

Lej. 134



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UN OSCILADOR DE
HIPERFRECUCIAS**

TESIS
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

PRESENTAN

ROBERTO SAINT MARTIN CASTAÑON
LUIS ROBERTO VEGA GONZALEZ



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

PÁG.

INTRODUCCION 1

CAPITULO I

DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DEL ESTADO SOLIDO	7
I.1. TRANSISTORES PARA MICROONDAS	8
I.2. DIODO VARACTOR	11
I.3. DIODO TUNNEL	13
I.4. DIODO GUNN	15
I.5. DIODO IMPATT	18
I.6. DIODO TRAPATT	20
I.7. SELECCION DEL DISPOSITIVO	21

CAPITULO II

DIODO GUNN	23
II.1. EFECTO GUNN	23
II.2. FORMACION DE DOMINIOS	27
II.3. OSCILADORES DE CAVIDAD CONTROLADA	29
II.4. CIRCUITO EQUIVALENTE	33
II.5. MONTAJE	35

CAPITULO III

GUIAS DE ONDA Y CAVIDADES RESONANTES	37
III.1. GUIAS DE ONDA RECTANGULARES	37
III.2. OBSTACULOS EN UNA GUIA DE ONDA	42
III.3. CAVIDADES RESONANTES	46

CAPITULO IV

DISERO	58
IV.1. DIODO GUNN	58

	PAG.
IV.2. CAVIDAD RESONANTE	61
IV.3. PUNTO FIJO	63
IV.4. MONTAJE	65
IV.5. SINTONIZACION	71
CAPITULO V	
CONSTRUCCION Y MEDICIONES	75
V.1. SUGERENCIAS DE CONSTRUCCION	75
V.2. POLARIZACION	78
V.3. MEDICIONES	79
CONCLUSION	84
APENDICE A	
CARACTERISTICAS DEL DICDC GUNN	86
APENDICE B	
MODULADOR	91
APENDICE C	
PROGRAMA Y RESULTADOS	94
BIBLIOGRAFIA	98

INTRODUCCION.

Actualmente uno de los campos más importantes de las comunicaciones es el campo de las microondas.

Las microondas son ondas de radiofrecuencia que se definen dentro del espectro electromagnético (1), sobre la banda de 1 a 300 Ghz; como se muestra en la fig.1.

Las fuentes de radiación de las ondas de radiofrecuencia - pueden ser osciladores electrónicos, partículas que se mueven - dentro de campos magnéticos, el sol, etc.

Observando la fig.1, nos daremos cuenta de que las ondas - de radio frecuencia se dividen en una serie de bandas tales como VLF, LF, MF, hasta EHF, correspondiendo precisamente a el -- rango de microondas parte de UHF, SHF y EHF.

Los usos típicos o servicios fundamentales dentro de estas bandas de frecuencias son:

UHF (Ultra High Frequency) de 300 a 3000 Mhz; canales de televisión del 14 al 82 (470 a 890 Mhz), satélites, investigación espacial, radioaficionados, servicios públicos, comunicaciones móviles, radionavegación, aviación, etc.

SHF (Super High Frequency) de 3 a 30 Ghz; satélites de comunicaciones, satélites meteorológicos, radionavegación para satélites, enlaces por microondas, radar, radio-navegación, radioastronomía, investigación espacial, etc.

EHF (Extra High Frequency) de 30 a 300 Ghz; investigación espacial, radiolocalización, experimentación, etc.

(1) Formotivos de carácter histórico ó tradicional se han dado nombres a las distintas regiones del espectro electromagnético; así se habla de rayos ultravioleta, rayos X, ondas de radiofrecuencia, etc. Los nombres de estas regiones son arbitrarios, y su aceptación no es unánime. Nosotros nos basamos en las normas UIT.

2)

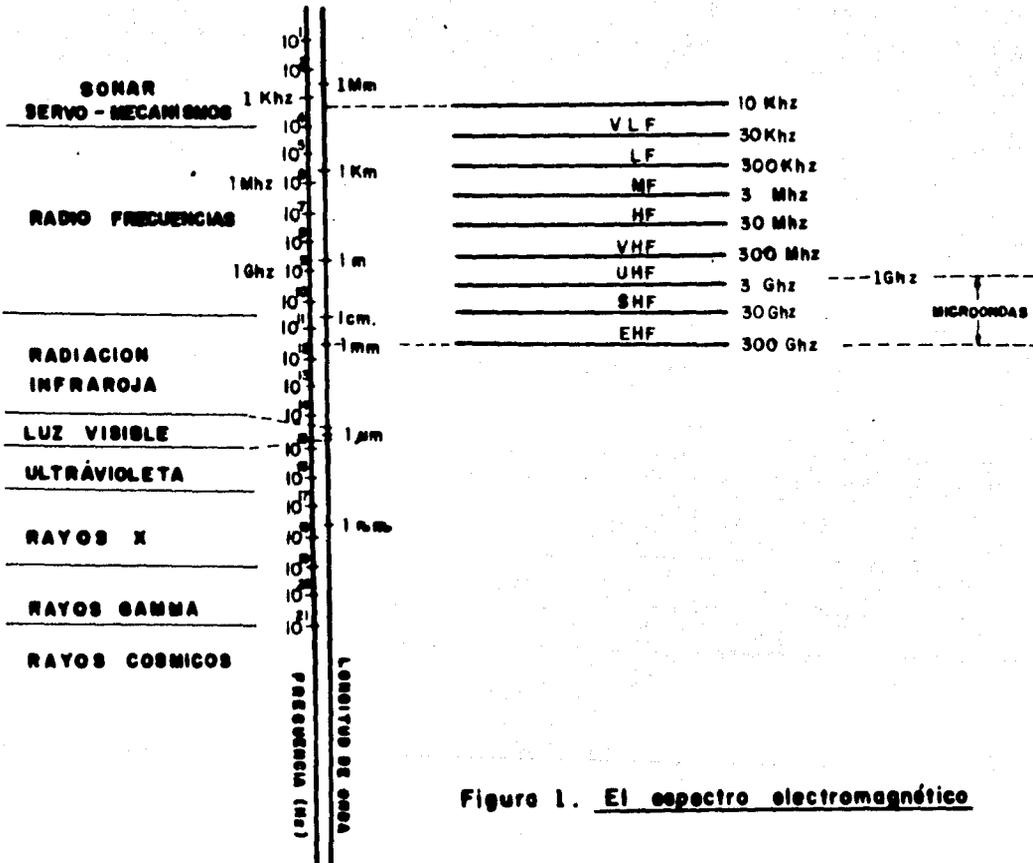


Figura 1. El espectro electromagnético

Los enlaces de microondas se encuentran dentro de la banda de 3 a 30 GHz (SHF), y se les conoce como enlaces "punto a punto". Un diagrama de bloques simplificado de un enlace de este tipo se muestra en la fig.2.

Los enlaces pueden realizarse teóricamente en una distancia infinita sobre la superficie de la tierra, manteniendo siempre sus condiciones adecuadas de frecuencias, niveles y ruidos. El enlace se logra mediante estaciones terminales y repetidoras, ya que sus condiciones de propagación se encuentran limitadas a línea de vista, o sea a distancias aproximadas de 45 a 75 Km. entre repetidoras.

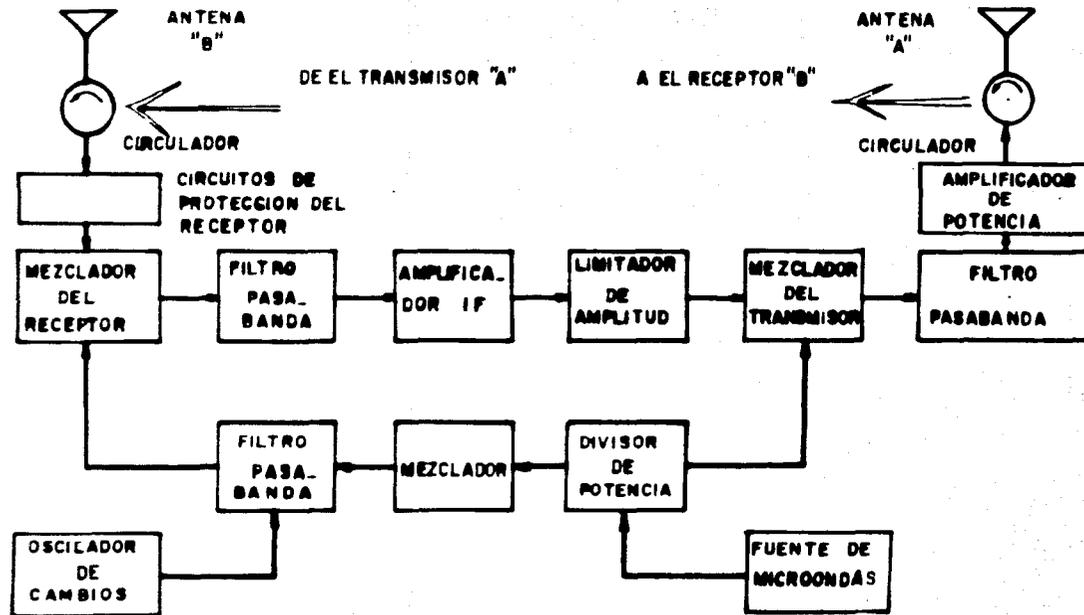


Figura 2. Diagrama de bloques de un enlace de microondas, transmitiéndose en el punto A y recibiendo en el punto B.

En la actualidad los sistemas comerciales de microondas - de gran capacidad se encuentran concentrados en las bandas de 4 a 8 Ghz, sin embargo existen sistemas con frecuencias tan bajas como 2 Ghz, ó tan altas como 13 Ghz. Estos sistemas utilizan modulación en frecuencia con FDM (Frequency Division Multiplex), aunque existen algunos sistemas con TDM (Time División-Multiplex): En la figura 2 el repetidor recibe una señal de microondas modulada en frecuencia desde un repetidor anterior, - y retransmite hasta llegar a el punto terminal. Cuando se requiere transmitir en ambas direcciones, las transmisiones se hacen a diferentes frecuencias para evitar interferencias; esta diferencia de frecuencias es de aproximadamente 213 megahertz, cuando las frecuencias de operación son de 4 a 6 Ghz.

La potencia de salida del enlace varía dependiendo del número de circuitos por portadora, es decir, del ancho de banda, - y de la distancia al próximo repetidor. En la mayoría de los casos se transmiten potencias entre 1 y 10 watts, pero comúnmente se transmite de 2 a 5 w.

Cuando las potencias requeridas en los enlaces (como en la fig.2) son de 0.5 w o menos, no se requiere un amplificador de potencia, tomándose entonces la salida directamente del oscilador de radiofrecuencia (RF).

Los osciladores para microondas que normalmente se han venido usando son sistemas electrónicos basados en válvulas y tubos al vacío, tales como Klystron, tubo de onda progresiva, magnetrón, etc. Recientemente se han desarrollado los dispositivos semiconductores para microondas del estado sólido, como el diodo Gunn, el diodo IMPATT, etc., que se utilizan también en osciladores que trabajan a potencias medias (hasta 5 w en el caso del diodo IMPATT, y 1.5 w en el caso del diodo GUNN).

No obstante el uso normalizado de válvulas y tubos al vacío, actualmente se está dando preferencia a los dispositivos semiconductores por su gran facilidad de manejo, su bajo consumo de potencia y su bajo costo, además de que necesitan fuentes de poder más simples.

En los casos en que se trabaja con frecuencias arriba de - Ghz, y las potencias exceden los 5w, los tubos de onda progresiva son usados casi universalmente como amplificadores de potencia, y se prefieren entonces a los dispositivos semiconductores, porque tienen una mayor potencia de salida, menor ruido, y mayor ancho de banda.

De acuerdo con lo anterior, la fuente de microondas (fig.2) puede por lo tanto ser un Klystron, un oscilador Gunn, ó alguno de los dispositivos ya mencionados.

El enlace de la fig.2 no obstante estar simplificado, es bastante complejo. En la fig.3 se muestra uno de los más simples enlaces de microondas, que consta de todas las partes fundamentales de un sistema de comunicaciones (transmisor, canal, receptor).

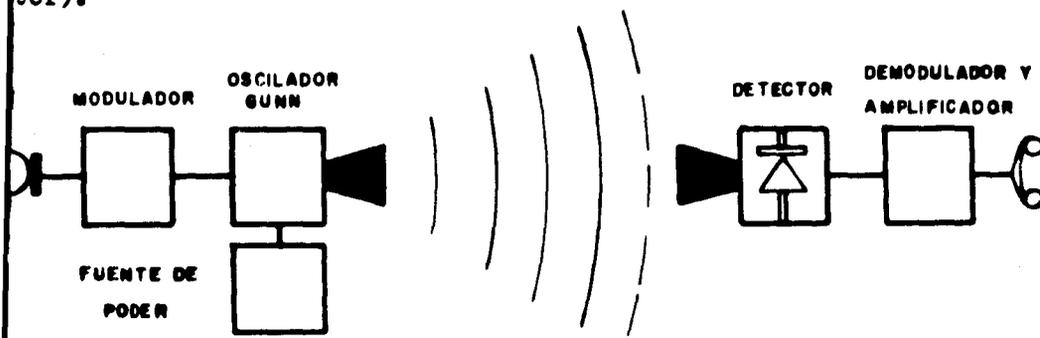


Figura 3. El enlace de microondas como un sencillo sistema de comunicaciones.

De las figs.2 y 3 es fácil concluir, que la parte medular de un sistema de este tipo (enlace), es su fuente de microondas (oscilador).

La mayoría de los sistemas de microondas en México se basan en osciladores implementados con Klystron y/o tubos de onda progresiva, y en general podemos decir que poco se ha hecho con respecto a los sistemas basados en dispositivos semiconductores.

El objetivo de este estudio es el familiarizarnos con los osciladores para microondas fundamentados en dispositivos semiconductores del estado sólido, para lo cual procederemos a el diseño de un oscilador, considerando que este puede ser un punto de partida para estudios más profundos y detallados encaminados a desarrollar e implementar esta tecnología.

gía en México.

Como se vió anteriormente, los enlaces de microondas se -- efectúan dentro de la banda de SHF. Esta banda a su vez se encuentra dividida en varias sub-bandas, como se muestra en la ta bla I.

Pretendemos que la frecuencia de trabajo de nuestro oscila- dor se encuentre dentro de la banda X, ya que la gran mayoría - de estudios y sub-sistemas físicos para pruebas y mediciones de laboratorio, se encuentran sobre esta banda.

TABLA I

BANDA	RANGO DE FRECUENCIAS (Ghz)
B	2.6 - 3.95
C	4.9 - 7.05
X	8.2 - 12.4
K	18.0 - 26.5

Los pasos que seguiremos para alcanzar nuestro objetivo, - son los siguientes:

- 1) Definir el dispositivo semiconductor de microondas a utilizar, para lo cual haremos un breve estudio de los diferentes dispositivos existentes (Capítulo I).
- 2) Detallar las características del dispositivo elegido y las - necesidades del sistema al cual habrá de integrarse (Capítulos - II y III).
- 3) Diseño (Capítulo IV).
- 4) Construcción y Mediciones (Capítulo V).

Dado que los temas a tratar son complejos, los abordaremos con la mayor claridad y simpleza posibles, internándonos lo necesario en cada caso para obtener los mejores resultados.

Finalmente, esperamos que el presente trabajo motive lo su ficiente a el lector, para que se interese en el estudio de los sistemas de microondas basados en los dispositivos semiconducto- res del estado sólido.

CAPITULO I

DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DEL ESTADO SOLIDO

Debido al rápido desarrollo de las comunicaciones a partir de la segunda guerra mundial, en las últimas dos décadas, se han desarrollado los dispositivos semiconductores para microondas, lo que ha traído como consecuencia la proliferación de éstos en: osciladores, amplificadores, limitadores y multiplicadores de frecuencia, etc. Los descubrimientos han venido sucediéndose continuamente durante todo este tiempo, tendiendo siempre a mejorar los dispositivos en cuanto a nivel de ruido, más altas frecuencias, menor tiempo de respuesta y mayores potencias. Esto trae consigo una mayor flexibilidad y más posibilidades en el diseño y creación de nuevos sistemas.

Por ahora, nuestro trabajo se enfoca fundamentalmente a describir los dispositivos que se pueden utilizar para el diseño de un oscilador de microondas, es importante aclarar que de cada uno de los dispositivos de que se habla a continuación, se podría escribir un gran artículo que considerara tanto la física propia del semiconductor, como su fabricación, desarrollo, etc. Para nuestros fines, basta con dar un enfoque práctico que nos permita seleccionar el dispositivo que más se ajuste a nuestras necesidades en el diseño del oscilador.

Empezaremos hablando de los transistores de microondas y sus limitaciones para altas frecuencias. Después hablaremos un poco de los diodos varactores, cuya capacitancia varía linealmente con el voltaje aplicado para su polarización.

El siguiente dispositivo estudiado es el diodo Tunnel, el cual bajo ciertas circunstancias exhibe una resistencia negativa, lo cual lo hace susceptible de ser utilizado en amplificadores y osciladores.

Trataremos también el diodo Gunn (llamado así en honor a su descubridor), el cual es un dispositivo de resistencia negativa, siendo esta característica función del volumen del material usado. Los competidores en potencia con el diodo Gunn son el diodo IMPATT y el diodo TRAPATT, que son dispositivos que dependen de la "avalancha controlada", para producir oscilaciones en microondas, de los que también hablaremos.

Existen muchos otros dispositivos para microondas, como -- pueden ser los diodos PIN y diodos SCHOTTKY, que se usan con fines específicos en mezcladores, limitadores, detectores, etc. -- Este tipo de dispositivos tan solo los mencionamos aquí, sin hacerlos objeto de nuestro estudio, para tener una idea de la -- gran gama de dispositivos existentes dentro del campo de las microondas.

I.1: TRANSISTORES PARA MICROONDAS.

El uso de transistores se ha venido extendiendo en el campo de las microondas, la importancia de este hecho es fácilmente -- comprensible, cuando recordamos que en los primeros trabajos en altas frecuencias, este campo estaba reservado exclusivamente -- para los tubos de vacío o bulbos.

Los transistores para microondas tienen grandes limitaciones a las altas frecuencias, problema muy similar al de los tubos de vacío, pero además, los transistores también presentan -- dificultad para especificar con exactitud su rango de trabajo, -- de manera que se considera más bien difícil el diseño de equipos para microondas que involucren el uso de transistores.

Una de las similitudes que se pueden observar dentro de -- los problemas existentes en transistores y tubos, es que la capacitancia entre los electrodos juega un papel muy importante -- para determinar la respuesta a altas frecuencias. Se sabe que -- los parámetros del transistor, α (constante de proporcionalidad de la corriente de emisor a la corriente de colector; $I_E = \alpha I_C$), como β (ganancia de corriente de base $I_C = \beta I_B$) adquieren -- componentes reactivas que los hacen complejos, esto trae como -- consecuencia que los transistores sean difíciles de usar.

Las capacitancias interelectrodos de los transistores bipolares, dependen del ancho de las capas de empobrecimiento en las junturas, las que a su vez dependen del voltaje de polarización. Esta situación es generalmente más complicada en el caso de transistores que en el caso de tubos, ya que en estos últimos la capacitancia interelectrodos no depende del voltaje de polarización. Entonces, la dificultad principal no es que el transistor tenga una pobre respuesta a las altas frecuencias, sino que en realidad hay una gran dificultad para encontrar los parámetros con los cuales se describe su comportamiento, por lo que se hace difícil el diseño de los circuitos.

Las inductancias interelectrodos tienen más o menos el mismo efecto tanto en transistores como en tubos, pero como los transistores son más pequeños el efecto es mucho menor, además de que ayuda el uso de encapsulados de baja inductancia.

El efecto del tiempo de tránsito (tiempo que tarda la señal en viajar a través del dispositivo) es igual que en los tubos, aunque su operación es algo diferente. Como las distancias viajadas en los transistores son más cortas, el efecto se balancea debido a la velocidad más lenta de sus corrientes portadoras.

El fenómeno del tiempo de tránsito, se observa cuando sabemos que las portadoras en el emisor tienen un cierto tiempo de retraso, esto nos lleva a entender que las portadoras inyectadas tienen un cierto tiempo de tránsito en la base (gobernado por el grosor de la misma y la distribución de impurezas), más el tiempo de tránsito en la capa de empobrecimiento del colector (que es gobernada por la limitación de velocidad de las portadoras), que a su vez tienen la restricción de los voltajes de operación (si se aplican voltajes altos el dispositivo se puede dañar) y el ancho de la capa de empobrecimiento (que depende del voltaje de colector), además, los electrones y huecos toman algún tiempo en cruzar de colector a emisor.

Existen algunas especificaciones para describir el comportamiento de los transistores de RF en altas frecuencias, algunas

de ellas son las frecuencias de corte f_α y f_β ; f_β es la frecuencia a la cual la ganancia de corriente de base cae por debajo de 3db. de su valor máximo, análogamente para f_α .

La frecuencia de mayor interés para nosotros, es la frecuencia máxima posible de oscilación, la cual se denota como $f_{\text{máx.}}$.

Se sabe que:

$$f_{\text{máx.}} = \sqrt{\frac{f_T}{0.97 R_B C_C}}$$

donde: R_B = resistencia de base.

C_C = capacitancia del colector.

f_T = frecuencia del ancho de banda.

$$f_T = f_\alpha - f_\beta$$

Como se dijo anteriormente, el cálculo de factores tales como C_C es muy complejo, por lo que $f_{\text{máx.}}$ es generalmente difícil de obtener.

Los primeros transistores para microondas que salieron al mercado fueron los transistores bipolares de silicio, actualmente ya se utilizan transistores de efecto de campo hechos de arseniuro de galio (GaAs).

Existen FET's que trabajan a 5 Ghs., en la banda "C", con buena figura de ruido, alcanzando altas potencias. Hay transistores de Texas Instruments que alcanzan potencias de hasta 9 -- watts, con una ganancia de 8 a 12 db., en el rango de 2 a 4Ghz. Los transistores bipolares de corriente, trabajan a frecuencias de más o menos 8 Ghs., con potencias máximas de 150 mW. Los transistores Avantek, llegan a tener ganancias de 7.5 db. bajando a 4 Ghz.

