

ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA OSCILADOR EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS UTILIZANDO UN DIODO GUNN CON RESONADOR DE LÍNEA

Suasnavas Tipán Jorge Eduardo Ing., Mario Cevallos V. Ing.
Escuela Politécnica Nacional

RESUMEN

Se presenta una introducción para generación de microondas aplicando las características de resistencia negativa del diodo Gunn y utilizando las tecnologías para construcción de circuitos resonantes: microstrip-line, cavidades reentrantes y cavidades de guía rectangular.

Se detallan las características de los diodos Gunn utilizados y el sustrato GML 100 utilizados, para el diseño del circuito de pruebas con tecnología microstrip-line, así como los detalles mecánicos para la implementación de la cavidad resonante en guía rectangular y las cavidades reentrantes tanto coaxial como radial, los diseños se realizan asumiendo una frecuencia de trabajo de 10GHz.

Se desarrolla el procedimiento a seguir para la construcción de los circuitos, se dan algunas pautas para optimizar su desempeño y se presentan los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en los osciladores construidos en el Laboratorio de Microondas de la Escuela Politécnica Nacional, finalizando con conclusiones y recomendaciones.

1. INTRODUCCIÓN

Las microondas, para propósitos prácticos, se consideran las ondas electromagnéticas cuya frecuencia (f) se encuentra entre 1GHz, y 300 GHz; del espectro radioeléctrico.

Estas frecuencias se relacionan con otros parámetros físicos; como la velocidad de la luz en el vacío (o también velocidad de propagación de ondas electromagnéticas en el espacio libre), representada con la letra c , y la longitud de onda, representada con la letra griega λ la relación entre estos parámetros se indica en la ecuación. 1

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (1)$$

En el análisis y estudio de las microondas se debe tomar muy en cuenta que las longitudes de onda que se manejan en este rango del espectro radioeléctrico son comparables y frecuentemente menores que las dimensiones de los dispositivos, activos y pasivos que estamos acostumbrados a manejar en el desarrollo de circuitos para aplicaciones de comunicaciones electrónicas.

La variación en la tensión sobre un medio de propagación finito se puede representar por:

$$v(t) = a(t) * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} z\right) \quad (2)$$

Donde $a(t)$ es la amplitud de una señal, ω la frecuencia angular y $\frac{2\pi}{\lambda} z$ la fase de referencia (espacial), z la dimensión del circuito y λ la longitud de onda asociada a la frecuencia de dicha señal.

De (2) se puede observar que: el cambio de fase de las componentes de una señal es inversamente proporcional a la longitud de onda; cuando $\frac{z}{\lambda} \ll 1$ el cambio de fase es despreciable, como ocurre a frecuencias bajas (λ grandes), donde el tamaño del circuito es pequeño comparando con λ , este es el caso más común y que normalmente se cumple en circuitos a.c. Cuando $\frac{z}{\lambda} \geq 1$ el cambio de fase es un parámetro crítico, esto se da en el rango de las microondas.

Esto exige que para trabajar en el rango de las microondas se desarrollen esquemas de aplicación derivados de las leyes de Maxwell y de la teoría de sistemas de transmisión.

2.- DIODO GUNN- DIODOS DE GaAs

El diodo Gunn es un dispositivo semiconductor de estado sólido de dos terminales, construido utilizando GaAs como una sola sección, internamente es dopado en forma diferencial, presentando mayor presencia de portadores n^+ .

Este dispositivo semiconductor se lo puede clasificar como un TED'S (*Transferred Electron Devices*), que a su vez pueden ser TEA'S (*Transferred Electron Amplifiers*) y TEO'S (*Transferred Electron Oscillators*). Una característica del Diodo GUNN es presentar zonas de resistencia incremental negativa.

Para los dispositivos que presentan este efecto; cuando se aplica un voltaje superior a un voltaje de umbral propio del dispositivo, se presenta una inversión de la fase entre el VOLTAJE y la INTENSIDAD DE CORRIENTE a través de estos diodos; lo que conlleva a una generación de potencia por el dispositivo.

Este efecto fue descubierto en 1963 por J. B. Gunn; por lo que este efecto se conoce como EFECTO GUNN.

Este efecto es aprovechado para generar fluctuaciones periódicas de corriente en el rango de las microondas que resultan en oscilaciones auto sostenidas, las mismas que se utilizan en los osciladores locales de los sistemas de comunicación por microondas.

