RESP. EQ. 'AG')GO TO 101 IF (RESP. EQ. 'CU')GO TO 102 IF (RESP. NE. 'AL')GO TO 103 51GMA=3.82E04 GO TO 67 100 SIGMA=4. 1E04 GO TO 67 101 SIGMA=6. 17E04 GO TO 67 102 SIGMA=5.8E04 GO TO 67 75 ER=9.9 H=0.635 T=200.32E-03 TAND=0. 00008 SIGMA=4. 1E04 GO TO 67 64 ER=2.2 H=0.7874 T=0.0344TAND=0.0009 SIGMA=5. BE04 -GO TO 67 65 ER=2.33 H=0. 7874 T=0.0344 TAND=0. 0009

SIGMA=5. BEC4 GO TO 67 66 ER=10.5 H=0. 635 T=0. 0344 TAND=0. 0006 SIGMA=5. BE04 WRITE(1, 334) 334 FORMAT(2X, 'ELEMENTO', 5X, 'TIPO', 7X, 'ZO', LOX, 'AMCHO', 6: 'LARGO', 1/, 38X, '(MM)', 7X, '(MM)') 67 DO 68 I=1, NT IF(ELEM(I), EQ. (TR(. QR. ELEM(I), EQ. (C5/)30) TO 69 GO TO 70 69 ZR(I)=0.0 U(I)=Q(Q)ALON(I)=0.0GU TO 71 70 CALL MICROS(ER, H, H2, T, FREC, Z(I), TE(I), C-I), ALON(I), 12R(1), VP(1), EREFF(1), WEFFF(1), REL(1), WEFF(1)) 71 WRITE(1,72)1,ELEM(1),ZR(1),W(1),ALON(1) 72 FORMAT(5X, 12, 8X, A2, 6X, F8, 4, 5X, F8, 4, 3X, FE, 4) 68 CONTINUE CALL TNOUA (QUIERES PARAMETROS DE DISPERSION (SI/NO: 1 443) READ(1, 10)RESP IF (RESP. EQ. 'NO')GO TO 111 WEITE(1,200) 200 FORMATC'ELEM', 3X, 'N/H', 4X, 'EREFF', 5X, 'NOFF', 5X, 'NEFF', 5X, 'NEFF', 5X, 1 (VR (, 5X, 'ALFAC', 4X, 'ALFAD') DO 111 I=1, NT IF (Z(I), NE. 0. 0)G0 TO 112 REL(I)=0.0EREFF(I) = 0.0WEFF(I)=0, 0WEFFF(I)=0.0 ALFAC(I)=0.0 ALFAD(I) = 0.0GO TO 113 112 CALL PERGER(WEFFF(I), W(I), H, ZR(I), T, ALFAC(I), ALFAD(I) SIGMA, 1EREFF(I), TAND, ER, FREC) 113 WRITE(1,73)I, REL(I), EREFF(I), WEFF(I), WEFF(I), VP(I), 1ALFAC(I), ALFAD(I) 73 FORMAT(X, 12, 2X, F6, 3, 2X, F6, 3, 2(3X, F7, 4), 3(3X, F6, 4)) 111 CONTINUE GO TO 16 99 CALL THOU(******* as TERMINA EL DISEND >* ****** CALL EXIT END SUBROUTINE MICROS(EE, H, H2, T, FREC, Z, TE, H ALON, 120F, VP, EREFF, WEFFF, REL, WEFF) FI=3.145927 DREL=0. 1 K1=0 K2=0 ALAG=30,0回107(FREG+1,0EF) R1=(Z/42.4)*(SORT(1.0+ER)) R2=EXP(R1-1.0) R3=(7.0+(4.0/ER))/11.0 R4=R2#R3 R5=(1.0+(1.0/ER))/0.81 R6=8.0 + (SORT(R4+R5))