Como hemos visto, con los transistores de microondas es posible trabajar en frecuencias de 2 a 8 Ghs., pero aún no se fabrican transistores que trabajen dentro de la banda de frecuencias deseada (banda X), por lo que no podemos utilizarlos como-

elemento principal en el oscilador.

I.2: DIODO VARACTOR.

Se le conoce también como diodo de reactancia variable. - Las primeras noticias del uso de los diodos varactores se tienen a principios de los 50's, conociéndoseles como capacitores-variables por voltaje. Después se utilizaron para la modulación de osciladores.

Los diodos varactores son hechos normalmente de silicio ó de arseniuro de galio, en forma de una juntura tipo P-N, en la que se produce un elemento no lineal, que propiamente es un capacitor, formado en la capa de empobrecimiento de la misma. Este capacitor almacena energía, lo que provoca un pulso de corriente generando armónicas, razón por la cual son utilizados como multiplicadores de frecuencia en microondas.

La capacitancia, tiene una fuerte dependencia del voltaje aplicado, ésta viene a ser su propiedad más utilizada, ya que variamos fácilmente su valor, cambiando simplemente el voltaje en inversa del diodo. Esta propiedad hace al diodo varactor uno de los elementos más usados dentro del contexto de los dispositivos semiconductores para microondas.

Entonces, si hacemos pasar una forma de onda alterna a través del dispositivo, se crearán un número infinito de frecuencias armónicas que provocan resonancia, esto facilita el uso -- del diodo en sintonizadores, multiplicadores de frecuencia para microondas y algunas aplicaciones especiales, como son los amplificadores parámetros.

En la fig.I.1, se presenta la curva que relaciona capacitancia contra voltaje de polarización.

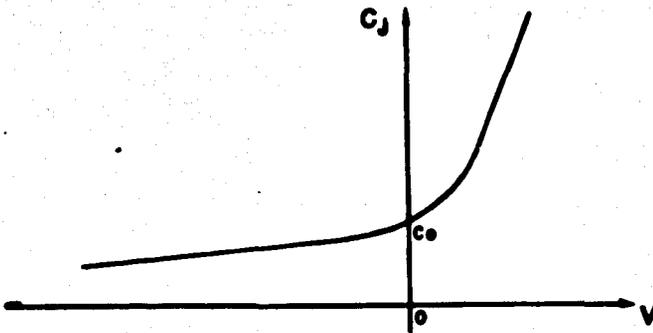


Figura I.1: Curva característica Capacitancia-Voltaje del diodo Varactor.

El diodo varactor tiene un amplio rango de trabajo sobre las frecuencias de microondas, el cual está limitado por el material de construcción del mismo. La máxima frecuencia utilizable en los diodos de silicio es de 25 Ghs., los diodos fabricados con arseniuro de galio alcanzan frecuencias hasta los 100 - Ghz.

Para mayor facilidad en el análisis de los dispositivos se mic con duc to res, nos auxiliamos de su circuito equivalente aproximado, en el que se toma en cuenta el comportamiento de cada una de sus partes (juntura, encapsulado, etc.) Entonces se usan elementos tales como capacitores, resistores, etc., en el circuito que identifica a el dispositivo total.

En el caso del diodo varactor, el circuito equivalente se muestra en la fig.I.2, donde C_j es la capacitancia variable de juntura. L_s , R_s y C_s representan los efectos que provoca el encapsulado del dispositivo.

Por lo anterior, podemos concluir que este dispositivo es aplicable a multiplicadores de frecuencia, sintonizadores para osciladores, etc., pero sus características intrínsecas no permi

ten su uso como elemento principal de oscilación; razón por la cual no podemos considerarlo como elemento base del diseño.

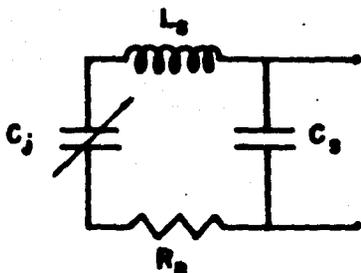


Figura I.2: Circuito equivalente del diodo Varactor.

I.3: DIODO TUNEL.

El diodo tunel o diodo Esaki, es un diodo de juntura delgada, que bajo ciertas condiciones de polarización exhibe lo que llamamos resistencia negativa, esto es, que la corriente disminuye cuando se aumenta el voltaje (recuérdese que en dispositivos que se comportan en forma lineal, la característica voltaje-corriente sigue una trayectoria de proporcionalidad de acuerdo -- con la ley de Ohm). Esto permite la aplicación del diodo tunel en osciladores o amplificadores.

El diodo tunel se fabrica generalmente de germanio (Ge) o arseniuro de galio (GaAs). Es un diodo semiconductor de juntura P-N, que difiere de los diodos rectificadores en que los materiales semiconductores son muy altamente dopados (la densidad de dopado típica es de $10^{19}/\text{cm}^3$). Es bueno recordar que llamamos dopado a la combinación de material P con material N (el que tiene huecos, o ausencia de electrones, con el que tiene exceso de electrones). Este fuerte dopado provoca en la juntura una capa de empobrecimiento (con un grueso de aproximadamente $0.01 \mu\text{m}$) que permite la operación en microondas del diodo, ya que reduce considerablemente el tiempo que toma a la portadora cruzar la juntura.

La fig. I.3 muestra una comparación entre las características voltaje-corriente para un diodo tunel de germanio y un diodo rectificador normal; se puede apreciar perfectamente la ---

región de resistencia negativa que caracteriza al dispositivo - en estudio.

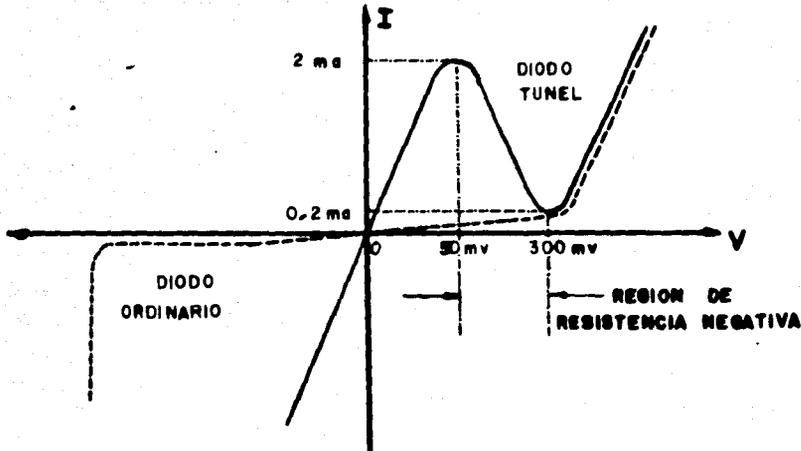


Figura I.3: Comparación de las características Voltaje-Corriente de un diodo Túnel y un diodo rectificador normal.

En la fig.I.3, vemos que dentro de la región de resistencia negativa, la variación de voltaje se restringe a 250 mV - - pico-pico = 88.4 mV rms; para este espacio, la corriente correspondiente es 1.8 mA pico-pico = 0.63 mA rms. Entonces, la máxima potencia teórica alcanzable es de $56 \mu\text{W}$, prácticamente se -- han alcanzado potencias hasta de 10 mW para 5 Ghs.

El circuito equivalente para el diodo túnel es el mostrado en la fig.I.4; también se consideran los efectos del encapsulado.

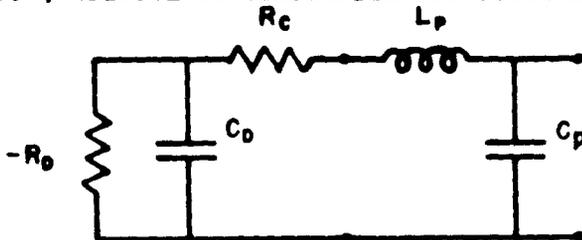


Figura I.4: Circuito equivalente del diodo Túnel; R_D = resistencia negativa del diodo Túnel; C_D = capacitancia parásita de la juntura; R_C = resistencia total del dispositivo; L_p , C_p = inductancia y capacitancia propias del encapsulado.

Para usarlo dentro de osciladores, el diodo se monta en un circuito resonante y se acopla a la carga. Generalmente se pone una resistencia en serie con el diodo, para estabilizar y suprimir oscilaciones indeseables.

Si obtenemos la expresión de la impedancia de entrada para el circuito equivalente del diodo, habrá una frecuencia particular para la cual la parte resistiva de la impedancia se haga cero y otra para la cual la parte reactiva se haga cero. A estas se les llama frecuencia de corte resistiva (f_R) y frecuencia de corte reactiva (f_X) respectivamente. Estos factores afectan la potencia de manejo del diodo, ya que para frecuencias sobre f_R , la parte resistiva de la impedancia de entrada es positiva y el diodo no se comporta como un dispositivo activo; para frecuencias bajo f_X , el diodo es inductivo, pasando a ser capacitivo para frecuencias mayores que f_X . Estos cambios influyen considerablemente en la capacidad de manejo de potencia, así como en la frecuencia posible de oscilación (que a su vez se ve afectada por el circuito resonante al cual se acopla el diodo, como se verá posteriormente).

Por lo anterior, podemos concluir que el diodo Tunnel es susceptible de ser aplicado a osciladores, por lo que lo consideraremos como candidato en el diseño, aún cuando maneja muy bajas potencias.

I.4: DIODO GUNN.

Fue desarrollado por J.B. Gunn en 1965. El término diodo se usa para los dispositivos Gunn, aunque como pudiera pensarse, no existe una juntura y no se realiza una función de rectificación. Se le llama diodo porque tiene dos terminales, y esto es conveniente, ya que permite el uso de la palabra ánodo para designar a la terminal positiva del diodo.

El diodo Gunn, presenta resistencia negativa bajo ciertas condiciones de polarización. Esta característica (fig.I.5) se debe a el "efecto Gunn", conocido como "efecto de transferencia del electron", el cual depende del volumen del material del diodo positivo.

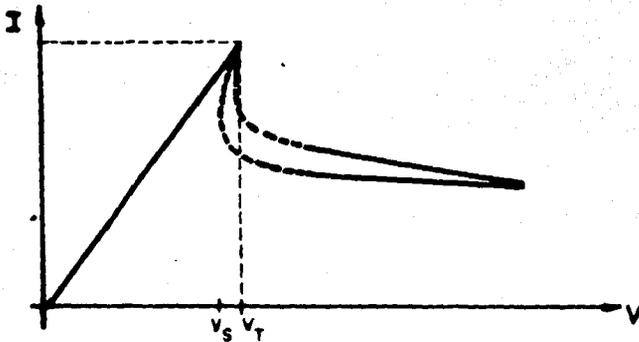


Figura I.5: Característica Voltaje-Corriente del diodo Gunn.

El efecto Gunn, sólo se presenta en materiales como: el telurio de cadmio, arseniuro de galio, arseniuro de indio, etc. - En la actualidad todos los dispositivos Gunn comerciales están fabricados de arseniuro de galio (GaAs), no porque éste sea el mejor material, sino porque la tecnología de éste está más avanzada.

Los dispositivos físicos tienen un contacto óhmico en cada extremo para obtener una buena transferencia y disipación de calor, como se puede ver en la figura I.6. En la fig. I.7 se muestra el circuito equivalente del diodo, en donde ya se han considerado los efectos del encapsulado.

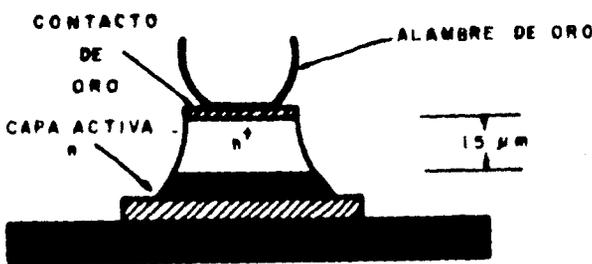


Figura I.6: Corte longitudinal de un diodo Gunn.

La Microwave Associates Ins. de Massachusetts, fabrica estos dispositivos para frecuencias entre 5 y 18 Ghs., con potencias mínimas de salida entre 25 y 1000 mW. Esta variación tan grande se debe a que los diodos se fabrican para potencias bajas,

medias y altas, así como en una gran variedad de presentaciones (encapsulados).

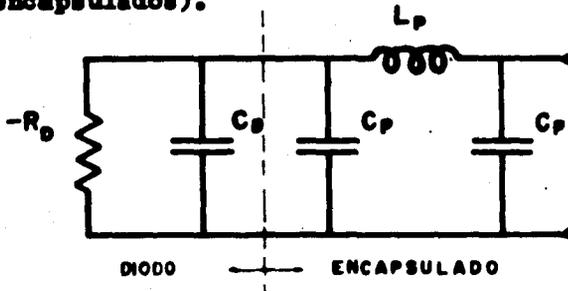


Figura I.7: Circuito equivalente del diodo Gunn; R_D = resistencia negativa del Diodo Gunn; C_D = capacitancia intrínseca del diodo; L_p , C_p = inductancia y capacitancia propias del encapsulado.

En realidad existen diodos Gunn para frecuencias desde 4 - Ghs. con 1.5 W, hasta 75 Ghs. con 25 mW máximo. Las eficiencias andan del 2 al 12%, pero se considera normal del 2.5 al 5%.

Lo único que requieren tanto el diodo Gunn como el diodo -Tunel para convertirse en osciladores, es un circuito tanque externo al cual acoplarse, así como una resistencia de carga no meyor que su propia resistencia negativa.

En la práctica, se ha encontrado que una cavidad resonante coaxial operando en el modo TEM, es el dispositivo más conveniente para la operación de osciladores, auxiliada con algún tipo de sintonización mecánica.

La fig.I.8 muestra un oscilador Gunn donde se pueden apreciar los diferentes tipos de sintonización mecánica, como son: - el tornillo de sintonización y la pared corrediza que se encuentra del lado izquierdo.

Si metemos o sacamos el tornillo de sintonización, variamos la impedancia total del sistema hasta que se fije la frecuencia de resonancia a el valor requerido. Un efecto similar ocurre al mover la pared hacia adentro (ó hacia afuera) de la cavidad. Es necesario aclarar que podemos utilizar tan sólo uno de los - dos modos de sintonización, según el rango de operación deseado.

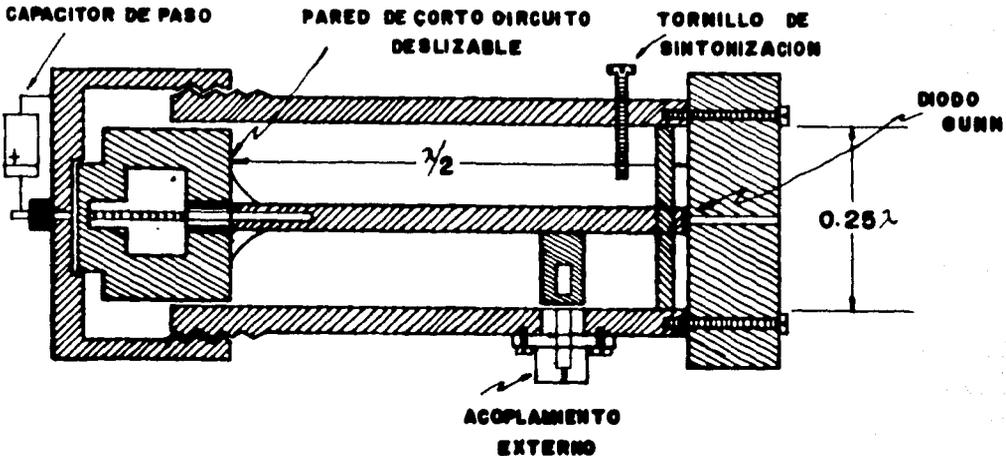


Figura I.8: Oscilador Gunn de cavidad.

También podemos sintonizar eléctricamente usando un diodo varactor en el extremo opuesto del diodo Gunn. Esto se logra variando el voltaje en inversa del varactor, lo que provoca un cambio en la impedancia total del sistema.

Es importante mencionar que la frecuencia de oscilación va a estar marcada por la impedancia total del sistema, si ésta cambia, el diodo es capaz de ajustarse internamente al nuevo valor, y oscilar a la frecuencia exigida; esto es por efecto propio de la física del semiconductor.

Por lo expuesto anteriormente, consideramos al diodo Gunn como un elemento susceptible de ser utilizado como base de nuestro oscilador.

I.5: DIODO IMPATT.

Su nombre se deriva de las iniciales que corresponden a las palabras que describen el tipo de operación del dispositivo (Impact Avalanche and Transit Time). Este dispositivo se utiliza en osciladores porque presenta resistencia negativa bajo ciertas condiciones de polarización.

En el caso del diodo Tunnel y Gunn, el fenómeno de resisten

cia negativa se observa directamente de sus características - - corriente-voltaje. En el diodo IMPATT, la resistencia negativa se produce cuando la corriente dentro del dispositivo se defasa 180° con respecto al voltaje terminal o externo. Esto se debe al funcionamiento interno del semiconductor, al cual se le llama "efecto de avalancha"⁽¹⁾.

El "efecto de avalancha" implica una gran necesidad de voltajes y corrientes, por tanto se necesitan buenos disipadores de calor, por lo que el dispositivo se monta en cápsulas especiales, como se muestra en la fig.I.9.

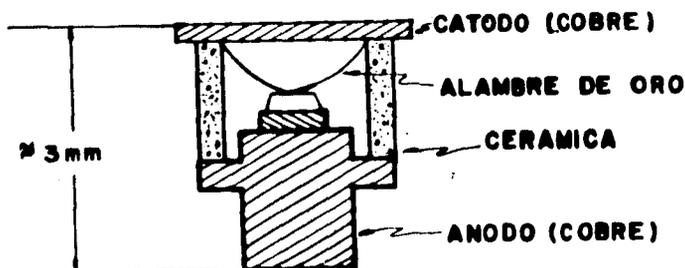


Figura I.9: Corte longitudinal de un diodo IMPATT.

En la fig.I.9 podemos observar que el encapsulado es bastante mayor que el dispositivo en sí, por lo que las capacitancias parásitas asociadas deben ser tomadas en cuenta en el circuito equivalente; esto se muestra en la fig.I.10.

El diodo IMPATT se ha desarrollado rápidamente, ya que es un dispositivo propio para manejo de altas potencias en altas frecuencias. Se han alcanzado potencias de 1 watt a 50 Ghs. y hasta 5 watts en la banda K. El voltaje típico de polarización es de 80 volts con una corriente de 200 mA y una eficiencia de aproximadamente 7%.

(1) Para mayores detalles referirse a:

Wireless World: Febrero 1973.

Vol. 79; no. 1446

págs. 61-64

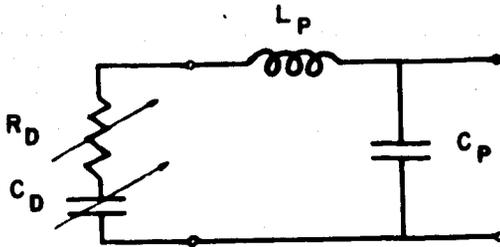


Figura I.10: Circuito equivalente del diodo IMPATT; R_D = resistencia negativa del diodo; C_D = capacitancia intrínseca del diodo; L_p , C_p = inductancia y capacitancia propias del encapsulado.

En los circuitos osciladores con IMPATT se presenta el -- problema de la sintonización; ya que una sintonización mecánica no es suficientemente buena, recurriéndose a sintonizar eléctricamente mediante diodos varactores.

En nuestro caso, este dispositivo se presenta como un buen prospecto para elemento base en el diseño del oscilador.

I.6: DIODO TRAPATT.

Su nombre proviene de las iniciales de las palabras que nos hablan de su modo de operación: Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit.

Se dió a conocer en 1967 y en realidad es un derivado del diodo IMPATT (aunque tiene un modo de operación diferente), pero se caracteriza por una menor frecuencia fundamental y mucha mayor eficiencia.

En la práctica los diodos TRAPATT no se obtienen fácilmente, por lo que hasta el momento sólo se han utilizado experimentalmente para frecuencias inferiores a 8 Ghz. Aún se trabaja -- con este dispositivo en los laboratorios, y se esperan buenos -- resultados, ya que para frecuencias de 1 Ghz. se han alcanzado potencias del orden de 600 watts, con una eficiencia hasta del 75%.

En vista de que este dispositivo aún se encuentra en vías de experimentación, no se fabrica comercialmente, por lo que no podemos tomarlo como base de nuestro estudio.

I.7: SELECCION DEL DISPOSITIVO.

En el presente capítulo, hemos tratado de resumir en forma general los dispositivos semiconductores que se utilizan actualmente para la generación de microondas. Hemos hablado de transistores, diodos Varactor, Tunel, Gunn, IMPATT y TRAPATT. A lo largo de este estudio, se han descartado los dos primeros y el último, por lo que nos limitaremos a considerar dentro de la sección, a los tres restantes.

Tanto el diodo Tunel como el Gunn y el IMPATT, son dispositivos semiconductores que presentan resistencia negativa, por lo que al acoplarse a una cavidad resonante conforman un oscilador.

Si comparamos el diodo Tunel con el diodo Gunn, observamos que son muy similares en cuanto a sus frecuencias de operación y facilidades de sintonización; sin embargo, el diodo Tunel tiene una capacidad mucho menor de manejo de potencia, razón por la cual entre estos dos dispositivos preferimos al diodo Gunn.

El diodo IMPATT presenta un muy buen manejo de potencias dentro de un amplio rango de frecuencias, pero tiene el inconveniente de que requiere ser sintonizado eléctricamente por medio de un diodo Varactor. Esto representa una gran desventaja frente al diodo Gunn, ya que un oscilador con este último puede sintonizarse mecánicamente, lo que obviamente es más simple.