Para lograr esto, el diodo es polarizado con una tensión continua menor, pero cercana al umbral inferior de voltaje de la zona de resistencia incremental negativa.

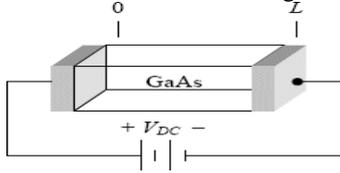


Figura 1: Esquema de polarización de un diodo Gunn. ⁽¹⁾

3.- TECNOLOGÍAS PARA CONSTRUCCIÓN DE CIRCUITOS MICROONDAS.

Para la construcción de circuitos microondas, se han desarrollado varios tipos de tecnologías como: circuitos en base a guías de onda, circuitos en guías coaxiales, circuitos de resonadores de línea; cada uno de ellos presenta características propias y convenientes dependiendo del tipo de aplicación que vayamos a realizar.

Las más utilizadas inicialmente fueron las cavidades resonantes de guías de onda debido a sus características de un alto factor de calidad Q, y menores pérdidas intrínsecas comparadas con otros circuitos resonantes.

Actualmente debido al grado de miniaturización que se puede llegar en circuitos integrados planares, el tipo de sustratos dieléctricos usados y la disponibilidad de tecnologías para desarrollar circuitos microondas monolíticos, éstos son los más frecuentes.

A continuación se presenta las estructuras de Guías de Onda y circuitos integrados planares, Figura 2.

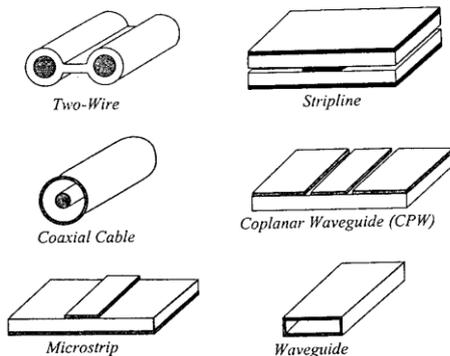


Figura 2: Guía de Onda y Circuitos Integrados Planares ⁽⁵⁾

3.1.- CIRCUITOS MICROONDAS MICROSTRIP-LINE

En los años 60, los aparecen los circuitos *microstrip-line* con una sección transversal muy reducida y con la utilización de sustratos dieléctricos de alta calidad.

De este modo se redujeron mucho las pérdidas, favoreciendo la fabricación de circuitos integrados de

microondas, consiguientemente la tecnología *microstrip-line* es una de las más ampliamente utilizadas para la construcción de circuitos de microondas.

Entre las ventajas de esta tecnología tenemos: bajo costo, tamaño reducido, fácil integración de dispositivos activos, uso de métodos fotolitográficos para la producción de los circuitos, fácil producción en masa, compatibilidad con circuitos integrados microondas monolíticos.

Los circuitos integrados microondas monolíticos (MMICS) son circuitos integrados fabricados con tecnología *microstrip-line* utilizando sustratos de Ga-As o Si, con los dispositivos activos y circuitos pasivos integrados en el chip.

Las desventajas de estos circuitos en comparación con las guías de onda rectangular y circuitos de guías coaxiales son: las altas pérdidas, inestabilidad a temperaturas elevadas y baja potencia.

A continuación se muestra la sección transversal de una *microstrip-line*, Figura 3.

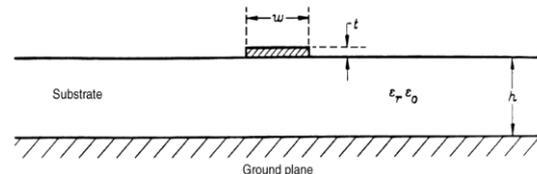


Figura 3: Sección Transversal Circuito Microstrip ⁽³⁾

Se puede observar una cinta conductora de ancho 'w', sobre un sustrato de espesor 'h' y permitividad relativa ϵ_r , sobre un plano conductor de tierra.

Se utilizan generalmente dos tipos de sustratos.