187=EXP((2/42,4))→(508T(1,0))=1,0 REL=R6/R7 DO 1 K=1, 1000 N=REL#H IF (T. NE. 0. 0) GO TO 30 WEFF=W GO TO 31 30 A1=ALOG(((T/H)++2)+((T/(PI+44))++2)) DW=(T/PI)*(1.0+(ALDG(4.0))-(0.5*A1)) WEFF=W+DW 31 A2=(30, 666/(WEFF/H))**0, 7528 A3=(2.0#PI)-6.0 FWH=6.0+(A3*(EXP(-A2))) A4=SQRT(1, 0+(((2, 0+H)/WEFF)++2)) AS=FWH/(UEFF/H) 20AI=60.00(AL0G(A5+A4)) A6=0.706*(SORT((1.0+(H2/H)))) A7=1.369/(1 0+(H2/H)) X=1. 192+A6-A7 XX = (EXP(X) - EXP(-X)) / (EXP(X) + EXP(-X))P = 270.0 + (1.0 - XX)AG=0.012#(WEFE/H) A9=0.1774((WEFF/H)442) A10=0.027#((WEFF/H) ##2) A11=A8+A9-A10 A12=(1.0+(H2/H))*#2 Y=A11/A12 YY=0.5#(ALDG((1.0+Y)/(1.0-Y))) Q = 1.0107 - YY20A=20A1-(P*Q) A13=((HEFF/H)**2)+((1,0/52,0)**2) A14=((WEFF/H)##4)+0 432 A15=A13/A14 A16=1.0+((UEFF/(HA18.1))++3) A17=(1.0/18.7)#(AL08(A16)) A18=((NEFF/H)**2)*A15 A=1,0+((1,0/49,0)*(AL0G(A18)))+A17 B1=((ER-0, 9)/(ER+3.0))++0.053 B = -0.564401A. != A#B Q1=(1.0+((10.0+H)/WEFF))++AJ GT=(2.0*(ALOG(2.0))/PI)*((T/H)/(SGRT(UCFF/H))) X=1.043+(0.121*(H2/H))-(1.164/(H2/H)) XX = (EXP(X) - EXP(-X))/(EXP(X) + EXP(-X))GC = X XGM = GC + (OI - GT)EEFF=((ER+1.0)/2.0)+(GM#((ER-1.0)/2.0)) ZO=ZOA/SORT(EEFF) FP=ZO/(0, BAPI#H) G=((PI**2)/12.0)*((ER-1.0)/EEFF)*(SGRT(CO/60.0)) EEEFF=ER-((ER-EEFF)/(1.0+(G*((FREC/FF)))))) UEFFO=(120.0*PI*H)/(ZO*(SORT(EEFF))) WEFFF=W+((WEFFO-W)/(1.0+(FREC/FP)**2)) 20F=120.0*PI*H/(WEFFF*SORT(EREFF)) DIF=Z-ZOF EFROR=ABS(DIF) IF (ERROR. LT 0.0001) GO TO 20 LF(Z.LT.ZOF)GD TO 21 24 区1=1 (F(K2.NE.1)00 TO 22

>

DREL=DREL/10.0 KZ=022 REL=REL-DREL GO TO 1 21 K2=1 IF (K1. NE. 1)GO TO 23 DREL=DREL/10.01.1 = 023 REL=REL+DREL 1 CONTINUE 20 IF (Z. GT. ZOF) GO TO 24 $\forall P=1.0/SQRT(EREFF)$ ALON=TE#ALAO#VP/360.0 RETURN EMD SUBROUTINE FERDER (NEFF, W. H. ZO, T. ALFAC, ALFAD, 151GMA, EFEFF, TAND, ER, FREC) F1=3.1415927 UD=(4, 0+PI)+1.0E-10 ALA0=30.0E10/(FREC#1.0E9) REL=WEFF/H F=1, O-(以巴FF/(4, O+H))+++2 (1) = ALOG((2 O + H) / T) - (T / H) $Q_{2}=(H/(P_{1})) \oplus Q_{1}$ 0=1.0+(H/WEFF)+02 PS=SQRT(FIDFREC+1. DE9+UD/SIGMA) CUMP=1.0/(2.0*PI) IF (REL. GE. COMP) GO TO 10 P1 = ALOG((4, O) + PI + W)/T) + (T/W)P2=1.0+(H/以EFF)+(H/(PI+WEFF))+P1 ALFAC=((6,68*R5*P)/(2,0*PI*Z0*H))*P2 GO TO 11 10 IF (REL. GT. 2. 0)GO TO 12 ALFAC=(8, AG#RS*P*Q)/(2, 0*PI*20*H) GU TO 11 12 P3=(WEFF/H)+((WEFF/(P1+H))/(WEFF/(2.0444+0.94)) F4=(WEFF/(2.0+H))+0.94 P3=(2,0/PI)#ALOG(2,0#PI#EXP(P4)) P6=((WEFF/H)+P5)**2 ALFAC=((6,66*R6*0)/(ZO*H*P6))*P5*P3 11 ALFAD=(27.3*ER*(EREFF-1.0)*TAND)/(ALAD*CQRT(EREFF)*(E - 1.0)) ALFAC=ALFAC#ALAD/S/38T(EREFF) ALFAD=ALFAD#ALAD/SUBT(EREFF) RETURN END

PROGRAMA

DISCOM

```
MINEYS. F
```

```
THREET SYSCOMPACIES F
TUSERT SYSCOMPLERED F
     CALL THOUGH CONST. DIELEC. EFECTIVA=
                                                           1 . 31
     READ(1, a)EFF
                                                               401
     CALL THOUAS BELAGION W/H
     FEAD(1, # HREL
     CALL THUGAL ANCHO MAYOR EN MM
                                                               (0)
     学三百位(1,3)运行点
     CALL THOUSE ANCHO FENDE EN MM
                                                            1. (0)
     READ(1, # A APE
     CALL THOUGH (ESPESOR DEL DIELEC. EN MMA
                                                            1. 26. 2
     PEAD (1. 4) HD
     高1=REL+, 243
     AI=REL* 813
     AZ=EFF+ 3
     A4=EFF-, 252
     下尼尼高剧m。4120回意用有10百倍了(A40A2)。
     SFIAMA EG O / GO TO 10
     17 (AME. Ed. 0. ) 90 TO 10
     CAMAN=TERAPH(1, - AME/AMA)
     UR TTE (1, 15) TERAB, CAMAN
0
. 5
     FORMATION, INCREM TERM ADJERTA(MM) = . F I 4) /
    9/5%, "INCREM CAMBID DE ANCHO(MM)=", FIG. 4)
     CALL ENTT
```

EMD