Aunque el diodo IMPATT maneja una potencia cinco veces mayor a la del diodo Gunn dentro de la banda X, para nosotros no es de mayor importancia, por las siguientes razones:

a) El objeto de este estudio es meramente experimental, -- por lo cual la potencia obtenida de nuestro oscilador no será -- relevante, siempre y cuando sea lo suficientemente grande que -- nos permita efectuar las mediciones adecuadas.

b) Potencias de operación mayores requieren una fuente de poder mayor, lo cual se refleja directamente en el costo.

c) Una sintonización eléctrica hace más complejo y costoso el oscilador.

d) La información que se puede obtener del diodo IMPATT - es mucho menor que para el diodo Gunn.

Por los factores enumerados anteriormente, escogemos al diodo Gunn como elemento base del diseño de nuestro oscilador; por lo que en el siguiente capítulo procederemos a estudiarlo más detalladamente, y analizaremos sus aplicaciones en osciladores.

CAPITULO II.

DIODO GUNN

En este capítulo estudiaremos con mayor detalle al diodo - Gunn, ya que ha sido el dispositivo seleccionado como base en el diseño del oscilador de hiperfrecuencias.

II.1: EFECTO GUNN.

En 1963, J.B. Gunn, descubrió el efecto de transferencia - del electrón, el cual se presenta en materiales semiconductores que tienen propiedades dependientes del volumen, lo que les permite ser un instrumento para la generación de microondas. El efecto Gunn se exhibe principalmente en materiales como el arseniuro de galio, fosforuro de indio, telurio de cadmio, etc. Como ya se ha dicho, un dispositivo de efecto Gunn consiste en un pequeño bloque de arseniuro de galio (GaAs), del tipo uniformemente dopado (con predominancia de material tipo N^+), con contactos óhmicos en cada extremo (fig.I.6).

El GaAs tiene una banda de estructura como la que se muestra en la fig.II.1. Para bajos campos eléctricos (cuando no -- existe polarización DC), los electrones de conducción ocupan la parte superior del valle central, y están distribuidos sobre el rango de energía térmica de aproximadamente 0.025 eV a 300° K. Si se aplica un voltaje a través de la muestra, se incrementa la energía cinética de los electrones; cuando ésta excede 0.36 eV, los electrones brincan abruptamente a los valles satélite, los cuales se encuentran a lo largo de cien direcciones cristalográficas. Este fenómeno es conocido como "efecto Gunn" ó "efecto de transferencia del electrón".

En los valles satélite, se tiene una masa efectiva aproximadamente seis veces mayor que la que se tiene en el valle central; lógicamente la movilidad del electrón en los valles saté-

lite es más pequeña que en el valle central, por un factor de aproximadamente 70, debido propiamente a la alta masa efectiva de los electrones y a los fuertes procesos de distribución que se dan en los valles satélite.

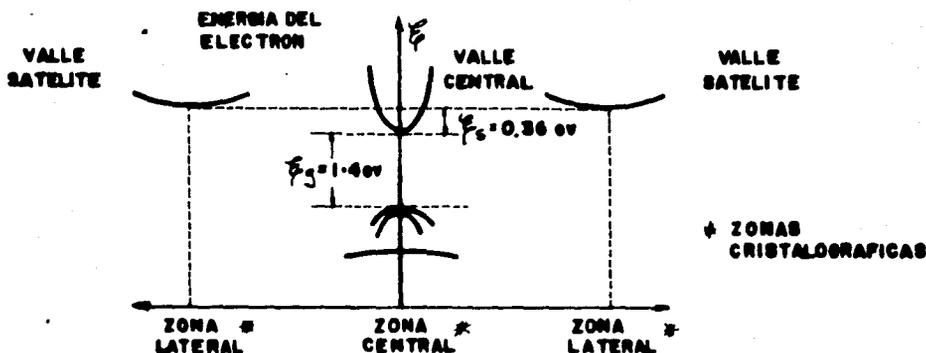


Figura II.1: Estructura de las bandas de energía del GaAs.

Cuando el voltaje se incrementa, los electrones tienden a viajar a través del dispositivo, mostrando una característica de movimiento diferencial negativo, es decir, la velocidad de los electrones aumenta hasta un cierto punto en el cual decrece aunque se aumente el voltaje (fig.II.2). A el movimiento diferencial negativo también se le conoce como efecto de resistencia negativa.

En la fig.II.3 se consideran las distintas bandas de energía dentro del dispositivo; ésta nos ayudará a clarificar un poco los conceptos anteriores.

Cuando se aplica un voltaje a través del dispositivo, los electrones fluyen como una corriente hacia la terminal positiva del diodo, si aumentamos gradualmente el voltaje, aumentará también la velocidad de los electrones, consecuentemente aumentará la corriente hacia el ánodo. Hasta aquí el comportamiento es como el de cualquier dispositivo común. En otros diodos el proceso anterior se mantiene, aumentando gradualmente la velocidad promedio del electrón conforme se aumenta el potencial. En este caso, el efecto de que se imparta mucha energía a los electrones por el alto gradiente de potencial, obliga a que éstos en lugar

de viajar más rápido y por tanto constituir una mayor corriente, adquieran suficiente energía para transferirse a los valles satélite (que constituyen la banda de energía más alta que normalmente está vacía) donde tienen mucha menor movilidad, lo que provoca que la corriente se reduzca. Este proceso se continúa hasta -- que eventualmente el voltaje a través del dispositivo llega a -- ser suficiente para remover electrones de la banda de alta energía a la banda de baja energía (valle central), volviéndose a tener el caso de que la corriente se incremente con el voltaje una vez más.

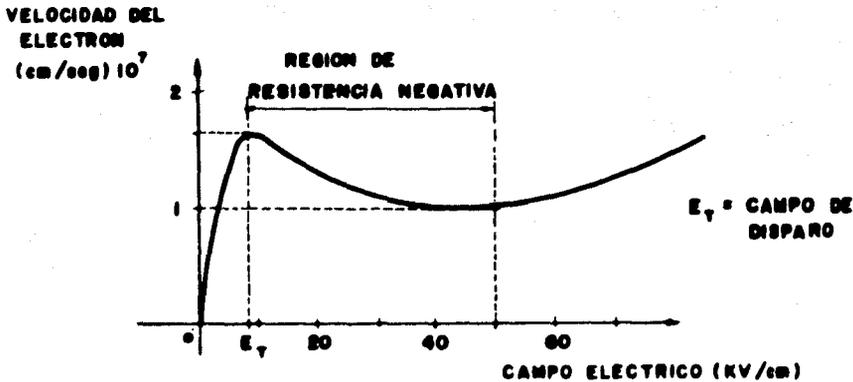


Figura II.2: Característica velocidad-Campo de los electrones en el GaAs.

Hay que hacer notar que el GaAs es miembro de un grupo de -- sustancias semiconductoras no usuales. En el silicio o el germanio, la energía que se requiere para que ocurra la transferencia de electrones es muy alta, ya que en estas sustancias existe una mayor franja de energía prohibida, por lo que la estructura completa de los cristales que forman el semiconductor se destruye -- por el alto gradiente de potencial aplicado, antes de que tome -- lugar la transferencia de electrones.

Resumiendo, los requerimientos del material para una significativa transferencia del electrón con movilidad diferencial -- negativa son los siguientes:

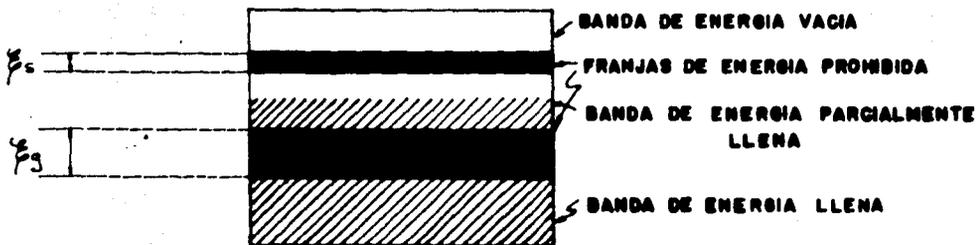


Figura II.3: Bandas de energía en el GaAs.

1.-) E_s , la brecha de energía del valle central al satélite, debe ser lo suficientemente grande para evitar variaciones por pequeños cambios de energía térmica, ya que de otra forma podrían poblarse los valles satélite con pequeños cambios en la temperatura ambiente.

2.-) E_g , la brecha de energía fundamental, debe ser más grande que E_s para evitar la ionización por impacto de los electrones que cruzan a través de E_g , durante la transferencia intervalles.

3.-) La masa efectiva de los electrones en los valles satélite debe ser apreciablemente más grande que en el valle central. Los electrones con suficiente energía tienen que elegir la ocupación de cada valle, entonces, tendrán mucha mayor posibilidad de ocupar los valles satélite debido a su relativamente alta densidad de estados.

4.-) La movilidad del electrón en los valles satélite debe ser mucho más pequeña que en el valle central.

5.-) La transferencia de los electrones entre los valles debe ocurrir sobre un pequeño rango de campos eléctricos.

II.2: FORMACION DE DOMINIOS.

Un fenómeno que acompaña a el efecto transferencia del -- electrón y las acumulaciones locales de carga, es la formación de "dominios". A continuación mencionaremos las razones de su formación.

Dentro del proceso de fabricación de los dispositivos Gunn, la densidad de dopado cercana al cátodo, se hace menor que el -- promedio que existe en la muestra de GaAs. Como existe menor -- cantidad de impurezas, hay menos electrones libres en esta área, por lo que esta región es menos conductiva que las otras. Al -- aplicar un voltaje DC, en esta área habrá un potencial mayor al promedio que exista en las otras; cuando se incrementa el voltaje total, esta región es la primera en tener un gran voltaje -- aplicado suficiente para inducir electrones a la banda de energía más alta. Se dice entonces que esta región tiene un dominio de resistencia negativa.

Lo que sucede en realidad es que cuando se aplica la fuente de voltaje, existe un flujo de electrones que viaja hacia el contacto óhmico del cátodo a su alta velocidad normal. Cuando -- entran al semiconductor, éstos bajan su velocidad abruptamente, debido a la baja conductividad que encuentran cerca del cátodo. Esto origina una acumulación local de carga (dominio), como se muestra en la fig.II.4(a). El dominio crece a la vez que viaja -- por el dispositivo hacia el ánodo (fig.II.4(b)) hasta que llega a éste, momento en el que se neutraliza, cayendo el campo -- eléctrico abajo del campo eléctrico de disparo E_T ; (fig.II.4 -- (c)), esto provoca un pulso de corriente que es recibido por el circuito tanque asociado, causando oscilaciones dentro del mismo.

Con el voltaje aplicado, una vez que se forma el dominio -- no existe potencial suficiente en el resto del dispositivo para permitir la formación de otro dominio. Cuando el dominio llega al ánodo, existe otra vez suficiente potencial que permite la -- formación de otro dominio en algún lugar cerca del cátodo. En -- la práctica se ha visto que sólo un dominio se forma por ciclo -- de oscilaciones de radiofrecuencia (RF), de esta manera la energía es recibida por el circuito tanque (que en nuestro caso --

estará formado por una cavidad resonante), en fase correcta para permitir que las oscilaciones continúen. Esta propiedad es la responsable de las oscilaciones en los diodos Gunn.

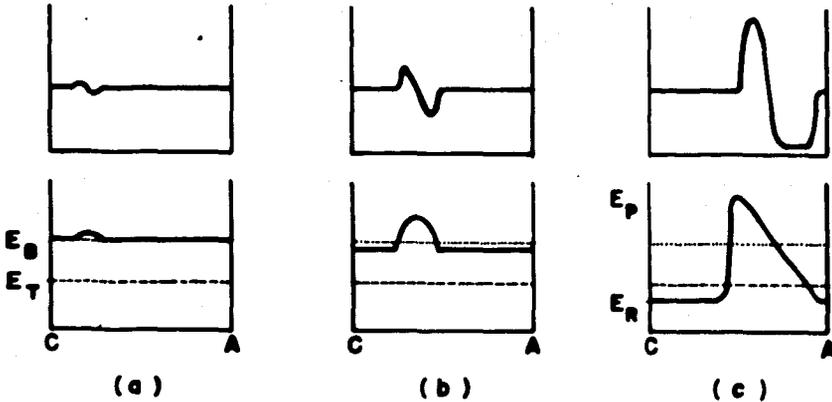


Figura II.4: Ilustración del crecimiento de la carga espacial para un dominio dipolar estable. Las figs. (a), (b) y (c) son secuenciales. C - cátodo; A - ánodo.

La forma que tiene la característica Voltaje-Corriente - - (V-I) del dispositivo Gunn, es la que aparece en la fig. I.5; y es el resultado de la combinación de los efectos físicos de la transferencia del electrón y la formación de dominios. La fig. II.5 muestra la forma pulsante y repetitiva que tiene la corriente en el ánodo, y es la que recibe el circuito externo.

Como ya hemos visto, cuando el dominio alcanza el ánodo, da origen a un pulso de corriente, al mismo tiempo, el campo en el cátodo se incrementa para continuar el proceso. Entonces, la -- frecuencia natural de oscilación (f_{no}) está dada por la velocidad del dominio dividida por la longitud del dispositivo:

$$f_{no} = \frac{1}{T_D} = V_D/L; \text{ donde: } T_D = \text{tiempo de tránsito.}$$

$V_D = \text{velocidad del dominio.}$
 $L = \text{longitud del dispositivo.}$

En la práctica, se ha encontrado que el dominio viaja con una velocidad promedio de 10^7 cm/seg., y se fabrican dispositi--

vos hasta de 10^{-4} cm de largo, por lo que teóricamente podríamos alcanzar frecuencias del orden de 100 Ghz.

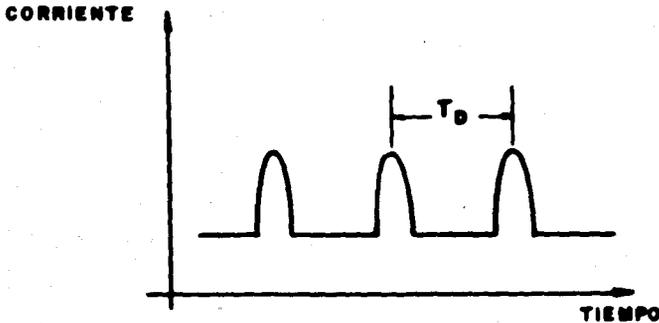


Figura II.5: Forma de onda de la corriente de tránsito en un dispositivo Gunn.

En realidad, por efectos del dopado a lo largo del dispositivo así como por efectos de difusión en los bordes o fronteras, no es posible alcanzar frecuencias mayores a 75 Ghz.

II.3: OSCILADORES DE CAVIDAD CONTROLADA.

Cuando un dispositivo de transferencia del electrón se coloca en una cavidad o circuito resonante, obtenemos un oscilador, el cual tiene varios modos posibles de operación. Posteriormente veremos que la cavidad puede representarse mediante un circuito equivalente RLC, como se muestra en la fig.II.6. La inductancia L y la capacitancia C comprenden el circuito resonante; G_L es la carga del circuito que representa; las pérdidas en las paredes de la cavidad (que en general son muy pequeñas) y la potencia útil de disipación RF .

Los diferentes modos de operación dependen de:

1.-) Los valores relativos de T_R (el periodo de resonancia del circuito) y del tiempo de tránsito de la carga espacial del dominio.

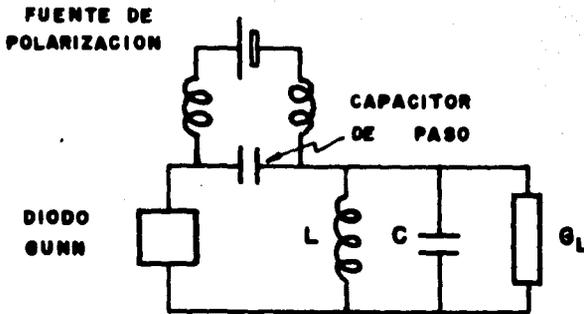


Figura II.6: Circuito equivalente de un oscilador Gunn en un circuito de resonancia único. La fuente de polarización DC, está cortocircuitada a la señal RF por el capacitor de paso.

2.-) Los valores relativos de T_R y el tiempo de relajación de la carga espacial dentro del dispositivo (éste es el tiempo que tarda el dispositivo en regresar a su estado normal después de ocurrida la transferencia del electrón).

3.-) El circuito de carga G_L .

4.-) El dopado del dispositivo.

Como vemos, los distintos modos de operación dependen tanto de características internas del dispositivo, como aquellas inherentes al sistema al cual se acoplan.

Es importante considerar que la capacitancia que se tiene directamente a través de las terminales del dispositivo (la capacitancia intrínseca del diodo ⁽¹⁾), es una impedancia mucho menor que el paralelo de resistencia negativa, tal que el circuito causará un voltaje senoidal de amplitud V_0 sobre el voltaje de la fuente V_B en las terminales del dispositivo.

(1) Posteriormente hablaremos del circuito equivalente del diodo.

En la fig.II.7 se ilustran algunos modos posibles de operación, donde el tiempo de relajación se ha tomado como instantáneo; el voltaje de la fuente V_B es mayor que el voltaje de disparo V_T .

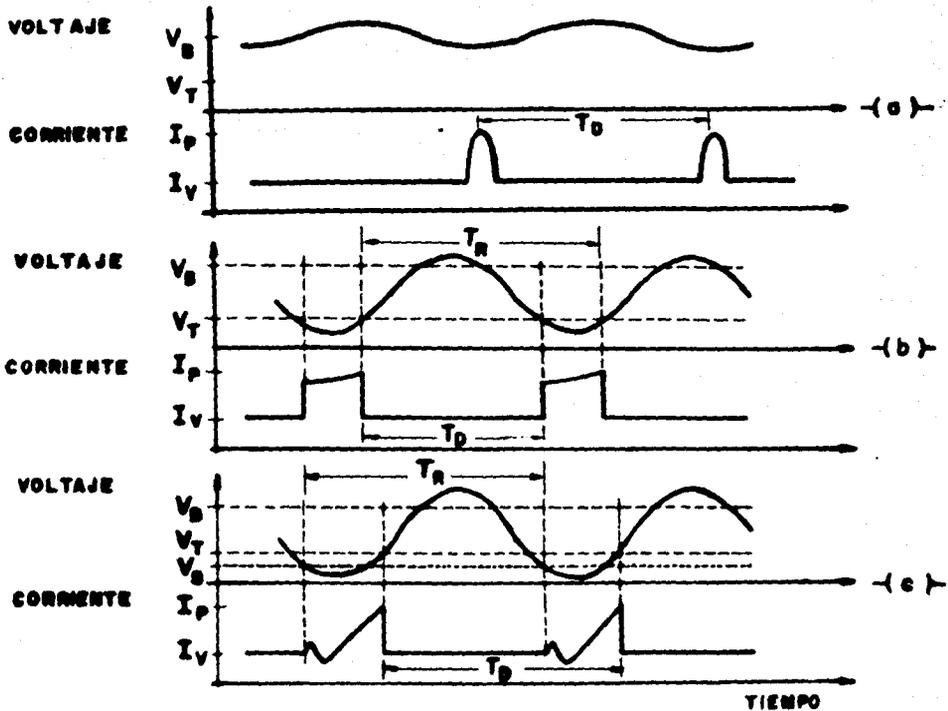


Figura II.7: Ilustración de las condiciones terminales en: (a) modo de tiempo de tránsito; (b) modo de dominio retardado; (c) modo de extinción del dominio.

II.3.1: MODO DE TIEMPO DE TRANSITO.

En un circuito puramente resistivo ($L \rightarrow \infty$, $C \rightarrow 0$), la frecuencia está determinada por el tiempo de tránsito del dominio a través del dispositivo; es entonces cuando tenemos la operación de "modo de tránsito" (fig.II.7a). Los picos de corriente ocurren cuando un dominio entra al ánodo y el próximo se forma en el cátodo.

Si el circuito está fuertemente cargado, Q_L es grande, el voltaje RF en amplitud es pequeño y no tendrá swing bajo V_T .

El ángulo de desfaseamiento de la onda corriente respecto a la de voltaje, está determinada por el valor de L , C , G_L y la frecuencia de tránsito. Como vemos en la fig.II.7a, la corriente es alta, mientras que el voltaje es bajo; esto indica que el dispositivo está liberando potencia a la carga y tiene una conductancia negativa.

La principal desventaja de este modo de operación es la limitación de frecuencia, ya que estamos supeditados a la frecuencia natural del dispositivo.

II.3.2: MODO DE DOMINIO RETARDADO.

Para este modo, el factor " Q " del diodo⁽¹⁾ y $1/G_L$ deben ser suficientemente grandes para permitir una onda de voltaje senoidal de amplitud lo bastante grande para que el voltaje caiga bajo el de disparo en una porción de cada ciclo. El tiempo de tránsito del dominio (T_D) debe ser menor que T_R , de modo tal que el dominio pueda desaparecer dentro del ánodo mientras el voltaje está bajo el de disparo (V_T). El siguiente dominio no se forma hasta que el voltaje ha subido una vez más arriba de V_T . Las formas de onda se muestran en la fig.II.7b. Una vez más se puede ver que la corriente está desfasada con el voltaje; la eficiencia es más grande que en el modo de tiempo de tránsito, ya que el tiempo que se presenta la onda de corriente es mayor. Debido a que se retarda la formación del nuevo dominio, con este modo de operación podemos manejar frecuencias menores que la frecuencia natural del dispositivo.

II.3.3: MODO DE EXTINCION DEL DOMINIO.

Cuando la carga del circuito es reducida (G_L pequeña), puede suceder que el voltaje terminal caiga bajo el voltaje de

(1) Este factor se define como: $Q = R_D C_D$; donde R_D y C_D son la resistencia y capacitancia interna del diodo.

sostenimiento del dominio para una porción de cada ciclo. Como el voltaje cae bajo V_G , el dominio se extingue rápidamente y el próximo aparece cuando el voltaje terminal alcanza nuevamente el nivel de disparo. Lo anterior hace que en este modo de operación puedan generarse más altas frecuencias que la frecuencia natural de oscilación, dado que el tiempo de radiofrecuencia es menor que el tiempo de tránsito del dominio (fig.II.7c).