Sustratos suaves que son flexibles y baratos, tienen coeficientes de expansión térmica elevados, ejemplos de éstos son: RT Duroid 5870 ($\epsilon_r = 2.3$), RT Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$) y RT Duroid 6010.5 ($\epsilon_r = 10.5$)

Sustratos rígidos que tienen mejor desempeño y coeficientes de expansión térmica reducidos, pero son costosos, entre estos sustratos tenemos: quartz ($\epsilon_r = 3.8$), alumina ($\epsilon_r = 9.7$), sapphire ($\epsilon_r = 11.7$) y GaAs ($\epsilon_r = 12.3$)

Los parámetros más importantes en un circuito *microstrip-line* son; w , h y ϵ_r . El espesor t del conductor de ancho w y la conductividad σ son secundarios.

Podemos utilizar figuras que nos ayudan a averiguar valores de Z_0 y ϵ_{eff} si conocemos w/h , estos parámetros son necesarios para el diseño.

La figura 4 relaciona Z_0 , ϵ_r y w/h :

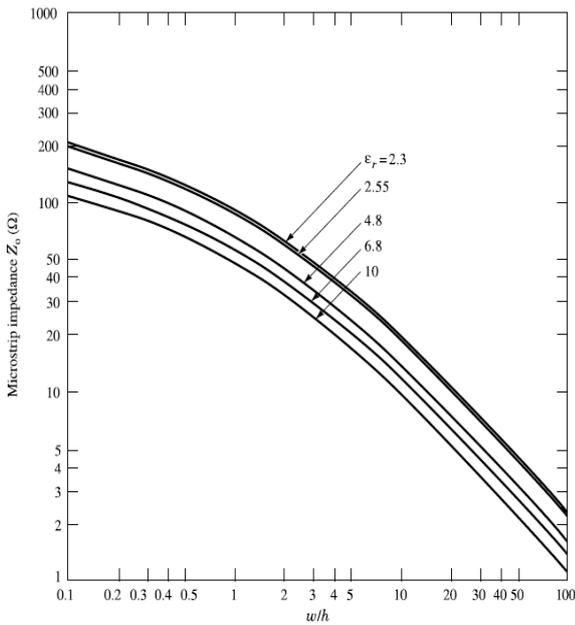


Figura 4: relación Z_0 , ϵ_r y w/h ⁽³⁾

Debido a las características de los circuitos *microstrip-line*, tenemos presentes pérdidas en los conductores, pérdidas en el dieléctrico y pérdidas de radiación.

3.2.-RESONADORES POR CAVIDADES RE-ENTRANTES

A frecuencias por debajo del rango de las microondas, la cavidad resonante puede representarse por un circuito resonante, tipo tanque.

Cuando la frecuencia de operación se aumenta a varias centenas de MHz, la inductancia y la capacitancia se pueden reducir a un mínimo para mantener la resonancia a la frecuencia de operación, lo que exige que se deba recurrir a componentes reactivos en base a circuitos distribuidos, un ejemplo son las cavidades re-entrantes normalmente usadas con una estructura coaxial como la mostrada en la Figura 5.

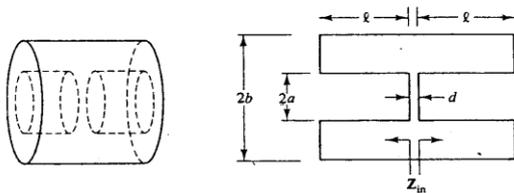


Figura 5: a) Cavidad Coaxial y b) Sección Transversal de Cavidad Coaxial ⁽²⁾

Esta sección de la figura 5b tiene el equivalente eléctrico siguiente:



Figura 6: Circuito Equivalente de Cavidad Coaxial

Es difícil calcular la frecuencia de resonancia de una cavidad coaxial. Sin embargo una aproximación se logra usando la teoría de líneas de transmisión. La impedancia característica de una línea coaxial está dada por:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{b}{a} \Omega \quad (3)$$

La inductancia de la cavidad está dada por:

$$L = \frac{2X_{in}}{\omega} = \frac{1}{\pi\omega} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{b}{a} \tan \beta l \quad (4)$$

y la capacitancia de la abertura de la cavidad es:

$$c_g = \frac{\epsilon\pi a^2}{d} \quad (5)$$

En resonancia la reactancia inductiva de los dos cortocircuitos de las líneas coaxiales en serie es igual en magnitud a la reactancia capacitiva de la abertura.

Por tanto: $\omega L = \frac{1}{\omega c_g} \quad (6)$

Así: $\tan \beta l = \frac{dv}{\omega a^2 \ln \frac{b}{a}} \quad (7)$

Donde $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ es la velocidad de fase en cualquier medio.

La solución a esta ecuación da la frecuencia de resonancia de una cavidad coaxial; que contiene la función tangente, tiene un número infinito de soluciones con grandes valores de frecuencia.

La cavidad re-entrante radial mostrada en la Figura 7 es otro resonador re-entrante normalmente utilizado.

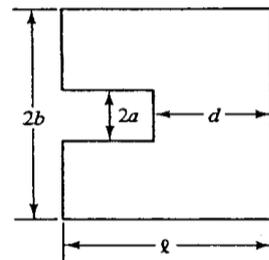


Figura 7: Cavidad Re-entrante ⁽²⁾

El equivalente circuital es:

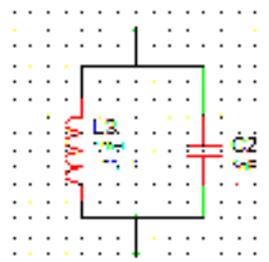


Figura 8: Circuito Equivalente de Cavidad Re-entrante

La inductancia y capacitancia² de una cavidad re-entrante radial es expresada como:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (8)$$

$$c = \epsilon_0 \left[\frac{\pi a^2}{d} - 4a \ln \frac{0.765}{\sqrt{l^2 + (b-a)^2}} \right] \quad (9)$$

La frecuencia de resonancia está dada por:

$$fr = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\mu l}{2\pi} \ln \frac{b}{a} * \epsilon_0 \left[\frac{\pi a^2}{d} - 4a \ln \frac{0.765}{\sqrt{l^2 + (b-a)^2}} \right]}} \quad (10)$$

3.3. GUÍAS DE ONDA

El reducido tamaño de la longitud de onda en microondas ofrece distintas ventajas en muchas aplicaciones.

Las frecuencias en el orden de las microondas presentan problemas especiales en la transmisión, generación, y diseño del circuito que no se encuentran a más bajas frecuencias.

Las guías de onda son medios de transmisión formados por un solo conductor hueco, por el interior del cual se propaga la energía electromagnética.

3.3.1. GUÍA RECTANGULAR

La guía de onda rectangular es una de las más ampliamente utilizadas, debido a que esta guía es adecuada para propagar señales de frecuencias elevadas con potencias de transmisión elevadas y bajas pérdidas.

La guía de ondas rectangular consiste en un tubo hueco conductor de sección rectangular y dimensiones internas a y b como se muestra en la figura 9.

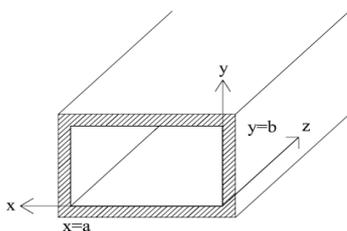


Figura 9: Estructura Guía Rectangular⁽⁴⁾

3.3.2. CARACTERÍSTICAS GUÍAS DE ONDA RECTANGULARES NORMALIZADAS:

Se puede observar en la tabla 1 las características de guías rectangulares donde la WR significa *Rectangular Waveguide* designado por la EIA (*Electronic Industry Association*).

En la tabla 1 se presentan características de dimensiones y frecuencias de trabajo y corte que son necesarias para este proyecto.