El límite de alta frecuencia para este modo no es infinito y está dado por el tiempo " τ_G " tomado desde que aparece el dominio hasta su extinción. En este modo de operación podemos manejar un rango de frecuencias un poco mayor que en el modo de atraso, aunque, como vemos en la fig.II.7b y (c), el modo de extinción no es tan eficiente como el modo de dominio retardado, ya que en este último el tiempo en que se presenta la onda de corriente es mayor.

En la práctica sólo es posible trabajar con los modos de atraso y extinción del dominio, ya que el modo de tiempo de tránsito sólo se puede alcanzar bajo condiciones ideales que son difíciles de obtener, además de que no es ventajoso, ya que sólo podríamos manejar una sola frecuencia.

Los modos de atraso y extinción, podemos alcanzarlos fácilmente variando la carga G_L y la amplitud del voltaje terminal V_B . Esto representa una gran ventaja, ya que como se vió en el punto I.4, al hablar del diodo Gunn, es posible sintonizar la frecuencia deseada (dentro de un cierto rango de operación), mediante la utilización de un simple tornillo que varíe la impedancia de la cavidad.

II.4: CIRCUITO EQUIVALENTE.

Para el desarrollo de un circuito equivalente del diodo Gunn, debemos considerar lo siguiente:

a) El material semiconductor tiene una cierta conductancia que se manifiesta como positiva o negativa dependiendo de las condiciones de polarización.

b) Debido a las características intrínsecas del semiconductor, así como el voltaje entre las terminales del dispositivo, se forman capas de electrones y huecos en cátodo y ánodo respectivamente, lo que podemos representar como un capacitor entre las terminales del diodo.

Entonces, el diodo Gunn se comporta de dos maneras diferentes según el valor del voltaje (V_D) entre sus terminales, como se muestra en la fig.II.8. A nosotros nos interesa estudiar el circuito equivalente cuando el diodo se encuentra en la región de resistencia negativa.

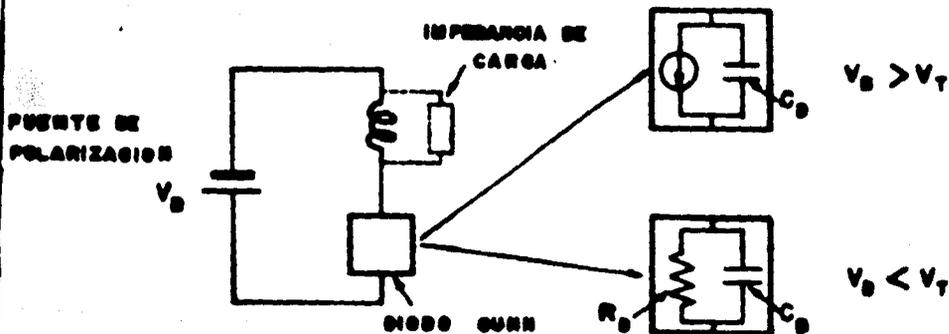


Figura II.8: Circuito equivalente simplificado de un oscilador.

Como se aprecia en la fig.II.8, cuando el diodo Gunn trabaja en su región de resistencia negativa, se comporta como una fuente de corriente en paralelo con un capacitor.

Como el encapsulado del diodo es bastante mayor que el diámetro positivo en sí, es importante considerar los efectos inductivos y capacitivos asociados a éste en el circuito equivalente (fig. II.9).

Los valores C_p y L_p varían de acuerdo a la forma y dimensiones del encapsulado, los valores típicos se pueden obtener del catálogo del fabricante. Asimismo los valores de R_D y C_D están en función de la potencia y las frecuencias de manejo; también las proporciona el fabricante.

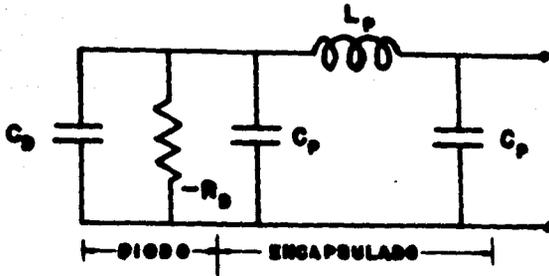


Figura II.9: Circuito equivalente del Diodo Gunn, incluyendo los efectos del encapsulado.

II.5: MONTAJE.

A lo largo de este estudio, hemos mencionado la necesidad que tienen los dispositivos de microondas de acoplarse con un circuito resonante para convertirse en un oscilador. Como veremos más adelante, una cavidad resonante típica se logra con la inclusión de paredes conductoras en los extremos de una guía de onda rectangular. En la fig.II.10 se muestra el montaje más simple de un dispositivo de microondas sujeto por un poste central, dentro de una cavidad resonante de sección rectangular.

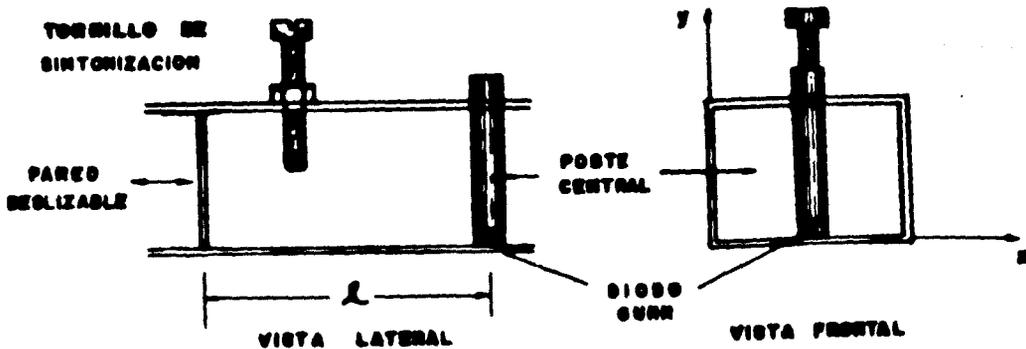


Figura II.10: Montaje típico de un dispositivo de microondas.

El problema fundamental del acoplamiento del dispositivo a la cavidad, es lograr que en ésta se realice la propagación del modo dominante TE_{10} . Esto se logra montando el dispositivo en un poste colocado paralelamente a la dimensión menor de la guía de onda, ya que el modo TE_{10} presenta una intensidad de campo

eléctrico dirigido únicamente a lo largo de esa dirección. (1)

Por otra parte, la cavidad resonante puede representarse - por medio de un circuito equivalente RLC (fig.II.6); asimismo, - el poste que sujeta al diodo presenta una impedancia que depende principalmente de su diámetro y las dimensiones de la guía - (fig.III.6).

Entonces, podemos decir que la frecuencia natural de oscilación del sistema será aquella que marque el acoplamiento de - las impedancias de diodo, cavidad, poste y carga. Un diagrama - de bloques representativo se muestra en la fig.II.11.

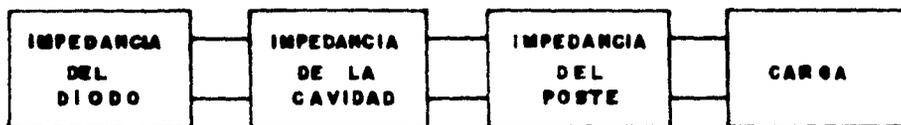


Figura II.11: Acoplamiento de impedancias de un oscilador de microondas.

Por lo anterior, se hace necesario un estudio de los circuitos equivalentes de cavidad y poste, que nos permita encontrar las impedancias de cada uno de ellos; esto lo haremos en el siguiente Capítulo.

(1) En el siguiente Capítulo hablaremos mas ampliamente de los modos de propagación en guía de onda rectangular.

CAPITULO III

GUIAS DE ONDA Y CAVIDADES RESONANTES.

En el presente Capítulo, procederemos a estudiar las guías de onda rectangulares, ya que es con lo que conformaremos nuestra cavidad resonante; también estudiaremos las impedancias que presentan algunos obstáculos que se encuentran dentro de las guías.

III.1: GUIAS DE ONDA RECTANGULARES.

Las guías de onda pueden tener cualquier tipo de sección transversal, pueden ser: rectangulares, circulares, elípticas y hasta de forma irregular, aunque estas últimas no se usan, ya que además de ser impráctico, el análisis matemático del comportamiento de las ondas electromagnéticas dentro de la guía es su mamente complicado.

En las guías de onda se realiza la propagación de las ondas electromagnéticas por reflexión en las paredes, en lugar de conducción a lo largo de ellas. Esto hace que cuando las paredes son buenos conductores, las pérdidas de potencia sean muy bajas en comparación a otras líneas de transmisión.

Como la cavidad resonante a la cual acoplaremos el diodo se basa en una guía de onda rectangular, nos limitaremos al estudio de esta guía.

III.1.1: PARAMENTOS DE LA GUIA.

En la fig.III.1, se muestra una guía de onda rectangular; a y b son el ancho y alto de la guía, respectivamente.

En el análisis de la guía de onda rectangular usada en la práctica, destacan tres valores que caracterizan cada guía de onda en particular: éstos son: la frecuencia de corte (f_c), la impedancia de la guía (Z_0) y la longitud de onda de la guía (λ_g).

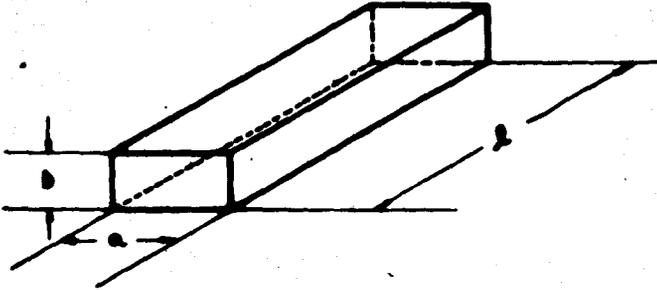


Figura III.1: Guía de onda rectangular.

En el análisis matemático para encontrar los valores anteriormente mencionados, podemos considerar tan sólo los dos planos o placas paralelas que transportan mediante reflexiones las ondas, sin que esto afecte el resultado final.

Si tenemos dos placas conductoras paralelas, a una distancia " a " una de la otra, como lo muestra la fig.III.2, las placas deben estar colocadas en puntos tales que la intensidad eléctrica en cada pared conductora sea cero, a fin de que no haya una perturbación en los patrones de onda que se forman entre la fuente o antena excitadora y las propias paredes de la guía. Entonces, las placas deben estar a un número entero de medias longitudes de onda; lo que se expresa matemáticamente así:

$$a = \frac{n\lambda_n}{2} ; \text{ donde: } a = \text{ distancia entre paredes.}$$

λ_n = longitud de onda en dirección normal a las paredes conductoras.

n = número entero de medias longitudes de onda.

Si nos auxiliamos de la fig.III.3, podremos comprobar fácilmente que:

$$\lambda_n = \frac{\lambda}{\cos \phi} ; \text{ además: } \lambda_p = \frac{\lambda}{\sin \phi}$$

donde: λ_p = longitud de onda en dirección paralela a las placas conductoras.

λ = longitud de onda en el espacio libre, que corresponde a la frecuencia de trabajo.

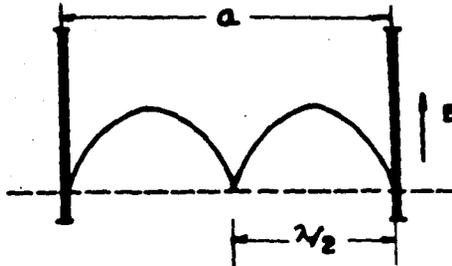


Figura III.2: Placas paralelas conductoras.

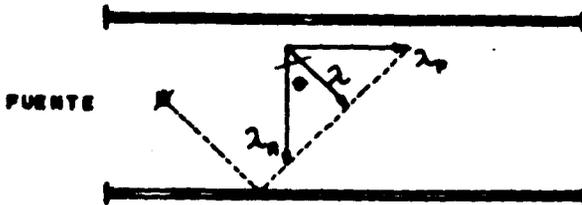


Figura III.3: Ilustración de las diferentes longitudes de onda que se forman en una guía de onda rectangular.

De las expresiones anteriores obtenemos:

$$a = \frac{m \lambda}{2 \cos \theta} \quad ; \quad \text{por lo que:} \quad \cos \theta = \frac{\lambda m}{2 a}$$

Sabiendo además que $\lambda_p = \lambda_g$; y que λ_g es la longitud de la onda que viaja propagándose a través de la guía, tenemos:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2}} \quad \dots\dots\dots(III.1)$$

La longitud de onda de corte (λ_c), será el valor de λ para el cual λ_g se hace infinito, es decir, el valor de λ para el cual el denominador de la ec. (III.1), se hace cero. Como sabemos: $f\lambda = c$ (c = velocidad de la luz), entonces si $\lambda = \infty$, $f = 0$; lo que significa que la onda no avanza. El valor para el cual $\lambda = \lambda_c$, lo encontramos resolviendo:

$$1 - (m \lambda_c / 2a)^2 = 0 \text{ ; por lo que: } \lambda_c = 2a/m \dots\dots (III.2)$$

Finalmente, bajo las condiciones anteriores, la frecuencia de corte será:

$$f_c = c/\lambda_c = c/(2a/m) \text{ ; y queda: } f_c = cm/2a \dots\dots (III.3)$$

El valor más grande que puede tomar λ_c es de $2a$, cuando $m = 1$. Entonces, podemos concluir que una onda electromagnética es capaz de propagarse dentro de una guía de onda rectangular, - si su longitud de onda es un poco menor que el doble de la distancia de separación entre las placas paralelas.

De la ec. (III.2), concluimos que la frecuencia de corte de la guía es función del ancho de ésta, por lo que se han estandarizado las dimensiones de la guía, según el rango de frecuencias de trabajo. En la tabla III.1 se muestran las dimensiones standard de las guías, según la frecuencia de uso.

TABLA III.1
GUIAS DE ONDA RECTANGULARES

RANGO DE FRECUENCIAS DE USO EN Ghs.	DIMENSIONES		DIMENSIONES	
	EXTERIORES mm		INTERIORES mm	
1.12 - 1.70	169.0 por	86.6	167.0 por	84.6
1.70 - 2.60	113.0 por	58.7	111.0 por	56.7
2.60 - 3.95	76.0 por	38.1	74.0 por	36.1
3.95 - 5.85	51.0 por	25.4	49.4 por	23.8
5.85 - 8.20	38.1 por	19.1	36.4 por	17.5
8.20 - 12.20	24.5 por	11.8	22.9 por	10.2
12.40 - 18.00	17.8 por	9.9	16.8 por	8.9
18.00 - 26.50	12.7 por	6.4	11.7 por	5.4
26.50 - 40.00	9.1 por	5.6	8.1 por	4.6
40.00 - 60.00	6.8 por	4.4	5.8 por	3.4
60.00 - 90.00	5.1 por	3.6	4.1 por	2.6

Nota: Tomado de la página 339 del libro Electronic Communication Systems, de George Kennedy.

Antes de definir la impedancia característica de la guía de onda, es bueno introducir el concepto de "modo de transmisión", ya que ésta variará de acuerdo al modo en el cual se desarrolla la propagación.

En la práctica, se ha encontrado que hay muchas configuraciones de campo electromagnético en las que las ondas pueden viajar. En general, se utiliza la notación americana, que nació el año de 1955 bajo el nombre de estándares IRE (International Radiofrequency Electronics), que denota a los modos de transmisión en guías de onda rectangular, como: TE_{mn} , en el caso de ser transversal eléctrica (cuando la componente de campo eléctrico a lo largo de la dirección de propagación es cero), o, modo transversal magnético TM_{mn} (cuando la componente de campo magnético a lo largo de la dirección de propagación es cero). Los enteros m, n denotan el número de medias longitudes de onda entre cada par de paredes. El entero m se mide a lo largo del eje X ; n en la dirección Y , de acuerdo con la fig.III.4, que muestra el modo de transmisión TE_{10} , que es cuando sólo tenemos una media longitud de onda en dirección de X .

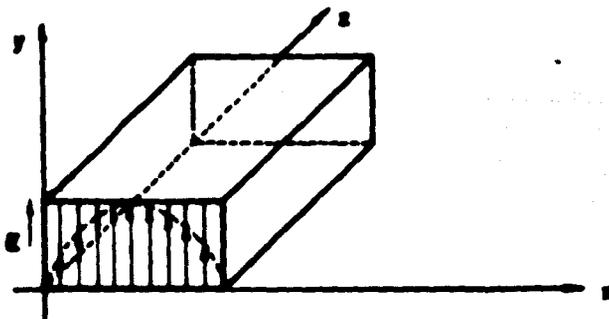


Figura III.4: Modo de propagación TE_{10} en una guía de onda rectangular.

Debido a que en forma general el modo de transmisión TE_{10} es el más sencillo de todos, es el que nosotros usaremos.

Para el modo de propagación TE_{10} , la impedancia característica de la guía de onda se expresa así:

$$Z_0 = \frac{Z}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \dots\dots\dots (III.4)$$

Donde: Z_0 = impedancia característica de la guía de onda.

Z = impedancia característica del espacio libre = $120\pi \cdot 377 \Omega$.

En la ec.(III.4) podemos ver, que la impedancia característica de la guía de onda aumenta cuando la longitud de onda de la frecuencia de operación se acerca al valor de la longitud de onda de corte.

III.2: OBSTACULOS EN UNA GUIA DE ONDA.

Los obstáculos que pueden presentarse dentro de una guía de onda, son muy variados en cuanto a forma, posición, dimensiones y materiales. Lógicamente, la impedancia presentada al sistema variará según el obstáculo de que se trate. Algunos ejemplos de obstáculos se presentan en la fig.III.5.

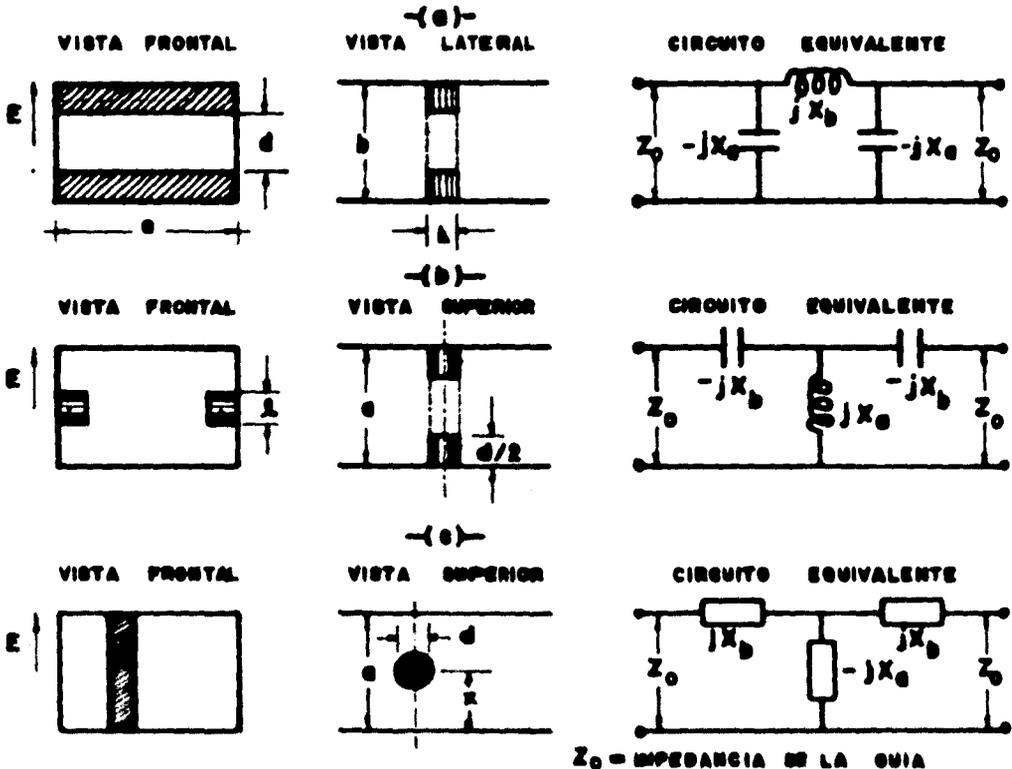


Figura III.5: (a) Ventana formada por dos obstáculos.
 (b) Ventana simétrica.
 (c) Poste Dieléctrico.

Normalmente, los obstáculos dentro de la guía son del mismo material que ésta, aunque también se pueden tener de otros materiales (fig.III.5 (c)).

Como se aprecia en la fig.III.5, podemos tener obstáculos -capacitivos (a) ó inductivos (b). El poste dieléctrico (c) puede caer en cualquiera de los dos casos anteriores, según sean sus dimensiones, posición, etc.

Los valores de cada reactancia se pueden determinar analíticamente o experimentalmente, ya que en la práctica se ha encontrado - que por cualquiera de estos dos métodos se llegan a resultados - idénticos. Nosotros leemos en una gráfica los valores correspondientes a cada reactancia, según el obstáculo de que se trate, - evitándonos así cálculos complicados.

Para el diseño del oscilador necesitamos conocer las impedancias que presentarán:

- El poste que sujetará al diodo en el montaje.
- Un poste de profundidad variable, que utilizaremos para sintonizar la frecuencia deseada.

III.2.1 IMPEDANCIA DE UN POSTE SOLIDO.

Consideraremos un poste de sección circular, localizado simétricamente y alineado paralelamente al campo eléctrico, fig.III.6.

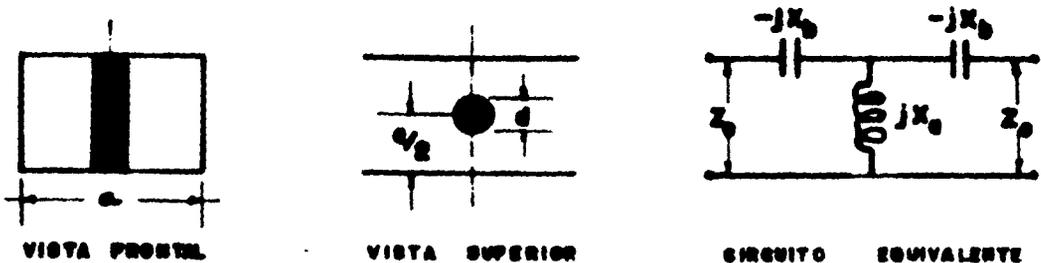


Figura III.6: Circuito equivalente de un poste sólido de - sección circular.