Waveguide Size	JAN WG Desig	MIL-W-85 Dash #	Material	Freq Range (GHz)	Freq Cutoff (GHz)	Power (at 1 Atm)		Insertion Loss (dB/100ft)	Dimensions (Inches)	
						CW	Peak		Outside	Wall Thickness
WR284	RG48/U RG75/U	1-039 1-042	Copper Aluminum	2.60- 3.95	2.08	45 36	7650	.742-508 1.116-764	3.000x1.500	0.08
WR229	RG340/U RG341/U	1-045 1-048	Copper Aluminum	3.30- 4.90	2.577	30 24	5480	.946-671 1.422-1.009	2.418x1.273	0.064
WR187	RG49/U RG95/U	1-051 1-054	Copper Aluminum	3.95- 5.85	3.156	18 14.5	3300	1.395-967 2.097-1.454	1.000x1.000	0.064
WR159	RG343/U RG344/U	1-057 1-060	Copper Aluminum	4.90- 7.05	3.705	15 12	2790	1.533-1.160 2.334-1.744	1.718x0.923	0.064
WR137	RG50/U RG106/U	1-063 1-066	Copper Aluminum	5.85- 8.20	4.285	10 8	1980	1.987-1.562 2.955-2.348	1.500x0.750	0.064
WR112	RG51/U RG68/U	1-069 1-072	Copper Aluminum	7.05- 10.0	5.26	6 4.8	1280	2.776-2.154 4.173-3.238	1.250x0.625	0.064
WR90	RG52/U RG67/U	1-075 1-078	Copper Aluminum	8.2- 12.4	6.56	3 2.4	760	4.238-2.995 6.506-4.502	1.000x0.500	0.05
WR75	RG346/U RG347/U	1-081 1-084	Copper Aluminum	10.0- 15.0	7.847	2.8 2.2	620	5.121-3.577 7.698-5.377	0.850x0.475	0.05
WR62	RG91/U RG349/U	1-087 1-091	Copper Aluminum	12.4- 18.0	9.49	1.8 1.4	460	6.451-4.743 9.700-7.131	0.702x0.391	0.04
WR51	RG352/U RG351/U	1-094 1-098	Copper Aluminum	15.0- 22.0	11.54	1.2 1	310	8.812-6.384 13.250-9.598	0.590x0.335	0.04
WR42	RG53/U	1-100	Copper	18.0- 26.5	14.08	0.8	170	13.80-10.13	0.500x0.250	0.04
WR34	RG354/U	1-107	Copper	2.0- 33.0	17.28	0.6	140	16.86-11.73	0.420x0.250	0.04
WR28	RG271/U	3-007	Copper	26.5- 40.0	21.1	0.5	100	23.02-15.77	0.360x0.220	0.04

Tabla 1: Características de Guías Rectangulares⁽⁶⁾

4. OSCILADORES DE RESISTENCIA INCREMENTAL NEGATIVA

La parte principal de un Oscilador de Resistencia Diferencial Negativa es un semiconductor que presenta este efecto, para este proyecto se utiliza: un Diodo Gunn el mismo que se pudo conseguir en la página www.shfmicro.com a través de su representante Alan Rutz.

En la misma página se pudo conseguir un sustrato GML 1000 ($\epsilon_r = 3$) con frecuencia de operación a 10GHz, el mismo que se utiliza para la implementación del circuito *microstrip-line*.



Figura 10: Estructura de física M11 de Diodos Gunn

4.1 CRITERIOS PARA ESCOGER LA ALTERNATIVA DE CONSTRUCCIÓN

Se han presentado las diferentes alternativas para la implementación de los modelos de osciladores con diodo GUNN, cuya estructura se probará experimentalmente; en primer lugar se aplicará la tecnología *MICROSTRIP LINE*, el diseño lo realizaremos utilizando el programa PROTEL DXP. En segundo lugar estará la tecnología *RESONADOR DE CAVIDAD RECTANGULAR*, podemos tomar como referencia directa el trabajo del Ingeniero Mario Cevallos de las IXX Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del 2007. Además estos circuitos se presentan muy favorables características de elevado factor de calidad. Seguidamente aplicaremos la tecnología de *CAVIDAD REENTRANTE COAXIAL*,

² FUJISAWA K., General Treatment of Klystron Resonant Cavities. IRE Transaction MIT-6, 344-358, Oct. 1958

consideramos que es la que más dificultades presenta dentro del aspecto constructivo mecánico, para la construcción del circuito de microonda externo se requerirá de un metalmecánico de precisión y la selección apropiada de los materiales en lugares especializados para su adquisición

En último término se probará la tecnología de CAVIDAD REENTRANTE RADIAL ocupa el cuarto lugar en la lista de factibilidad para la construcción de circuitos microondas, el inconveniente principal en este tipo de circuito es el acoplamiento de los elementos activos.

5. DISEÑO DE MODELOS

5.1. MODELO TIPO MICROSTRIP LINE

Para el diseño del oscilador se asumirán algunos valores de impedancia característica de la *microstrip* line con el objeto de conseguir dimensiones físicamente realizables y valores de Q apropiados.

Para este diseño vamos a tomar un valor $w/h > 1$, para esto ubicaremos un valor en la figura 4 que relaciona los valores de Z_0 , ϵ_r y w/h .

Los valores de la permitividad relativa dependen de cada material, en nuestro caso se utilizará el GML 1000 ($\epsilon_r = 3$).

5.1.1. RESONADOR CON MICROSTRIP LINE

Para la realización de los circuitos de prueba se seleccionaron los siguientes valores para la relación $w/h=2$; 2,3; 2,8 y 3 con los cuales se probó la impedancia característica resultante con base en mediciones de SWR y se seleccionaron las relaciones que presentaron valores entre 40 Ω y 50 Ω .

El equipo utilizado para las pruebas es propiedad del Laboratorio de Microondas de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional, el procedimiento seguido fue el siguiente:

Una vez fabricada una placa que contenga los cuatro circuitos con las dimensiones w/h señaladas, se colocaron resistencias de 47 ohmios tipo *chip* en cada circuito conectando la pista *microstrip* con el plano de tierra como se muestra en las figuras 11.



Figuras 11: Placas obtenidas (izquierda) vistas frontal comparadas con moneda de 10 centavos de dólar y (derecha) vista posterior de la placa.

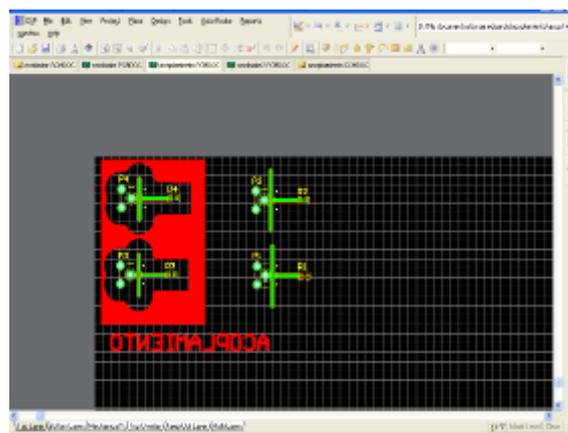


Figura 12: circuitos construidos y medidos con la ayuda del comando CTRL-M.

Se realiza una compensación con *stubs* de naturaleza capacitiva con las dimensiones $w/h=2$ y 3, como se puede observar el PCB de estas placas.

Se obtuvieron las siguientes medidas de SWR.

w/h	S
2	1,7
3	1,45

Tabla 2: SWR para $w/h=2$ y 3

Cabe señalar que para la parte de polarización d.c. se debió utilizar una línea acoplada a unos 20 Ω con una sección de línea con $w/h=3$ donde se conecta el diodo Gunn, adicionalmente es conveniente aislar el circuito del ambiente externo para evitar pérdidas adicionales por radiación, lo que se consigue protegiendo el circuito con una cámara blindada realizada con una caja de baquelita con lámina de cobre por ambos lados, como muestra en la figura 13.

Una vez construidos los modelos de prueba se arma un circuito de micro ondas para proceder a los ajustes de calibración a fin de lograr las mejores condiciones de oscilación y realizar las medidas de potencia.

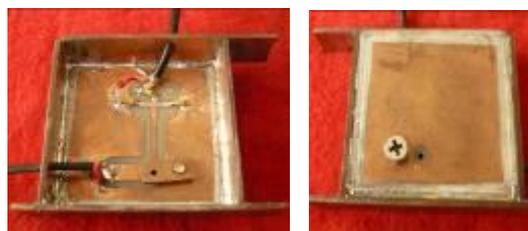


Figura 13: Caja con baquelita de doble lado.

Se realizaron las siguientes medidas con los circuitos con dos diodos Gunn P2 y P3.

Diodo	Potencia	Frecuencia
P2	120 μ W	9,412 GHz
P2	130 μ W	9,426 GHz
P3	120 μ W	9,388 GHz
P3	110 μ W	9,404 GHz

Tabla 3: Valores medidos para L

5.2 CIRCUITO DE CAVIDAD RESONANTE MEDIANTE GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Se realizan pruebas con el circuito de la figura 14:



Figura 14: Circuito guía de onda rectangular con acoplamiento coaxial de alimentación.

5.2.1. RESONADOR DE CAVIDAD RECTANGULAR

Para el resonador de Cavidad Rectangular se usará una Guía de Onda Rectangular, en la tabla la guía de onda más apropiada para el proyecto será aquella que su rango de operación sea la banda X, es decir entre 8 y 12 GHz aproximadamente.