Los valores de X_a y X_b se pueden obtener de la fig.III.7, - según el diámetro del poste, la frecuencia de trabajo ($\lambda = c/f$), el ancho y los parámetros de la guía (a , Z_0 , λ_g).

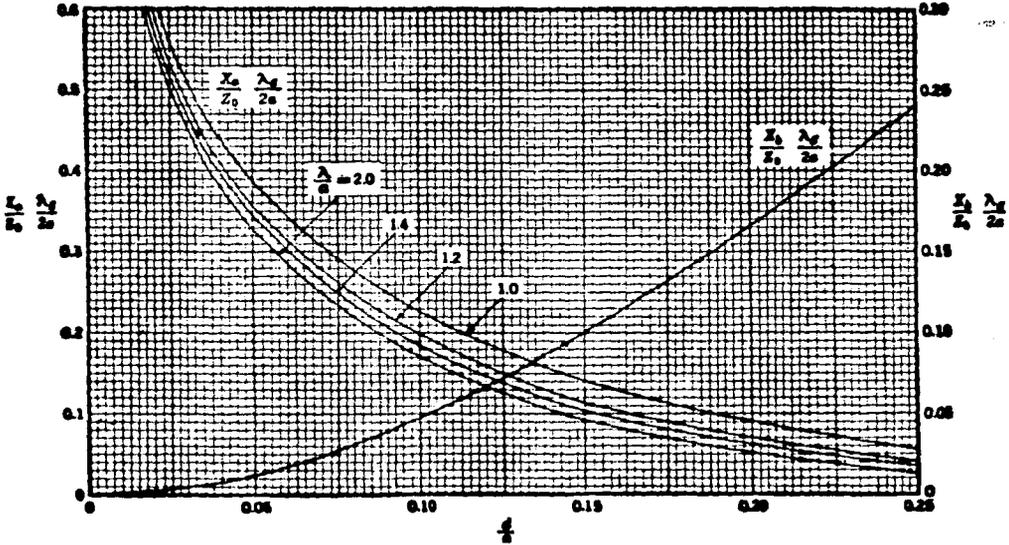


Figura III.7: Párametros del circuito equivalente de un poste centrado en guía de onda rectangular.

III.2.2.: IMPEDANCIA DE UN POSTE DE PROFUNDIDAD VARIABLE.

En este caso, consideraremos un poste de profundidad variable, metálico, cilíndrico, centrado simétricamente y con eje paralelo al modo dominante del campo eléctrico, fig.III.8 .

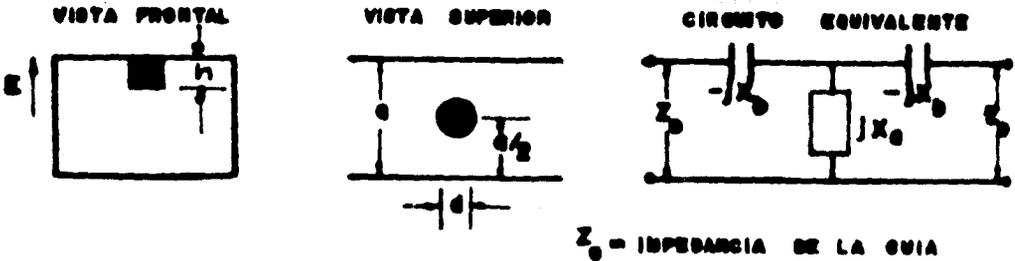


Figura III.8: Circuito equivalente de un poste de profundidad variable y de sección circular.

TABLA III.2

PARAMETROS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN
POSTE DE PROFUNDIDAD VARIABLE.d = 1/16 in. ; $\lambda = 3.4$ cm ; $\lambda_g = 2.000$ in.

h/b (in.)	0.249	0.497	0.746	0.871	0.921	0.934	0.993	1.000
X_b/Z_0	-0.005	0.010	0.014	0.017	0.018	0.018	0.020	0.020
X_a/Z_0	-6.481	-1.015	-0.894	-0.035	-0.016	0.031	0.151	0.241

d = 1/16 in. ; $\lambda = 3.2$ cm ; $\lambda_g = 1.763$ in.

h/b (in.)	0.254	0.505	0.756	0.829	0.943	0.961	1.000	
X_b/Z_0	0.006	0.011	0.017	0.019	0.021	0.022	0.023	
X_a/Z_0	-6.204	-0.906	-0.122	-0.028	0.083	0.112	0.277	

d = 1/16 in. ; $\lambda = 3.0$ cm ; $\lambda_g = 1.561$ in.

h/b (in.)	0.246	0.504	0.629	0.755	0.784	0.845	0.898	1.000
X_b/Z_0	0.005	0.013	0.016	0.019	0.019	0.021	0.022	0.025
X_a/Z_0	-6.384	-0.763	-0.277	-0.053	-0.017	0.047	0.088	0.341

d = 1/8 in. ; $\lambda = 3.4$ cm ; $\lambda_g = 2.001$ in.

h/b (in.)	0.258	0.507	0.758	0.882	0.970	1.000		
X_b/Z_0	0.016	0.035	0.054	0.065	0.073	0.076		
X_a/Z_0	-3.179	-0.606	-0.147	-0.052	0.028	0.107		

d = 1/8 in. ; $\lambda = 3.2$ cm ; $\lambda_g = 1.764$ in.

h/b (in.)	0.251	0.501	0.759	0.834	0.882	0.965	1.000	
X_b/Z_0	0.017	0.038	0.061	0.068	0.073	0.081	0.085	
X_a/Z_0	-3.370	-0.591	-0.129	-0.058	-0.020	0.040	0.126	

d = 1/8 in. ; $\lambda = 3.0$ cm ; $\lambda_g = 1.561$ in.

h/b (in.)	0.240	0.488	0.745	0.818	0.923	1.000		
X_b/Z_0	0.019	0.044	0.069	0.077	0.086	0.098		
X_a/Z_0	-3.333	-0.596	-0.109	-0.050	0.027	0.147		

d = 1/4 in. ; $\lambda = 3.4$ cm ; $\lambda_g = 2.000$ in.

h/b (in.)	0.252	0.499	0.760	0.925	1.000			
X_b/Z_0	0.047	0.101	0.174	0.227	0.256			
X_a/Z_0	-1.775	-0.468	-0.166	-0.053	0.026			

d = 1/4 in. ; $\lambda = 3.2$ cm ; $\lambda_g = 1.761$ in.

h/b (in.)	0.262	0.505	0.755	0.880	0.924	1.000		
X_b/Z_0	0.052	0.111	0.191	0.240	0.267	0.291		
X_a/Z_0	-1.717	-0.477	-0.182	-0.088	-0.038	0.033		

(CONTINUA)

TABLA III.2
(CONTINUA)

$d = 1/4$ in. ; $\lambda = 3.0$ cm ; $\lambda_g = 1.561$ in.

a/b (in.)	0.250	0.502	0.750	0.880	0.940	1.000
Z_b/Z_0	0.056	0.121	0.211	0.270	0.300	0.335
X_a/Z_0	-1.859	-0.494	-0.179	-0.085	-0.040	0.023

Los parámetros del circuito equivalente pueden obtenerse de la tabla III.2 a partir del diámetro del poste (d), la frecuencia de trabajo y los parámetros de la guía (Z_0). Las reactancias se midieron en una guía rectangular de dimensiones: $a = 0.9$ in. ; $b = 0.4$ in. ; que son las dimensiones estandar para una guía de onda que trabaja en banda X (ver tabla III.1). Los datos medidos están en función de la profundidad de penetración (h), para postes con una base plana.

En la fig. III.8 y la tabla III.2, observamos que el tornillo de sintonización puede representar una impedancia capacitiva ó inductiva, según el valor de X_a . Esto representa una ventaja para nosotros, ya que tan sólo con variar la profundidad de penetración podremos trabajar arriba o abajo de la frecuencia natural de oscilación del sistema, como se dijo en el punto II.3.3.

III.3: CAVIDADES RESONANTES.

El fenómeno de resonancia es común en el análisis convencional de circuitos eléctricos. Su más frecuente aplicación se encuentra en el diseño de circuitos que amplifican o transmiten selectivamente una sola frecuencia, o banda de frecuencias. Este fenómeno se presenta también en los sistemas de comunicación por microondas, es decir, que la energía de las señales de radiofrecuencia puede ser almacenada en circuitos resonantes constituidos por elementos capacitivos ó inductivos. La energía almacenada es máxima cuando la radiofrecuencia es igual a la frecuencia de resonancia del circuito. La energía eléctrica se almacena en la capacitancia y la magnética en la inductancia, oscilando entre la capacitancia y la inductancia a la frecuencia de resonancia.

En nuestro caso, la cavidad resonante la formará una guía de onda rectangular, cortocircuitada en uno de sus extremos, por lo que se formarán ondas estacionarias en el resonador, pudiendo llegar a oscilaciones si éste es convenientemente excitado.

Para poder determinar con exactitud el comportamiento de la cavidad, será conveniente obtener el valor que tienen el resistor, inductor y capacitor intrínsecos a la cavidad en su circuito equivalente.

III.3.1: DESARROLLO DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA CAVIDAD - RESONANTE.

Existen muchos dispositivos como las guías de onda, cavidades resonantes, antenas, etc., que pueden ser tratados mediante sus circuitos equivalentes, tal que nos permitan interpretar su comportamiento y obtener los mejores resultados en su aplicación.

Para el desarrollo del circuito equivalente de la cavidad, nos auxiliaremos de las ecuaciones establecidas para los campos de un conductor coaxial. Esta aproximación es válida si consideramos a la cavidad de la forma que se muestra en la fig.III.9.

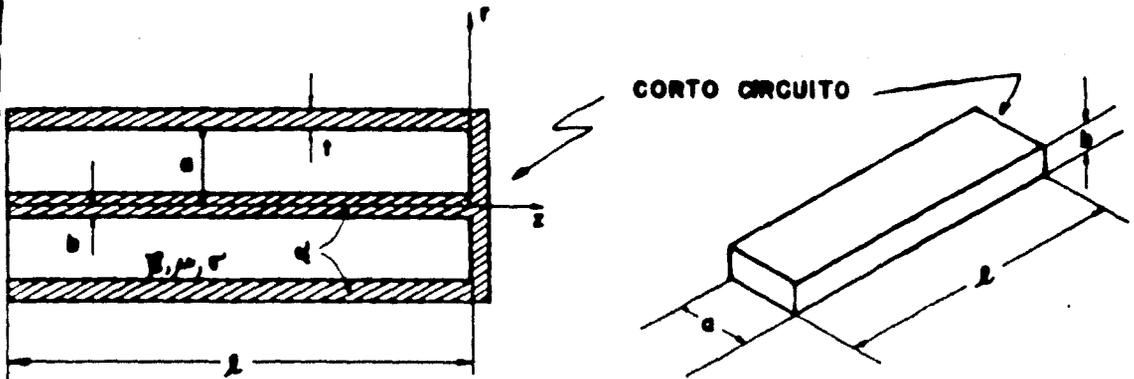


Figura III.9: Desarrollo coaxial de una cavidad resonante.

Es importante considerar que se trata de un circuito distribuido, esto es, un circuito que tiene sus dimensiones comparables o proporcionales a una longitud de onda de la señal a transmitir, con sus propiedades inductiva, capacitiva y resistiva distribuidas por unidad de longitud.

Con la aproximación mencionada, nos será imposible determinar un circuito equivalente exacto, pero para nuestros fines es suficientemente buena.

Considerando la cavidad coaxial de la fig. III.9, tomaremos a t , a y b , como menores a una longitud de onda, λ puede ser cualquier longitud. Se deben conocer las constantes del dieléctrico y del conductor, con esto podremos calcular R , G , L y C para la cavidad coaxial, además de la constante de propagación (γ) y la impedancia característica de la cavidad Z_0 .

No es muy difícil determinar la impedancia de entrada de una línea de transmisión con pérdidas; determinando entonces la impedancia de entrada de la línea (aproximación a la cavidad) terminada en una carga de baja impedancia, que en nuestro caso es la placa de corto circuito.

Una vez que obtengamos la impedancia de entrada, podremos determinar la forma de un circuito equivalente que provea la misma impedancia de entrada en un rango de frecuencias cerca de la frecuencia de resonancia.

Trataremos un procedimiento general que ilustre los principios involucrados en la determinación de un circuito equivalente para cualquier cavidad de microondas cerca de la resonancia. Empezaremos encontrando los campos que existen en una cavidad sin pérdidas, evaluando éstos en las fronteras del conductor. Como las cavidades son generalmente de bajas pérdidas, el resultado de este análisis será una aproximación bastante buena para nuestros fines.

Para una línea coaxial sin pérdidas terminada en corto circuito en $z = 0$, ver fig. III.9, el fasor de voltaje en cualquier punto a lo largo de la línea, es la suma de la onda incidente y la onda reflejada:

$$V_S = V_0 \exp(-\gamma z) - V_0 \exp(\gamma z) \dots\dots\dots (III.5)$$

la constante de propagación $\gamma = \alpha + \beta j$; donde α es la constante de atenuación que en nuestro caso es cero (ya que se trata de el análisis para la cavidad sin pérdidas) y β es la constante de fase.

Entonces la ec.(III.4) queda:

$$V_S = V_0 \exp(-j\beta z) - V_0 \exp(j\beta z) \dots\dots\dots(III.6)$$

como sabemos: $\sin \theta = (\exp(j\theta) - \exp(-j\theta)) / 2j$; por lo que la ec. (III.5) queda:

$$V_S = -2j V_0 \sin \beta z \dots\dots\dots(III.7)$$

Por otra parte la corriente es:

$$I_S = \frac{V_0}{Z_0} \exp(-j\beta z) + \frac{V_0}{Z_0} \exp(j\beta z)$$

además: $\cos \theta = (\exp(j\theta) + \exp(-j\theta)) / 2$; por lo que la corriente queda:

$$I_S = \frac{2V_0}{Z_0} \cos \beta z \dots\dots\dots(III.8)$$

donde: $\beta = \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \dots\dots\dots(III.9)$

y: $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\mu \epsilon} \ln(a/b) \dots\dots\dots(III.10)$

Para un cable coaxial, se tiene que el campo magnético se relaciona con la corriente así:

$$H_{\phi S} = \frac{I_S}{2\pi r} \dots\dots\dots(III.11)$$

y por la ec.(III.7)

$$H_{\phi S} = V_0 \cos \beta z / Z_0 \pi r \dots\dots\dots(III.11')$$

La relación de la intensidad de campo eléctrico al voltaje entre conductores de una línea coaxial es:

$$E_{rs} = \frac{V_S}{r \ln(a/b)} = \frac{-2j V_0 \sin \beta z}{r \ln(a/b)} \dots\dots\dots(III.12)$$

Obviamente, los subíndices r , ϕ , nos indican que trabajamos en coordenadas cilíndricas (r , ϕ , z), por tanto, también son normales los campos eléctrico y magnético de la línea coaxial.

Dado que aproximamos a una línea coaxial, podemos decir que el voltaje en el conductor saliente es cero, mientras que en el entrante es V_g .

Las ecuaciones (III.11) y (III.12) nos dan los campos interiores magnético y eléctrico, respectivamente, para la cavidad sin pérdidas.

Es importante recordar que las pérdidas de potencia en la cavidad se dan en diferentes formas, principalmente en:

- a) El dieléctrico imperfecto que la llena.
- b) Las placas conductoras paralelas.

Se debe considerar que las pérdidas de potencia en el dieléctrico son mucho mayores que en las paredes; que es lo que realmente sucede en el caso de que la cavidad esté llena con algún dieléctrico imperfecto. La pérdida en el dieléctrico se determina integrando la densidad de potencia óhmica a través de la cavidad. Empezaremos encontrando la densidad de corriente de conducción; como es lógico, esta densidad de corriente está dirigida en el mismo sentido que el campo eléctrico.

$J_{r\phi} = \sigma E_{r\phi} = \frac{-2j\sigma V_0 \sin\beta z}{r \ln(a/b)}$; que se obtiene a partir de la ec.

(III.12) . Entonces el valor instantáneo de esta corriente será:

$$J_r = \frac{2\sigma V_0 \sin\beta z \sin\omega t}{r \ln(a/b)} \dots\dots\dots(III.13)$$

La potencia total disipada en el dieléctrico se encontrará integrando en el volumen.

$$P_d = \int_{vol} (1/\sigma) J_r^2 dv \quad ; \text{ es conveniente recordar -}$$

que el inverso de la conductividad ($1/\sigma$) es la resistencia que ofrece el material, de donde se deduce que la expresión anterior

tiene unidades de potencia. Desarrollando la integral:

$$P_d = \int_0^a \int_0^{2\pi} \int_0^b \frac{4V_0^2 \sin^2 \rho z \sin^2 \omega t}{r^2 [\ln(a/b)]^2} r dr d\phi dz$$

Evaluando la integral:

$$P_d = \frac{4\pi r V_0^2}{\ln(a/b)} \left(1 - \frac{\sin 2\rho l}{2\rho}\right) \sin^2 \omega t \dots \dots \dots (III.14)$$

y las pérdidas de potencia promedio serán:

$$P_{d\text{prom}} = \frac{2\pi r V_0^2}{\ln(a/b)} \left(1 - \frac{\sin 2\rho l}{2\rho}\right) \dots \dots \dots (III.15)$$

Dado que conocemos bien la distribución de onda estacionaria a partir del corto circuito, donde en $l = \lambda_g/4$ tenemos la máxima densidad de campo eléctrico; en $l = \lambda_g/2$ tenemos cero intensidad de campo para cavidades con conductores perfectos, tomaremos a $\lambda_g/2$ como longitud "l" de nuestra cavidad.

Como λ_g varía según la frecuencia de trabajo, para el diseño de la cavidad tomaremos 10 Ghs. como frecuencia de operación, ya que ésta es una frecuencia promedio dentro de la banda X.

Para $f = 10$ Ghs., la longitud de onda en el espacio libre es $\lambda = 3$ cm, de la ec (III.4), tenemos:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - (3/4.56)^2}} = 3.97 \text{ cm}$$

por lo que $l = \lambda_g/2 = 3.97/2 = 1.985 \cong 2$ cm

El desarrollo anterior está hecho para la longitud de onda en el espacio libre (λ), tenemos que para $f = 10$ Ghs., $\lambda_g/2 = 2$ cm = $2\lambda/3$; por lo que tomaremos la longitud l de nuestra cavidad como dos tercios de la longitud de onda en el espacio libre ($l = 2\lambda/3$) (1).

Llamemos f_0 a la frecuencia de resonancia; λ_0 será la longitud de onda en resonancia, por lo que para las condiciones - - dadas:

$$l = \frac{2}{3} \lambda_0 = \frac{2}{3} \frac{c}{f_0}; \quad c = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$$

entonces:

$$l = \frac{2}{3} \frac{1}{f_0 \sqrt{\mu \epsilon}} \dots \dots \dots (III.16)$$

$$y: \quad \beta_0 = \frac{2\eta}{\lambda_0} = \frac{2\eta}{\frac{3}{2} l} = \frac{4\eta}{3l} \dots \dots \dots (III.17)$$

entonces, las pérdidas de potencia promedio en el dieléctrico a la frecuencia de resonancia serán, de acuerdo con (III.16) y -- (III.17):

$$P_{\text{aprom}} = \frac{1.09\eta V_0^2 l}{\ln(a/b)} \dots \dots \dots (III.18)$$

Como ya hemos visto, el circuito equivalente de una cavidad resonante es el que se muestra en la fig. III.10.

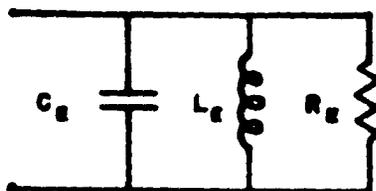


Figura III.10: Circuito equivalente paralelo de una cavidad resonante.

En resonancia, únicamente se presentan las pérdidas de potencia en las paredes y dieléctrico de la cavidad, de modo que podemos utilizar los resultados de las ecs. (III.7) y (III.18) - para obtener el valor de R_g .

(1) Se tomaron las dimensiones estandar de una guía de onda para banda X; $a = 22.9$ mm, $b = 10.2$ mm (ver tabla III.1).

De (III.7) en $z = -j$ tenemos:

$$V_{in} = -2 V_0 \operatorname{sen} \beta l \operatorname{sen} \omega t$$

como $\beta l = \frac{4\pi}{3}$; por lo que: $V_{in} = \sqrt{3} V_0 \operatorname{sen} \omega t \dots$
(III.19).

Como la amplitud pico es $\sqrt{3} V_0$, la pérdida promedio de potencia será:

$$P_{dprom} = \frac{V_{0in}^2}{2 R_E} \frac{(\sqrt{3} V_0)^2}{2 R_E} = \frac{3 V_0^2}{2 R_E} \dots \dots \dots (III.20)$$

Igualando (III.18) y (III.20); y despejando R_E tenemos:

$$R_E = \frac{0.833 \ln(a/b)}{\pi \sigma l} \dots \dots \dots (III.21)$$

Para encontrar las expresiones apropiadas del capacitor (C_E) y el inductor (L_E) del circuito equivalente, debemos establecer el valor que tiene la energía almacenada en la cavidad, cuando ésta se encuentra en resonancia. Por un lado tenemos la energía en un circuito resonante paralelo RLC; por el otro, la energía en la cavidad, la relación entre ambos la obtendremos a partir de un parámetro que nos relacione la energía almacenada en ambos casos, el factor de calidad " Q ". Se tiene un factor " Q " para la cavidad resonante y un factor " Q " para el circuito paralelo RLC, ambos en función de los términos que almacenan energía. Igualando las expresiones de ambos factores, podremos establecer las ecuaciones que representan el valor de C_E y L_E . Procederemos ahora a encontrar el valor " Q " de la cavidad.