WR112	RG51U RG68U	1-069 1-072	Copper Aluminum	7.05 - 10.0	5.26 4.8	6 4.8	1280	2.776-2.154 4.173-3.238	1.250x0.625	0.064
WR90	RG52U RG67U	1-075 1-078	Copper Aluminum	8.2 - 12.4	6.56 2.4	3 2.4	760	4.238-2.995 6.506-4.502	1.000x0.500	0.05
WR75	RG346U	1-081	Copper	10.0 -	7.847	2.8	620	5.121-3.577	0.850x0.475	0.05

Figura 13: Circuito guía de onda rectangular con acoplamiento coaxial de alimentación.

La guía de onda que se ajusta a lo requerido es la WR-90, señalada con la flecha.

5.1.3.1.1 PRUEBAS CON EL CIRCUITO:

Los valores obtenidos en este procedimiento con el diodo Gunn P2 se presentan en la tabla 4.

Voltaje v	Corriente mA	Tornillo	Frecuencia GHz	Pot. Mod. mW	Pot. Sin Mod. mW
10	140	23.88	8,326	0,57	0,67
10,2	125		8,542	1,05	2
10,2	125	20,865	8,657	1,5	3,2
10,2	125	18	8,826	1,1	2,05
10,2	125	15	9,279	0,217	0,245
10,2	125	14,5	9,349	0,28	0,345
10,2	125	14	9,419	0,11	0,16
10,2	125	12,5	-	-	-
10,2	140	14,5	9,562	0,02	0,05
10,2	125	20	8,683	1,78	3,3

Tabla 4: Valores medidos P2

Las casillas que tienen “-”, corresponden a condiciones donde se pierden totalmente las oscilaciones.

Se puede observar que la banda de frecuencia de trabajo con mayor eficiencia de potencia está entre 8,657 GHz y 8,683 GHz.

Para el diodo P3 los resultados son los siguientes.

Voltaje v	Corriente mA	Tornillo	Frecuencia GHz	Pot. Mod. mW	Pot. Sin Mod. mW
10,1	125	25	8,140	0,6	0,95
10,1	125	20	8,566	0,5	1,1
10,1	125	19	8,678	1,9	4,2
10,1	125	13,5	9,674	1	2
10,1	125	13	9,789	0,7	1,38
10,1	125	12,5	9,914	3,5	6,9
10,1	125	12	10,029	0,6	1,19
10,1	125	8,5	10,884	0,55	0,8
10,1	125	8	10,945	0,8	1,4
10,1	125	7,5	10,998	0,57	0,96

Tabla 5: Valores medidos con diodo P3

En los resultados obtenidos se puede observar que se presentan valores de potencia más altos en 8,678 GHz (casi similares que en el otro diodo GUNN), y en 9,914 GHz.

6. CIRCUITO DE CAVIDAD RE-ENTRANTE:

Existen dos tipos de circuitos de Cavidades Re-entrantes, la cavidad re-entrante coaxial y la cavidad re-entrante radial.

6.1. CIRCUITO DE CAVIDAD RE-ENTRANTE COAXIAL:

Este circuito consta de dos estructuras que equivalen a 2 inductancias que están formadas de una estructura metálica sólida y que juntas una a la otra separadas por una distancia ‘d’ generan una capacitancia que la convierten en un circuito tanque.

Aplicando los coeficientes de esta ecuación a un caso de particular donde el medio es el aire:

$$f = 10\text{GHz}$$

$$c = v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 * 10^8 \text{ m/s}$$

De los datos obtenidos, escogemos valores aceptables en base a impedancias que se eligieron entre 40 y 75 ohm, con estos datos obtenemos a, b y l en centímetros.

En cm.	Z ₀ = 40	Z ₀ = 50	Z ₀ = 60	Z ₀ = 70	Z ₀ = 75
a	0,6	0,5	0,5	0,4	0,4
b	1,168	1,15	1,359	1,284	1,396
d	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25
l	2,2	2,05	2,12	2,71	2,56
L nH	0,633	0,911	0,911	1,424	1,424
c _a pF	0,4	0,277	0,277	0,177	0,177

Tabla 6: Dimensiones Cavidad coaxial

Las dimensiones finales del circuito serán las mostradas en la tabla 7.

d en cm	a en cm	l en cm	b en cm
0,25	0,5	2,05	1,15

Tabla 7: Dimensiones Cavidad Coaxial

6.1.1. CONSTRUCCIÓN DE ALTERNATIVA 1

Este circuito se observa en la figura 15; el material de construcción del circuito es BRONCE FOSFOROSO.