Se define como factor Q de una cavidad a:

$$Q = \omega \frac{\text{energía almacenada en la cavidad}}{\text{pérdida promedio de potencia en la cavidad (por ciclo)}} \quad (III.22)$$

La energía almacenada en la cavidad es la suma de las energías almacenadas en los campos eléctrico y magnético. Se puede demostrar que la energía total es la misma que la máxima almace-

nada en los campos eléctrico o magnético. Esto es, que la energía almacenada es constante. Cuando la energía magnética es cero, la energía en el campo eléctrico es máxima y viceversa.

Nosotros trabajaremos seleccionando el máximo valor del campo magnético.

Partimos de la ec. (III.11').

$$H_{\phi \max} = \frac{V_0 \cos \beta z}{9r Z_0}$$

para encontrar la energía máxima integraremos en el volumen:

$$W_{H \max} = \int_{\text{VOL}} \frac{1}{2} \mu H_{\phi \max}^2 dV$$

$$W_{H \max} = \frac{\mu V_0^2}{2 9^2 Z_0^2} \int_{-l}^0 \int_0^{2\pi} \int_b^a \frac{1}{r^2} \cos^2 \beta z r dr d\phi dz$$

$$W_{H \max} = \frac{\mu V_0^2 \ln(a/b)}{2 9^2 Z_0^2} \left(1 + \frac{\sin 2\beta l}{2\beta l} \right)$$

y substituyendo el valor de β_0 de la ec. (III.17):

$$W_{H \max} = \frac{1.1 \mu V_0^2 l \ln(a/b)}{2 9^2 Z_0^2} \dots \dots \dots \text{(III.23)}$$

donde $W_{H \max}$ es la energía máxima almacenada en la cavidad, cuando ésta se encuentra en resonancia.

De las ecs. (III.18), que representa las pérdidas promedio de potencia: (III.22), definición de factor Q y (III.23), tenemos que:

$$Q_{\text{ocav}} = \omega_0 \frac{1.1 \mu V_0^2 \ln^2(a/b) l}{(1.8) 2 9^2 \sigma V_0^2 Z_0^2}$$

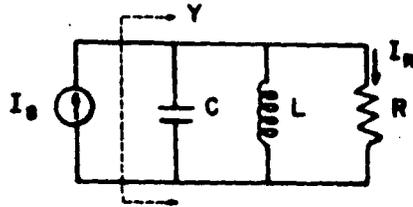
$$Q_{\text{ocav}} = \omega_0 \frac{0.306 \mu \ln^2(a/b)}{9^2 \sigma Z_0^2} \dots \dots \dots \text{(III.24)}$$

La ec.(III.24) nos da el valor del factor Q de la cavidad en resonancia.

Ahora procederemos a encontrar el factor Q para un circuito resonante paralelo RIC; para lo cual nos auxiliaremos de la siguiente configuración, donde:

$$i_R(t) = \text{Re} (I_R \exp(j\omega t))$$

$$i_S(t) = \text{Re} (I_S \exp(j\omega t))$$



Si definimos la función de transferencia del circuito como la razón del fasor de corriente de salida a el fasor de corriente de entrada y evaluamos en términos de la frecuencia, tendremos:

$$H(j\omega) = \frac{I_R}{I_S} ; \text{ pero: } I_R = \frac{V_R}{R} = V_R G$$

sustituyendo:

$$H(j\omega) = \frac{V_R G}{I_S} = G Z(j\omega) = \frac{Z(j\omega)}{R}$$

para obtener la impedancia, primero obtenemos la admitancia y después sacamos el inverso a ésta:

$$Y(j\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} ; Z(j\omega) = \frac{1}{Y(j\omega)}$$

$$Z(j\omega) = \frac{1}{G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} ; \text{ esto en } H(j\omega):$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + jR(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \dots\dots\dots (III.25)$$

Para circuitos eléctricos, Q se define en forma convencional como:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} ; \text{ donde } \omega_0 = 2\pi \cdot \text{frecuencia de resonancia}$$

$\Delta\omega$: representa el intervalo de frecuencias en el que la energía tiene un valor mayor o igual a la mitad de su valor máximo (fig. - III.11) .

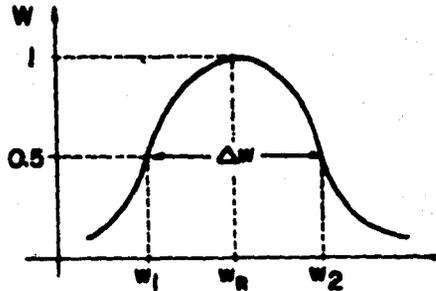


Figura III.11: Energía del circuito resonante paralelo RLC.

Para encontrar los valores de resonancia, hay que igualar la parte imaginaria de la función de transferencia a cero; de la ec. (III.25) tenemos:

$$R\omega C - \frac{R}{\omega L} = 0 ; \text{ por lo que: } \omega RC = \frac{R}{\omega L}$$

entonces:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \dots\dots\dots (III.26)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (III.26')$$

quedando el factor Q del circuito así:

$$Q_{\text{circ}} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} \dots\dots\dots (III.27)$$

Como habíamos dicho $Q_{\text{circ}} = Q_{\text{cav}}$, por lo que:

$$\omega_0 C_E R_E = \omega_0 \frac{0.506 \mu \ln^2(a/b)}{\gamma^2 \sigma Z_0^2}$$

despejando C_E y por (III.24):

$$C_E = \frac{1.475 \pi \mu l}{\ln(a/b)} \dots\dots\dots (III.28)$$

Conociendo la capacitancia podemos conocer la inductancia por dos diferentes caminos:

$$\omega_C^2 = \frac{1}{L_E C_E} ; \text{ o bien de la ec. (III.27):}$$

$$C = \frac{R_E}{\omega_0^2 L_E} = \frac{\omega_0 \mu \ln^2(a/b)}{q^2 q' Z_0^2}$$

por cualquiera de los dos caminos, y haciendo reducciones:

$$L_E = \frac{0.382 \mu \ln(a/b)}{q^2} \dots\dots\dots \text{(III.29)}$$

Con los resultados obtenidos a lo largo de este capítulo, estamos en condiciones de proceder a el diseño de nuestro oscilador.

CAPITULO IV.

DISEÑO.

A lo largo de este trabajo se han estudiado los fundamentos necesarios y suficientes para el diseño de un oscilador de hiperfrecuencias, tomando como elemento principal de oscilación al diodo Gunn.

En la primera parte de este capítulo procederemos a encontrar los valores de los parámetros de cada uno de los circuitos equivalentes de los elementos que integran nuestro oscilador. - Además, comprobaremos que el sistema oscile a una frecuencia -- dentro de la banda X (10 Ghs).

IV.1: DIODO GUNN

Como se vió en el punto II.4, el circuito equivalente del diodo Gunn es como se muestra en la fig.IV.1. Los valores de cada uno de los elementos del circuito los proporciona el fabricante.

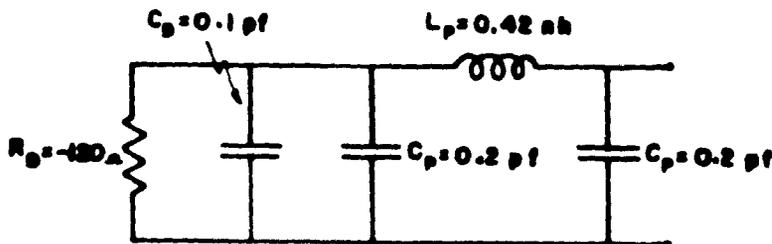


Figura IV.1: Circuito equivalente del diodo Gunn. Los valores de R_D y C_D son para un diodo con frecuencia de trabajo dentro de la banda X. Los valores L_P y C_P son para el encapsulado estilo 30.

En nuestro caso particular utilizaremos el diodo Gunn modelo MA49157, con encapsulado estilo 30 de la MICROWAVE ASSOCIATES

INC. de Burlington, Massachusetts, el cual puede trabajar a - - cualquier frecuencia dentro de la banda X. (Ver apéndice "A").

IV.1.1: POLARIZACION.

Un circuito de polarización típico para el diodo Gunn, es el que se muestra en la fig.IV.2.

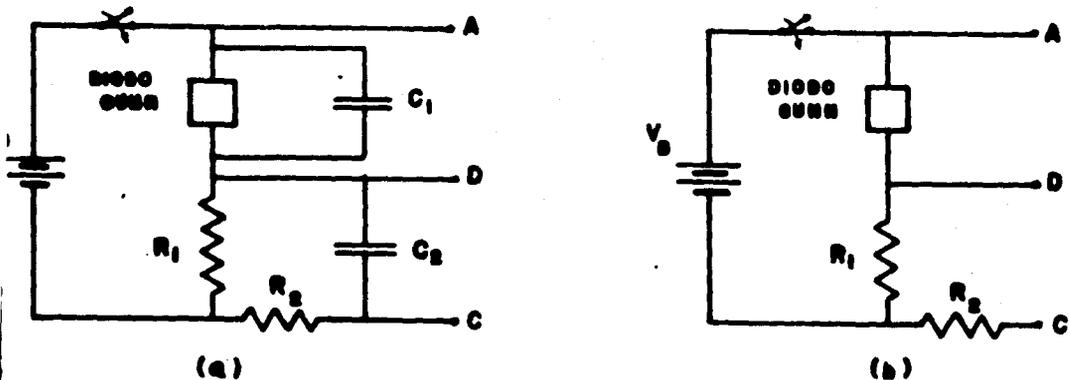


Figura IV.2. Circuito típico de polarización para un Diodo Gunn.

Donde C_1 es un capacitor de paso que tiene por objeto suprimir las armónicas que se produzcan al aplicar la fuente de polarización.

El conjunto R_2 , C_2 , forma un filtro que nos permitirá acoplar con un circuito externo, el cual puede ser un modulator. (1)

Para D.C. el circuito de polarización queda como se muestra en la figura IV.2b, por lo que R_1 tiene la función de proteger a el dispositivo contra variaciones de voltaje. Como la corriente que pasa por el diodo es la misma que pasa por R_1 , si existen variaciones en la fuente de polarización, estas se repartirán entre R_1 y el dispositivo.

(1) En el APÉNDICE B se propone un modulator completo para el oscilador Gunn.

Los valores de R_2 , C_1 y C_2 dependerán del circuito al cual se acoplen las terminales A, D y C. Para un modulador como el - mostrado en el apéndice "B", se recomiendan los valores de: $C_1 = 10 \text{ nF}$; $C_2 = 47 \mu\text{f}$ y $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$.

Para el cálculo de R_1 consideraremos los valores medios de voltaje y corriente con los que trabaja el diodo, checando después que la caída de voltaje en el dispositivo no sea ni menor ni mayor a su rango de voltaje de trabajo.

De la fig.IV.2(b), considerando que polarizamos con una -- fuente de 15 V tenemos:

$$V_B = V_D + V_R \dots\dots(a)$$

$$V_R = RI \dots\dots(b)$$

y para el diodo utilizado:

$$V_D = 10 \text{ volts} ; I = 0.375 \text{ amps.} ; V_B = 15 \text{ volts.}$$

por lo tanto de las ecuaciones (a) y (b) tenemos que:

$$R = (V_B - V_D)/I = (15 - 10)/0.375 = 13.33 \Omega.$$

tomando el valor de $R = 13 \Omega$, checando con la ec.(a):

$$\text{si } I = 0.3 \text{ amps} ; V_D = 15 - 13(0.3) = 11.1 \text{ volts.}$$

$$\text{si } I = 0.45 \text{ amps} ; V_D = 15 - 13(0.45) = 9.15 \text{ volts.}$$

como vemos, se comprueba que para este valor de resistencia, la caída de voltaje en el diodo, no excede su rango de voltaje de trabajo, para las corrientes máxima y mínima.

Por otra parte, la potencia máxima en la resistencia, será:

$$P_{R_{\max}} = R I_{\max}^2 = 13(0.45)^2 = 2.63 \text{ watts,}$$

por lo que nosotros tomaremos:

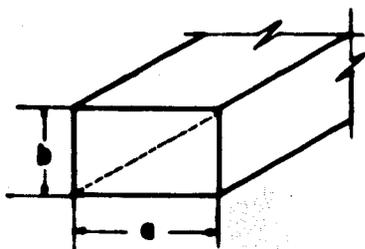
$$R_1 = 13 \Omega \text{ a } 3 \text{ watts.}$$

IV.2: CAVIDAD RESONANTE

En el punto I.4 vimos que se puede sintonizar la frecuencia de trabajo del sistema, mediante un tornillo y/o una pared de - corto circuito deslizable.

Obviamente la forma más sencilla es sintonizar valiéndose de un tornillo, y además es suficiente, por lo cual esta será - la forma de sintonización que adoptaremos. Profundizaremos un - poco más acerca de la sintonización, al final de este capítulo. Ahora, utilizando los resultados encontrados en el capítulo anterior, procederemos a encontrar el circuito equivalente de la - cavidad resonante que conformará nuestro oscilador.

De la tabla III.1, las dimensiones interiores de una guía de onda rectangular como la mostrada en la figura siguiente, - son: $a = 22.9$ mm ; $b = 10.2$ mm.



Además, como se dijo en el punto III.4.1, para 10 Ghs:

$$l = \lambda_g / 2 = 2\lambda / 3 = 2 \text{ cms.} = 0.02 \text{ m.}$$

Utilizaremos una guía de onda de Latón, conteniendo como - dieléctrico el aire, por lo que tenemos, que la permitividad -- magnética (μ) y la permeabilidad eléctrica (ϵ), son respectiva- mente:

$$\begin{aligned} \mu &= \mu_0 \mu_r ; \mu_r = 1 ; \mu = \mu_0 = 4\pi (10)^{-7} \text{ [h/m]} \\ \epsilon &= \epsilon_0 \epsilon_r ; \epsilon_r = 1 ; \epsilon = \epsilon_0 = 8.85 (10)^{-12} \text{ [f/m]} \end{aligned}$$

Por otra parte, por medio de tablas, encontramos que la con- ductividad del Latón es:

$$\sigma_{\text{Latón}} = \sigma_L = 6.17 (10)^7 \text{ [1/\Omega m]}$$

Sustituyendo los datos anteriores en las ecuaciones - - - (III.21), (III.28) y (III.29), tenemos::

$$R_g = \frac{0.833 \ln(a/b)}{\pi^2 \sigma L} = \frac{0.833 \ln(22.9/10.2)}{(3.1416)(6.17)(10)^7 (.02)} = 1.74 (10)^{-7}$$

$$R_g = 1.74 (10)^{-7} \Omega.$$

$$C_g = \frac{\pi^2 1.473 \epsilon L}{\ln(a/b)} = \frac{1.473 (3.1416)(8.85)(0.02)}{\ln(22.9/10.2)} = 1.013$$

$$C_g \approx 1.0 \text{ pf.}$$

$$L_g = \frac{0.382 \mu L \ln(a/b)}{\pi^3} = \frac{0.382 (1257)(0.02) \ln(22.9/10.2)}{(3.1416)^3} = 0.251$$

$$L_g \approx 0.25 \text{ mh.}$$

Como primera aproximación de la frecuencia a la que oscilará el sistema, tenemos la frecuencia de resonancia de la cavidad. De la ec.(III.26'):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6.2832 \sqrt{(0.25)(10)^{-9} (1)(10)^{-12}}} = 10.065 (10)^9$$

$$f_0 = 10.065 \text{ Ghs.}$$

Lo que comprueba los resultados obtenidos para los parámetros de la cavidad, ya que todo se ha calculado tomando como base $f_0 = 10 \text{ Ghs.}$

De acuerdo con lo anterior, el circuito equivalente de la cavidad queda como se muestra en la fig.IV.3:

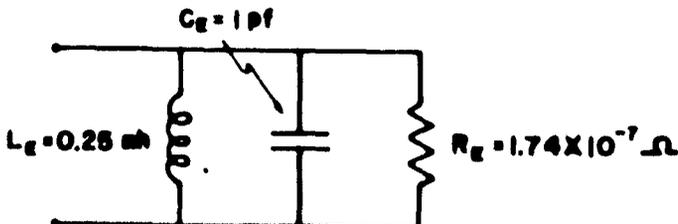


Figura IV.3: Circuito equivalente de la cavidad resonante, para una frecuencia de trabajo de 10 Ghs.

IV.3: POSTE FIJO

Las reactancias del circuito equivalente del poste (fig. - III.6), se pueden obtener del gráfico de la fig. III.7, en base a el diámetro del poste (d), el ancho (a) y los parámetros de la guía para la frecuencia de trabajo (Z_0, λ_g, λ).

Para sujetar el diodo utilizaremos un poste de diámetro -- $d = 4.5$ mm; por otra parte, sabemos que $a = 22.9$ mm, entonces para poder entrar en el gráfico, calculemos:

$$\frac{d}{a} = \frac{4.5}{22.9} = 0.1965 = 0.2$$

como $f = 10$ GHz, $\lambda = 3$ cms., por lo tanto:

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{3}{2.29} = 1.31$$

Así es que, de la gráfica, para $\lambda/a = 1.4$, tenemos:

$$\frac{X_a \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.06 \quad , \quad y \quad , \quad \frac{X_b \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.030$$

y, para $\lambda/a = 1.2$ se obtiene:

$$\frac{X_a \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.07 \quad , \quad y \quad , \quad \frac{X_b \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.035$$

por lo cual, interpolando para $\lambda/a = 1.31$, tenemos:

$$\frac{X_a \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.064 \quad , \quad y \quad , \quad \frac{X_b \lambda_g}{Z_0 2a} = 0.03225$$

Por otra parte, de la ecuación (III.2) y para el modo dominante TE_{10} ($m=1$), tenemos, que la longitud de onda de corte es:

$$\lambda_c = 2a/m = 2a = 2(22.9) = 45.8 \text{ mm.}$$

Aplicando este resultado a las ecuaciones (III.3) y (III.4), se llega a:

$$Z_0 = \frac{Z}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - (3/45.8)^2}} = 498.92$$

es decir, que:

$$Z_0 \approx 500 \ \Omega$$

también:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\gamma/2\omega)^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - (3/4.58)^2}} = 3.97 \text{ cm.}$$

$$\lambda_g \approx 4 \text{ cm.}$$

entonces, las reactancias serán:

$$X_a = \frac{0.064 (2\omega)(Z_0)}{\lambda_g} = \frac{(0.064)(4.58)(500)}{4} = 36.64$$

$$X_a = 36.64 \ \Omega$$

$$X_b = \frac{0.03225(2\omega)(Z_0)}{\lambda_g} = \frac{(0.03225)(4.58)(500)}{4} = 18.46$$

$$X_b = 18.46 \ \Omega$$

de la fig. III.8, se tiene que:

$$X_a = \omega L \dots\dots\dots (c)$$

$$X_b = 1/\omega C \dots\dots\dots (d)$$

sabemos que $\omega = 2\pi f$, y que $f = 10 \text{ GHz.}$, por lo que de (c) y (d) llegamos a:

$$L = \frac{X_a}{2\pi f} = \frac{36.64}{6.2832(10)^{10}} = 0.58 (10)^{-9}$$

$$L = 0.58 \ \mu\text{H.}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_b} = \frac{1}{6.2832(18.46)(10)^{10}} = 0.862 (10)^{-12}$$

$$C = 0.862 \ \text{pF.}$$

Con los valores de L y C encontrados, el circuito equivalente del poste queda como el de la fig.IV.4, a continuación:

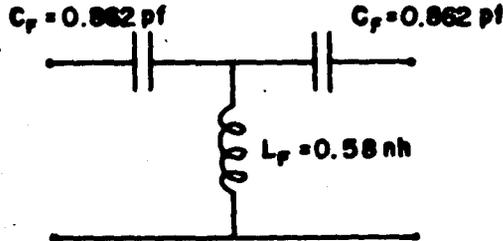


Figura IV.4: Circuito equivalente del poste fijo, para frecuencias de trabajo de 10 Ghs.

IV.4: MONTAJE

Hasta ahora hemos estudiado a cada uno de los elementos — que conforman nuestro oscilador por separado; para efectos del análisis del sistema, debemos conocer cuál es la forma que tiene el acoplamiento físico de los mismos, el cual se muestra en la fig.IV.5.

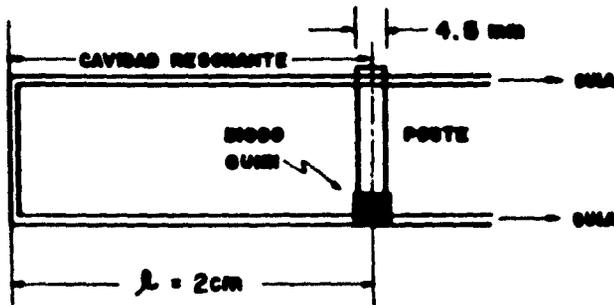


Figura IV.5: Acoplamiento físico de los elementos en el oscilador Gunn.

Conociendo la forma física del oscilador Gunn, y aplicando los circuitos equivalentes de diodo, cavidad y poste, de acuerdo con la fig.II.11, se obtiene el circuito equivalente total del oscilador Gunn, el cual está representado en la fig.IV.6.

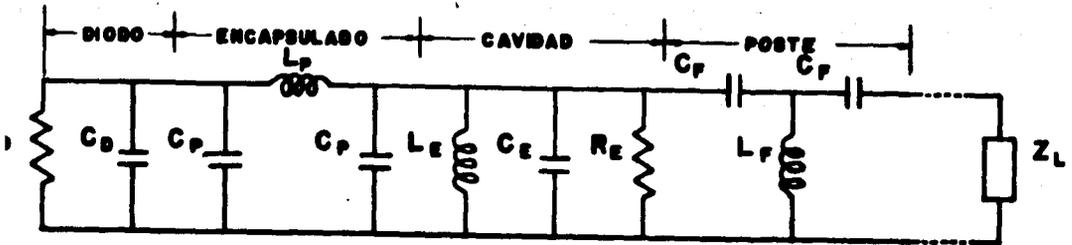
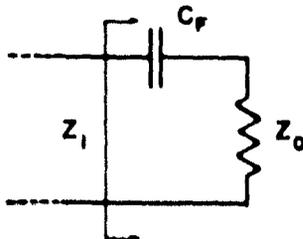


Figura IV.6: Circuito equivalente total del oscilador Gunn, donde Z_L es la impedancia de carga.

Como todos los elementos en cada uno de los circuitos equivalentes, han sido calculados para una frecuencia de trabajo de 10 Ghs, el paso siguiente será comprobar que la frecuencia de resonancia en el sistema acoplado, es ésta misma, é igualaremos la parte imaginaria a cero, ya que es en ese momento cuando el sistema se encuentra en resonancia.

Para el análisis es importante recordar que la resistencia negativa del diodo se comporta como una fuente de corriente, -- cuando éste se encuentra polarizado en voltajes arriba del de disparo. Además, se tomará la impedancia de carga Z_L como la impedancia de la guía de onda, ya que es el elemento con el que se conducen las ondas RF para su utilización.

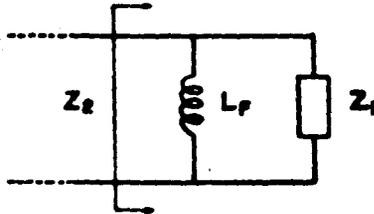
Obtengamos entonces la impedancia total del sistema, se -- tiene:



de ahí que:

$$Z_1 = Z_0 - \frac{j}{\omega C_F} = \frac{Z_0 \omega C_F - j}{\omega C_F}$$

reduciendo:



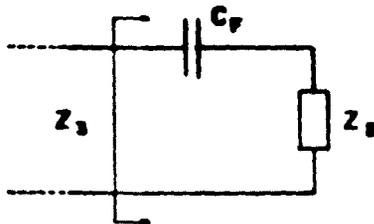
entonces la impedancia \$Z_2\$ resulta:

$$Z_2 = Z_1 \parallel j\omega L_F = \frac{Z_1 j \omega L_F}{Z_1 + j \omega L_F}$$

quedando:

$$Z_2 = \frac{\omega L_F + j Z_0 \omega^2 C_F L_F}{Z_0 \omega C_F + j(\omega^2 L_F C_F - 1)}$$

análogamente:



$$Z_3 = Z_2 - j/\omega C_F$$

$$Z_3 = \frac{\omega L_F + j Z_0 \omega^2 C_F L_F}{Z_0 \omega C_F + j(\omega^2 L_F C_F - 1)} - \frac{j}{\omega C_F}$$

$$Z_3 = \frac{(2 \omega^2 L_F C_F - 1) + j(Z_0 \omega^3 L_F C_F^2 - Z_0 \omega C_F)}{Z_0 \omega^2 C_F^2 + j(\omega^3 L_F C_F^2 - \omega C_F)}$$

De la misma forma que se encontraron Z_1 , Z_2 y Z_3 , se calculan las impedancias restantes, reduciendo el circuito y obteniendo las expresiones adecuadas para cada una de éstas. Dado que los cálculos se complican cada vez más, y que las ecuaciones se hacen muy grandes, nos limitaremos a dar la expresión para la impedancia equivalente total. El circuito reducido se muestra en la fig. IV.7:

$$Z_{ET} = \frac{K_1 \omega^6 + K_2 \omega^4 + K_3 \omega^2 + j (K_4 \omega^5 + K_5 \omega^3 + K_6 \omega)}{K_7 \omega^6 + K_8 \omega^4 + K_9 \omega^2 + K_{10} + j (K_{11} \omega^7 + K_{12} \omega^5 + K_{13} \omega^3 + K_{14} \omega)}$$

NOTA: los valores de cada una de las constantes ($K_1, K_2, K_3, \dots, K_{14}$) se pueden consultar en el apéndice "C".

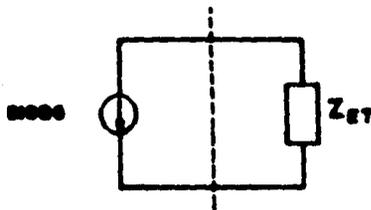


Figura IV.7: Circuito equivalente simplificado del oscilador Gunn, donde Z_{ET} es la impedancia equivalente total.

Ahora que ya tenemos una expresión para la impedancia total del sistema, el procedimiento para encontrar la frecuencia de resonancia del mismo, es el siguiente:

- a).- Obtener la parte imaginaria de Z_{ET} , es decir, $I_m \{ Z_{ET} \}$.
- b).- Hacer $I_m \{ Z_{ET} \} = 0$.
- c).- Encontrar el ó los valores reales de ω para que la condición anterior se cumpla.
- d).- Dividir los valores encontrados entre 2 \forall para encontrar las posibles frecuencias de resonancia.

De la ecuación IV.1, podemos ver que Z_{HT} es de la forma:

$$Z_{HT} = \frac{a + j b}{c + j d} =$$

multiplicando por el complejo conjugado del denominador:

$$Z_{HT} = \frac{ac + bd + j (bc - ad)}{c^2 + d^2}$$

de modo que cuando el circuito sea resonante se debe cumplir:

$$bc - ad = 0 \quad \dots(IV.2)$$

La ec.IV.2 es, como recordaremos, un polinomio en función de ω , y en última instancia en función de la frecuencia. Para conocer la frecuencia de resonancia del sistema, será entonces necesario conocer las posibles raíces de este polinomio, donde las frecuencias de resonancia probables serán las raíces reales de la ec. mencionada.

Como seguir manualmente el procedimiento descrito en el párrafo anterior es muy complicado, recurrimos a la computadora digital.

Se hizo un programa (1) que calcula la parte real, la parte imaginaria y el módulo de Z_{HT} para diferentes valores de frecuencias. Como la frecuencia de resonancia según todas las consideraciones teóricas, debe estar cercana a 10 Ghs, en el programa variamos la frecuencia desde 5 hasta 15 Ghs, lo que nos permite observar el comportamiento del sistema en un buen rango de frecuencias. El sistema se encontrará en resonancia cuando en los valores calculados para la parte imaginaria de Z_{HT} haya un cambio de signo, ya que esto nos indicará que justamente en ese momento la parte imaginaria pasó por cero.

Los resultados obtenidos con el programa se muestran en la tabla IV.1 y la fig. IV.7.

(1) El programa y sus resultados se encuentran en el apéndice "C".

TABLA IV.1

FRECUENCIA (Ghz)	PARTE REAL	PARTE IMAGINARIA	MODULO	RELACION PARTE IMAG.-MODULO (%)
5.0	7.644	1.104	7.723	1.11
6.0	5.327	1.263	5.475	2.70
7.0	0.711	1.147	1.349	47.29
8.0	-5.9199	0.744	5.966	0.7822
9.0	-13.486	0.240	13.488	0.0156
9.5	-17.158	0.031	17.158	0.0000
9.6	-17.861	-0.0035	17.861	0.0001
10.0	-20.531	-0.1171	20.531	0.0014
11.0	-25.968	-0.2161	25.969	0.0032
12.0	-29.462	-0.1257	29.462	0.0005
12.5	-30.543	-0.0277	30.543	0.0001
13.0	-31.254	0.0682	31.254	0.0000
14.0	-31.804	0.2514	31.805	0.0028
15.0	-31.547	0.3966	31.549	0.0076

De la tabla IV.1 se observa que la parte real se hace negativa entre 7 y 8 Ghz.⁽¹⁾, lo que significa que de esta frecuencia - en adelante, el sistema almacena energía, y puede oscilar si es convenientemente excitado.

También de la tabla, o de la fig. IV.7, vemos que existen dos posibles frecuencias de resonancia aproximadamente en 9,6 y 12,7 Ghz. La primera de ellas comprueba todos los cálculos y aproximaciones hechas durante el diseño (que fué hecho para 10 Ghz), ya que sólo se tiene un error del 4%, el cual es aceptable para nuestros fines.

Es importante hacer notar que a partir de aproximadamente 8 - Ghz, la parte imaginaria de Z_{ET} contribuye con menos de un 1 % - con respecto al módulo total; entonces podemos considerar que de -

(1) La tabla IV.1 sólo es una parte de los resultados con el programa. La tabla total se encuentra en el apéndice "C".

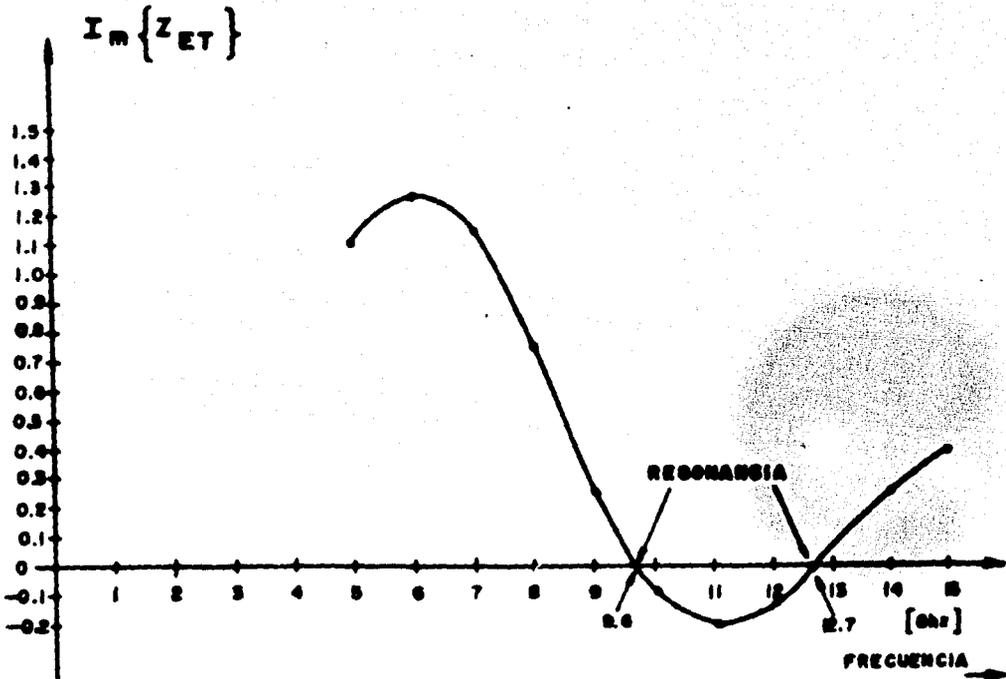


Figura IV.7: Frecuencias de resonancia natural del sistema.

8 GHz en adelante, el sistema se comporta puramente resistivo - (está en resonancia), por lo que el oscilador podrá ser manejado en una gran parte de la banda X, con una sintonización adecuada. Es necesario aclarar que lo anterior es una aproximación - teórica que se hace en base a los resultados obtenidos, ya que, - como se recordará, los valores de los elementos del circuito - - equivalente, están calculados para una frecuencia de 10 GHz. y - cambiarán según la frecuencia de trabajo.

IV.5 SINTONIZACION

Hemos dicho que podemos sintonizar la frecuencia deseada de - oscilación del sistema, mecánica ó eléctricamente. En el punto -- I.4 se habló de que, para un oscilador Gunn es suficiente con una sintonización mecánica, la cual puede lograrse mediante una pared

de corto circuito corrediza en la cavidad, y/o un tornillo de sintonización.

En nuestro caso particular sólo utilizaremos un tornillo -- por las siguientes razones:

a).- Mayor simpleza y facilidad de manejo.

b).- Cuando se utilizan paredes corredizas se presentan algunos problemas en la operación, ya que al mover ésta, puede llegar un momento en el cual las oscilaciones cesen, ya que al regresar la pared, las oscilaciones no necesariamente empezarán donde terminaron, por lo que el sistema se vuelve impredecible.

c).- Menor costo.

Para sintonizar la frecuencia deseada es necesario introducir el tornillo de sintonización en algún punto entre la pared de corto circuito y el poste, ya que con ese solo hecho podemos variar la impedancia total del sistema, y por consiguiente variar la frecuencia de oscilación. (Recuérdese que el tornillo de sintonización tiene un circuito equivalente que habrá de intercalarse en el circuito equivalente total). De esta forma, el siguiente paso es encontrar el punto donde debemos insertar el tornillo de sintonización; para esto analicemos brevemente qué es lo que sucede cuando está funcionando el oscilador.

Al polarizar el diodo, éste emite pulsos de corriente -- son recibidos por la cavidad, formándose una onda estacionaria -- entre el poste y la pared de corto circuito. Al encontrarse la onda con la pared de corto circuito, "rebota" propagándose hacia la carga (fig.IV. 8)

Como sabemos, cuando una onda electromagnética se encuentra con un conductor perfecto, la onda incidente es igual a la onda reflejada; esto es, que no existe transmisión de un medio a otro, (en este caso, el conductor perfecto hace las veces de frontera -- entre dos medios). La onda reflejada se defasa con respecto a la incidente 180° , formando una onda estacionaria, en decir, una onda que no progresa (fig.IV.9).

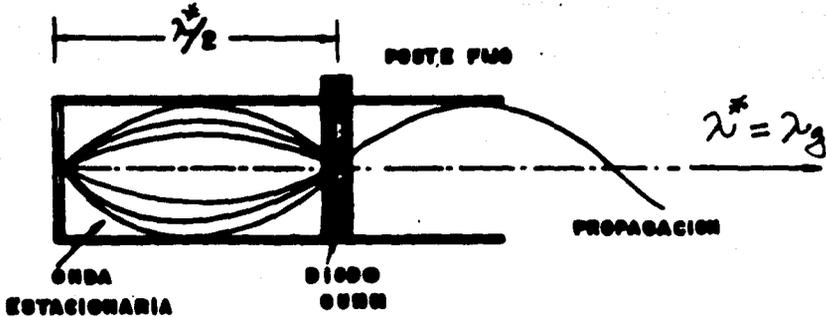


Figura IV.8: Formación de la onda estacionaria dentro de la cavidad.

Al no avanzar la onda, ésta se mantiene oscilando en su misma posición tomando lugar sus valores máximos cada $n\lambda/4$ (para $n = 1, 3, 5, \dots$), y los mínimos cada $n\lambda/2$ (para $n = 1, 2, 3, 4, \dots$).

Aplicando los conceptos anteriores a nuestro caso particular, observamos que el máximo de la onda estacionaria dentro de la cavidad, ocurrirá a una distancia de $\lambda/4$ de la pared de corto cir-

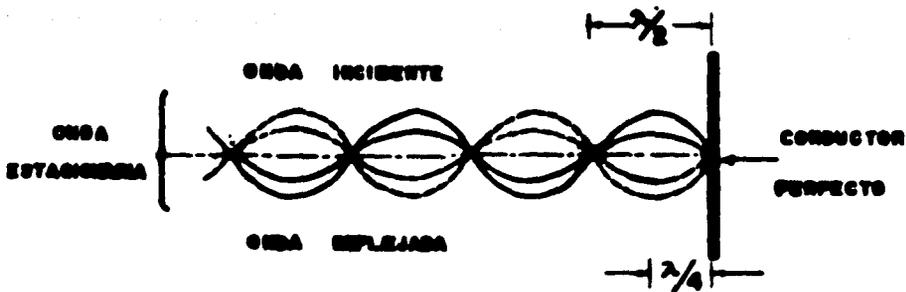


Figura IV.9: Formación de una onda estacionaria.

cuito, por lo tanto, este es el punto donde debemos incluir el tornillo de sintonización, ya que de esta forma afectaremos más fuertemente a la onda estacionaria, a la vez que variamos la impedancia del sistema.

Entonces, la configuración total del oscilador, es la que se muestra en la fig.IV.10.

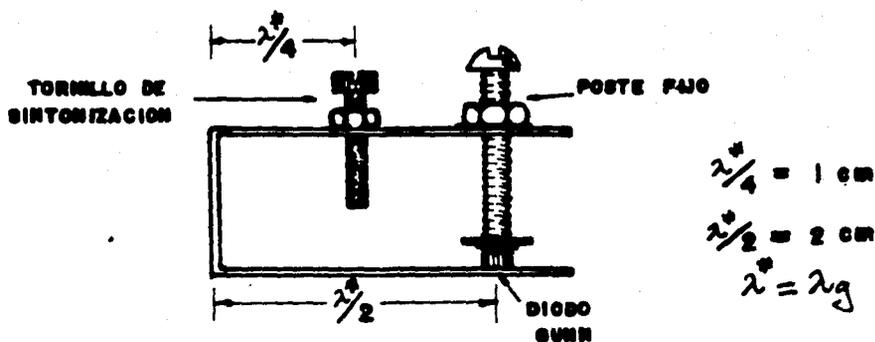


Figura IV.10: Oscilador Gunn incluyendo tornillo de sintonización.

Al introducir el tornillo de sintonización, el circuito equivalente total del sistema, queda como se muestra en la fig.IV.11.

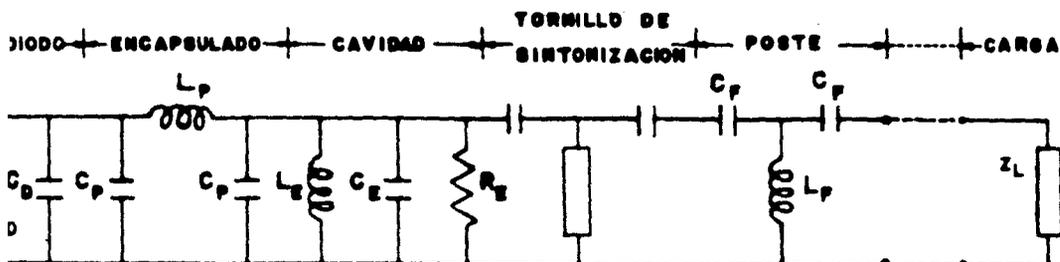


Figura IV.11: Circuito equivalente total del oscilador, incluyendo el tornillo de sintonización.

Dado que el tornillo puede tener un número infinito de posiciones, habrá una infinidad de circuitos equivalentes según la profundidad de penetración del mismo; además, como dijimos en el capítulo III, el tornillo puede comportarse capacitiva ó inductivamente, de acuerdo con su penetración. Esta es la razón por la cual no haremos el análisis frecuencia de oscilación VS posición del tornillo de sintonización, dejando esto para resultados experimentales.

Con los elementos desarrollados a lo largo de este estudio, - consideramos que se puede proceder a la construcción del oscilador.

CAPITULO V

CONSTRUCCION Y MEDICIONES

En este capítulo, daremos algunas sugerencias para la construcción del oscilador, así como el procedimiento para realizar las mediciones de frecuencia, potencia y respuesta en frecuencia.

V.1: SUGERENCIAS DE CONSTRUCCION.

Como sabemos, para realizar un circuito resonante RLC, en microondas, basta con un pedazo de guía de onda cortocircuitada en cada extremo. Este tipo de cavidad es resonante a una longitud de onda correspondiente a dos veces la longitud de la cavidad; - si sustituimos uno de los cortos circuitos por el dispositivo - Gunn junto con su impedancia asociada y su estructura de montaje, obtenemos un oscilador. En la fig.V.1 se muestra el diseño general de el oscilador.

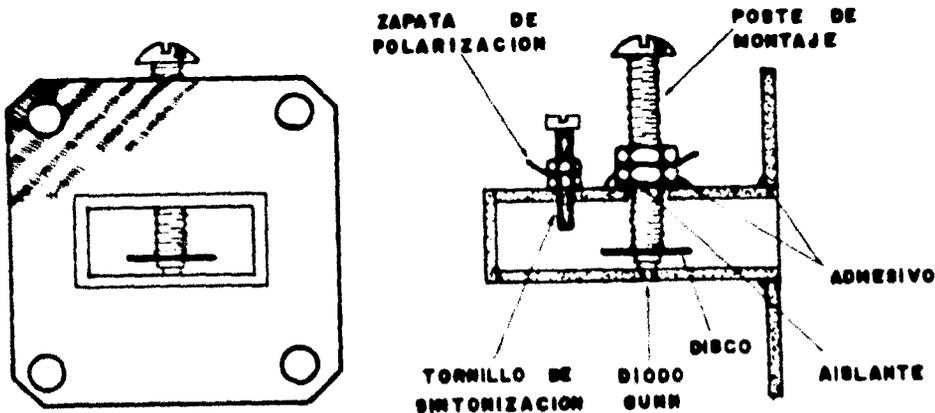


Figura V.1: Sección transversal y vista frontal del Oscilador - Gunn.

Para la construcción del oscilador, partimos de una guía de onda rectangular con las dimensiones estandar de la banda X (ver tabla III.1), que puede ser de latón, cobre, bronce o aluminio, con una longitud de 35 mm (fig. V.2).

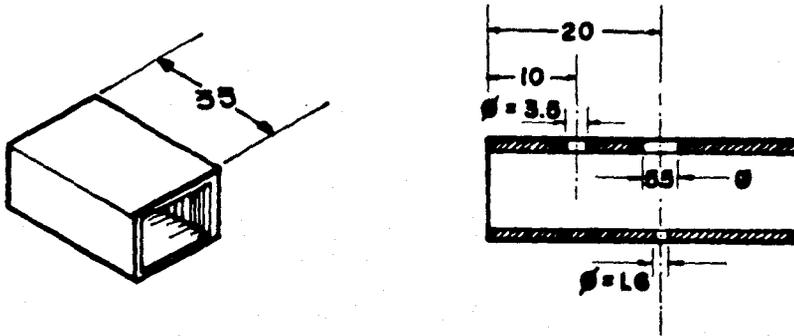


Figura V.2: Posición y dimensión de los hoyos en la guía de onda; todas las distancias están en milímetros.

Hay que marcar las posiciones de los hoyos del poste, diodo y tornillo de sintonización, de acuerdo a las dimensiones mostradas en la fig.V.2(b) y perforarlos; es conveniente empezar con el más pequeño (donde se insertará el diodo) y perforar por ambos lados de la guía, alineando exactamente con el hoyo del poste de montaje.

La brida de acoplamiento y la placa de corto circuito, deben cortarse de una hoja del mismo material de la guía, con las dimensiones mostradas en la fig.V.3. Para el correcto funcionamiento del oscilador es necesario que tanto la pared de corto circuito como la brida estén excentros de bordes y cortados a la medida exacta.