Figura 15: Circuito 1 construido.

La construcción del circuito la realizó un metalmecánico de precisión.

Se obtuvieron los valores indicados en la tabla 8 utilizando los diodos Gunn P2 y P3.

Diodo Gunn	Potencia
P2	12 μ W
P3	70 μ W

Tabla 8: Medidas obtenidas sin tornillos

Con el objetivo de mejorar la característica de operación referente a la potencia se construyó dos aberturas para conectar 2 tornillos y se obtuvo los siguientes resultados.

Diodo Gunn	Potencia	Frecuencia
P3	100 μ W	10,395 GHz

Tabla 9: Medidas obtenidas con tornillos

6.1.2. CONSTRUCCIÓN DE ALTERNATIVA 2

Este circuito se observa en la figura 16 y los valores obtenidos en la tabla 10



Figura 16: Circuito 2 construido.

Diodo Gunn	Voltaje	Corriente	Medida 1	Medida 2
P1	10,1 V	125 mA	24 μ W	36 μ W

Tabla 10: Medidas obtenidas

Se realizaron las mismas modificaciones, añadiendo dos tornillos. Los diodos utilizados fueron P2 y P3 los valores obtenidos se presentan en la tabla 11.

Diodos Gunn	Potencia	Frecuencia
P2	320 μ W	11,143 GHz
P3	320 μ W	11,138 GHz

Tabla 11: Medidas obtenidas con tornillos

6.2. CAVIDAD RE-ENTRANTE RADIAL

Esta Cavidad es la mitad de la Cavidad Coaxial, para este caso se tiene solo una estructura de línea en corto circuito equivalente a un inductor y la distancia 'd' para este circuito será entre la estructura formada por la pared de la cavidad y la estructura ya nombrada.

Para este circuito se utiliza una hoja de cálculo de EXCEL para hallar los valores que se tienen. Asumiendo $Z_0=50 \Omega$, los valores están en metros.

a	b	ln b/a	d	b-a	asumo l (d*3)	FREC
0,015	0,03045	0,70803	0,0027	0,0155	0,009	7848716162
0,015	0,03045	0,708039	0,00285	0,0155	0,0095	9510301312
0,015	0,03045	0,70803	0,003	0,0155	0,01	12983624598
0,015	0,03045	0,70803	0,00315	0,0155	0,0105	34086477946

Tabla 12: Dimensiones cavidad radial

La longitud de "l" debe ser mayor que "d" y de la misma forma la longitud de "b" debe ser mayor que "a".

Para fines experimentales en lugar de construir el circuito con las dimensiones descritas en la tabla 12, se utiliza el circuito modelo 2 de la cavidad reentrante coaxial, la variación que se realizó fue roscar la cara inferior de la cavidad.

Se utilizaron los diodos Gunn P2 y P3 el voltaje de alimentación fue de 10,1V y la corriente 125mA. Los resultados se presentan en la tabla 13.

Diodos Gunn	Potencia	Frecuencia
P2	85 μ W	10,441 GHz
P3	70 μ W	10,219 GHz

Tabla 13. Resultados con la cavidad reentrante radial

7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Como conclusión general de este trabajo tenemos:

Se pudo conseguir que los circuitos implementados trabajen como Osciladores en el rango de las Microondas, en un rango de frecuencia que corresponde a la banda X, esta frecuencia fue escogida debido a los materiales que se utilizaron y también por los equipos de laboratorio de Microondas con que cuenta la Escuela Politécnica Nacional.

Los resultados obtenidos en lo referente a la potencia generada por los circuitos son comparables a la figura 17, es decir la respuesta de potencia con mejores características fue la del circuito de Cavidad Resonante con Guía de onda Rectangular, el nivel de atenuación es menor al de los otros circuitos.

El diodo Gunn al tener una estructura cristalina como parte central es sensible al ajuste, presión y ubicación en cada uno de los circuitos empleados.