El poste de montaje es un tornillo de una pulgada de longitud y aproximadamente de 4.5 mm de diámetro, con un "hoyo" perforado en su extremo, lo que permite acomodar el encapsulado del diodo - Gunn; tal como se muestra en la fig. V.4(a). Es necesario disponer de un disco metálico circular (tipo rondana) con las dimensiones mostradas en la fig. V.4(b).

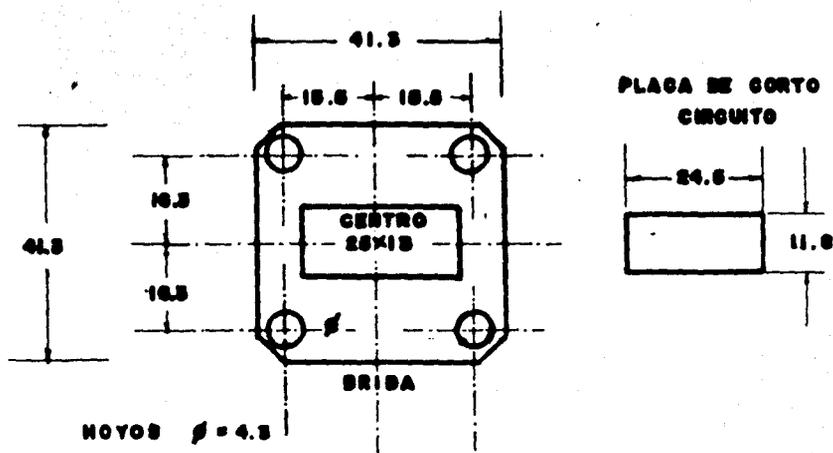


Figura V.3: Dimensiones de la brida y placa de corto circuito; todas las dimensiones están en mm.

El siguiente paso, es soldar la placa de corto circuito en su lugar correspondiente; asimismo, se procede a soldar la tuerca inferior del tornillo de sintonización.

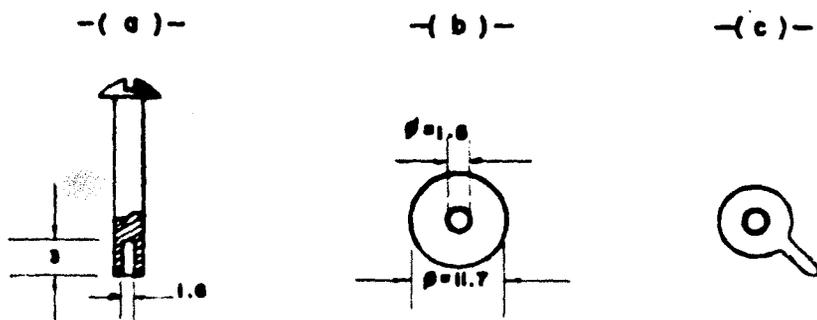


Figura V.4: Dimensiones del poste de montaje y disco de acoplamiento al diodo (en mm). También se muestra la zapa de polarización.

Es necesario aislar el poste de montaje del resto del sistema, para lo cual se pega un aislante a la tuerca que se pondrá en contacto con la pared de la guía; perforando el hoyo correspondiente para permitir el paso del poste. Una vez hecho esto, se pone la tuerca en posición y se pega a la guía con un adhesi

vo aislante. Con este pegamento se procede a fijar la brida en su lugar, cuidando que quede perfectamente aislada del resto del sistema.

Ahora, podemos insertar el diodo Gunn en la pared de la guía, junto con el disco metálico circular (fig. V.4(b)), el cual nos ayuda a acoplar la impedancia del dispositivo a la guía y a suprimir oscilaciones parásitas asociadas al poste.

La tuerca superior del poste y tornillo de sintonización, se utiliza para sujetar firmemente y establecer un buen contacto -- con la zapata de polarización (fig. V.4(c)). Finalmente, debemos introducir el poste junto con la segunda tuerca y zapata de polarización, hasta encontrarse con el diodo Gunn, ejerciendo sobre éste una ligera presión que lo mantenga en contacto tanto con el poste como con la pared inferior de la guía. Asimismo debemos introducir el tornillo de sintonización junto con su respectiva tuerca y zapata de polarización.

V.2: POLARIZACION.

Para polarizar el diodo, conectamos la fuente y el circuito de polarización (fig.IV.2) a las zapatas que se encuentran en el poste y tornillo de sintonización, quedando el exterior del oscilador como se muestra en la fig.V.5 .

Como se dijo anteriormente, es importante que el grupo poste-tuerca-zapata, esté perfectamente aislado de la guía, y esto se logra insertando un aislante delgado entre la tuerca y la pared de la misma, el cual también funciona como un capacitor de paso de RF y ayuda a prevenir fuga de microondas por el hoyo. Además, el hoyo por el que se inserta el poste es mayor que el diámetro del mismo, lo que nos ayuda a prevenir el contacto entre el poste y la guía.

Para comprobar el aislamiento de la tuerca y el poste del resto del sistema, podemos utilizar un multímetro. Es conveniente retirar el diodo antes de efectuar esta prueba, para evitar que éste se dañe por un error en la polarización. Una vez hecha la prueba, conectamos la terminal A y B (fig.IV.2) al borne positivo

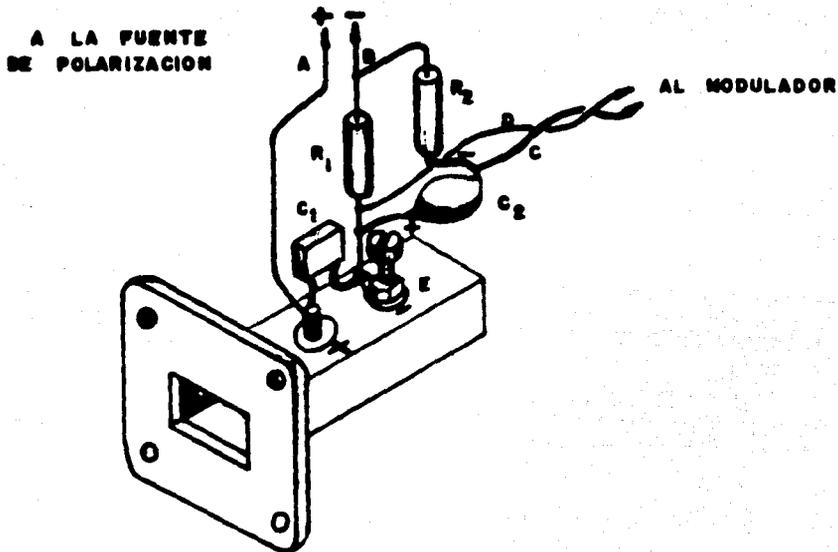


Figura V.5: Vista exterior del oscilador Gunn, mostrando el circuito de polarización.

y negativo de la fuente, respectivamente, con lo que el oscilador debe empezar a funcionar.

V.3: MEDICIONES.

Una vez construido el oscilador, podemos proceder a efectuar las pruebas adecuadas; a continuación mencionaremos el procedimiento para realizar las mediciones de frecuencia, potencia y respuesta en frecuencia. El equipo utilizado para estas mediciones se muestra en la fig.V.6, y es necesario aclarar la función de cada uno de los elementos del sistema.

La fuente, además de proporcionar el voltaje de polarización, debe modular al oscilador, proveyendo así una señal de baja frecuencia que es la que utilizaremos para efectuar las mediciones. Si la fuente no tiene un modulador interconstruido, podemos utilizar un modulador externo.

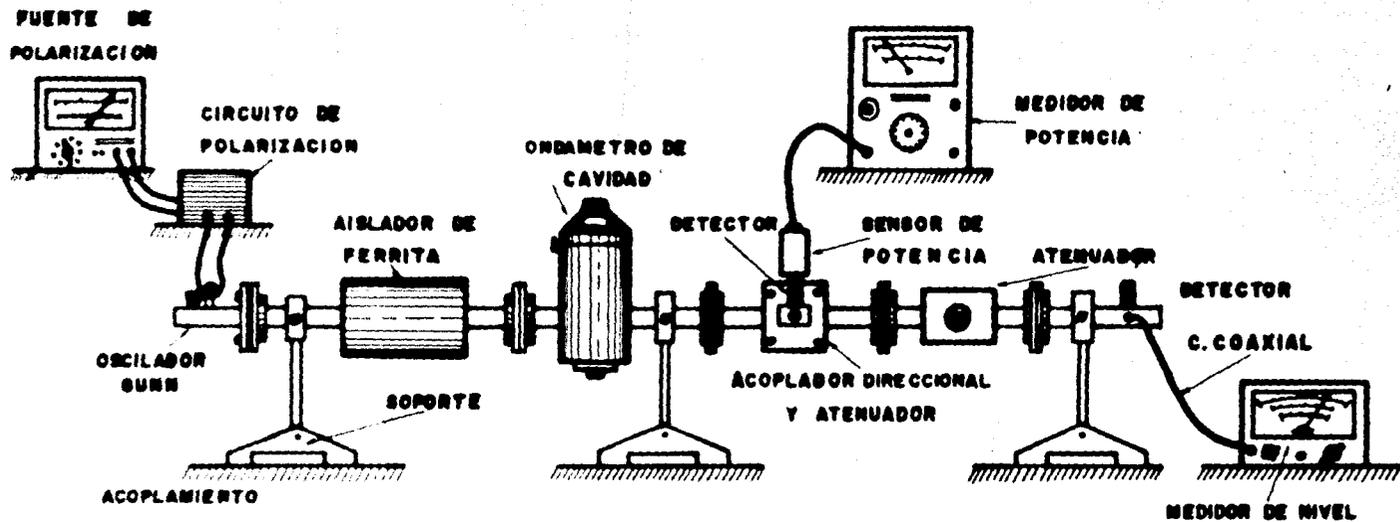


Figura V.6: Vista lateral del equipo de medicion

Después del oscilador, encontramos al aislador de ferrita, - cuyo propósito es, como su nombre lo indica, aislar al diodo -- del resto del sistema, pues evita que cualquier onda reflejada regrese al oscilador, previniendo inestabilidades y evitando -- que éste se dañe.

El ondámetro de cavidad es el elemento con el que mediremos la frecuencia de trabajo del oscilador. Un ondámetro está formado por una cavidad cilíndrica acoplada a la guía por un diafragma ajustable, con una pared móvil. Un desplazamiento gradual de la misma produce un cambio en las dimensiones geométricas de la cavidad, y por consiguiente de su frecuencia de resonancia. Existen ondámetros en los cuales se puede leer la frecuencia directamente, ó bien leemos la longitud de onda λ_g de la señal, encontrando después la frecuencia de trabajo mediante la siguiente relación:

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad ; \text{ y de la ec. (III.1), tenemos:}$$

$$f = c \sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(V.1)$$

El acoplador direccional permite dar dos salidas diferentes a las ondas de RF, para poder realizar simultáneamente las mediciones de potencia y frecuencia.

Los atenuadores, tienen como función disminuir el nivel de potencia de la señal, protegiendo así tanto a los detectores como a los aparatos de medición. Mediante sus curvas de comportamiento, determinamos los decibeles de atenuación que le hemos dado a la señal, con lo que podremos determinar el nivel de la misma.

Los detectores los utilizaremos para:

- a) En el caso de medición de frecuencia, recuperar la señal - con la que modulamos, llevándola mediante un coaxial al medidor de nivel.

b) En el caso de medición de potencia, el detector es un termistor, lo que nos permite leer la potencia absoluta en el medidor de potencia.

V.3.1: MEDICION DE FRECUENCIA.

Para realizar la medición de frecuencia, nos auxiliaremos de un medidor de nivel, que puede ser un voltmetro, un microamperímetro, un medidor de SWR, etc. Una vez que el oscilador está funcionando, la aguja del medidor de nivel alcanza un valor determinado cualquiera. En este momento, giramos lentamente el tornillo micrométrico del ondámetro, hasta observar que la aguja en el medidor de nivel llegue a el valor mínimo posible.

Al girar el tornillo del ondámetro, variamos las dimensiones de la cavidad del mismo, y por tanto su frecuencia de resonancia. Cuando la frecuencia del oscilador y la frecuencia de resonancia de la cavidad del ondámetro sean iguales, el ondámetro absorberá energía, provocando que la aguja del medidor marque un mínimo. Una vez que se encontró el mínimo, leemos en el ondámetro la frecuencia (o longitud de onda λ_g) de trabajo del oscilador.

V.3.2: MEDICION DE POTENCIA.

Una vez hecha la medición de frecuencia, podemos proceder a la medición de potencia, para lo cual es importante asegurarnos que la frecuencia de resonancia del ondámetro se encuentre lejos de la frecuencia de trabajo del oscilador.

En el medidor de potencia se lee directamente la potencia de salida del sistema (fig. V.6). Como se dijo anteriormente, para obtener la potencia de salida del oscilador, es necesario considerar el nivel de atenuación que se le ha dado a la señal en los diferentes puntos del sistema, por lo que a los decibeles atenuados desde el oscilador hasta el medidor, sumamos los db's que marque este último; y mediante la ec. (V.3) encontramos la potencia de salida del oscilador.

Sabemos que:

$$db_m = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \dots\dots\dots (V.2)$$

por lo que:

$$P_1 = P_2 (10^{db_m/10}) \dots\dots\dots (V.3)$$

donde: P_1 = potencia de salida del oscilador.

P_2 = potencia de referencia (1 mW)

V.3.3: RESPUESTA EN FRECUENCIA.

Para obtener la respuesta en frecuencia del oscilador, empezamos tomando las lecturas de frecuencia natural de oscilación y su correspondiente potencia, cuando el tornillo de sintonización se encuentra al ras (profundidad de penetración igual a cero). Posteriormente se le irá dando cada vez, un octavo de vuelta al tornillo de sintonización, tomando las lecturas de frecuencia y potencia, hasta un poco antes de que el tornillo llegue al tope. Con la tabla de valores obtenida, podemos graficar frecuencia-potencia, profundidad de penetración-frecuencia y profundidad de penetración-potencia. Con esto, conoceremos el comportamiento del oscilador y podremos utilizarlo más eficientemente.

CONCLUSION

Quando se inició el estudio de los diferentes dispositivos - semiconductores del estado sólido aplicables a microondas, nos encontramos con una seria limitante: la falta de información sobre estos dispositivos. En parte, esto contribuyó a que el dispositivo elegido para el diseño del oscilador fuese el diodo Gunn, ya que además de ser un buen elemento para su utilización en microondas, encontramos suficiente información teórico-práctica, que nos permitiera realizar nuestro objetivo.

Al desarrollar el trabajo, nos dimos cuenta que los principios básicos de la teoría de circuitos, se cumplen para la electrónica de altas y bajas frecuencias, aún cuando el comportamiento de los dispositivos es completamente diferente en uno y otro caso. Esto se debe a que los materiales semiconductores -- que se usan en los dispositivos de altas frecuencias, son diferentes a los de bajas frecuencias. Por esto, para llegar a implementar eficientemente esta tecnología en México, es necesario un estudio concienzudo y profundo de la física de semiconductores de los dispositivos de microondas; lo que permitirá substituir en parte los sistemas fundamentados en válvulas y tubos al vacío.

El objetivo de este trabajo era el de diseñar y construir un oscilador de hiperfrecuencias en la banda X. Para esto, se hizo un estudio breve de la física del diodo Gunn, y la cavidad al cual se acopla para convertirse en un oscilador; considerando -- además los problemas inherentes a la sintonización del mismo. -- Con estas bases, procedimos al diseño del oscilador, llegando a verificar teóricamente su funcionamiento dentro de la banda X.

Como no se consiguió el dispositivo Gunn, no se construyó el oscilador, pero hemos dado las bases suficientes para su construcción, así como el procedimiento para efectuar las mediciones adecuadas y conocer el comportamiento del mismo. Una extensión --

de este trabajo será el llevar a cabo la construcción y realizar las mediciones que nos ayuden a verificar o no, el funcionamiento del oscilador según lo expuesto a lo largo de este estudio.

Finalmente, el oscilador puede ser utilizado en cualquier --enlace como fuente de microondas, conversor de frecuencias, mezclador, etc. Una aplicación inmediata sería utilizarlo con fines didácticos en los Laboratorios de Comunicaciones y Teoría Electromagnética de la Facultad, para la demostración de las propiedades, características, comportamiento y utilización de las microondas.

APENDICE A

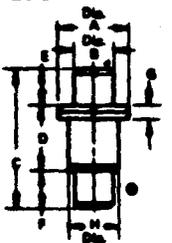
CARACTERISTICAS DEL DIODO GUNN.



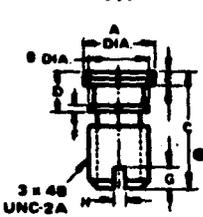
Low and Medium Power Gunn Diodes

Motion Detection

CASE STYLES



Model	30		111	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	.110	.127	3.81	3.30
B	.200	.200	1.27	1.27
C	.200	.220	0.21	0.72
D	.200	.200	3.10	3.40
E	.200	.200	1.27	1.27
F	.200	.200	1.52	1.52
G	.220	.200	0.41	0.41
H	.200	.200	3.81	3.11



Model	30		111	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	.110	.127	3.81	3.30
B	.200	.200	1.27	1.27
C	.200	.220	0.21	0.72
D	.200	.200	3.10	3.40
E	.200	.200	1.27	1.27
F	.200	.200	1.52	1.52
G	.220	.200	0.41	0.41
H	.200	.200	3.81	3.11

Not to scale.

• Denotes Cathode End.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Storage Temperature: -60° to $+175^{\circ}\text{C}$
 Active Region Temperature: 200°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (At diode case temperature of 25°C)

CATHODE HEAT SINK DIODES

Frequency GHz	Package Style	Model Number	Min. Power ¹ mW	V _{op} Volts		I _{op}		AM Noise ²	
				Typ.	Max.	Min.	Max.	Volts RMS 5-300 Hz	Millivolts RMS 300-500 Hz
9.2-10.7	30	MA-49157	50	10.0	12.0	300	450	0.22	0.22
		MA-49158	100	10.0	12.0	450	650	0.22	0.22
	111	MA-49106	50	10.0	12.0	300	450	0.22	0.22
		MA-49107	100	10.0	12.0	450	650	0.22	0.22
14.1	30	MA-49162	50	8.0	10.0	300	500	0.22	0.22
		MA-49163	100	8.0	10.0	500	750	0.22	0.22
	111	MA-49122	50	8.0	10.0	300	500	0.22	0.22
		MA-49123	100	8.0	10.0	500	750	0.22	0.22

ANODE HEAT DIODES

9.4 or 10.525	30	MA-49618	5	7.0	12.0	80	0.22	0.22
9.4 or 10.525	30	MA-49506	10	7.0	12.0	180	0.22	0.22
22	30	MA-49628	10	5.0	8.0	200	0.22	0.22

NOTES:

- Power is measured into a critically coupled load at a customer specified single frequency in the indicated range.
- The AM noise of the Gunn diodes follows approximately a 1/f law close to the carrier. For a system application, the absolute noise in terms of dB below carrier in a given bandwidth is of little value. Hence, the AM noise is specified in terms of the RMS voltage output of an amplifier with a voltage gain of 100 000 across the band 5 Hz - 300 Hz (with a band rejection filter at 120 Hz) or, as the RMS voltage output of an amplifier with a voltage

gain of 1000 across the band 300 - 8000 Hz. The Gunn oscillator power supply is assumed to have a ripple voltage not exceeding 0.2 mV RMS. It is also assumed that 0.5 mW of RF power is incident on the detector (type MA-40074), of sensitivity 80 mV/mW.

- M/A will provide engineering drawings of the test cavities upon request. Also, we will provide technical assistance in the specification and selection of Gunn diodes, detector diodes and suitable cavities.

MICROWAVE ASSOCIATES, INC.
 BURLINGTON, MASSACHUSETTS

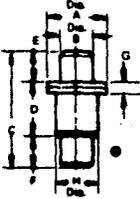
Low and Medium Power Gunn Diodes

Low Noise Oscillator Applications

CASE STYLES

30

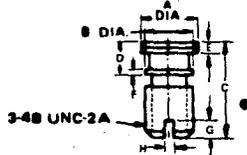
TYPICAL
 $L_p = .42 \text{ nH}$
 $C_p = .20 \text{ pF}$



DIM.	MILS		MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	118	127	3.02	3.27
B	500	584	1.27	1.49
C	200	228	5.21	5.72
D	500	587	2.18	2.48
E	500	584	1.27	1.49
F	500	584	1.27	1.49
G	510	524	0.41	0.41
H	500	580	2.01	2.11

111

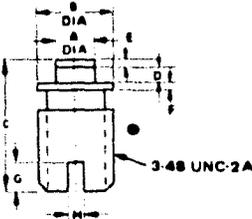
TYPICAL
 $L_p = .24 \text{ nH}$
 $C_p = .32 \text{ pF}$



DIM.	MILS		MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	118	127	3.02	3.27
B	500	107	2.48	2.88
C	180	208	4.78	5.38
D	507	571	1.48	1.88
E	518	524	0.41	0.41
F	500	511	0.22	0.26
G	500	580	0.76	1.02
H	518	524	0.38	0.64

118

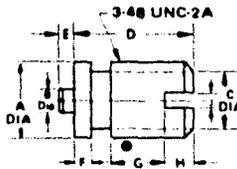
TYPICAL
 $L_p = .18 \text{ nH}$
 $C_p = .22 \text{ pF}$



DIM.	MILS		MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	500	592	1.27	1.52
B	500	107	2.68	2.88
C	180	188	4.18	4.68
D	514	518	0.388	0.447
E	500	512	0.30	0.31
F	500	511	0.22	0.26
G	530	580	0.76	1.02
H	518	524	0.38	0.64

138

TYPICAL
 $L_p = .1 \text{ nH}$
 $C_p = .18 \text{ pF}$



DIM.	MILS		MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	113	118	2.87	3.05
B	527	534	0.68	0.85
C	500	570	1.27	1.48
D	140	144	2.88	3.68
E	518	518	0.41	0.41
F	518	522	0.41	0.41
G	518	524	0.41	0.41
H	530	580	0.76	1.48
J	515	524	0.38	0.64

Not to scale.

● Denotes Cathode End.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Storage Temperature: -60° to $+175^{\circ}\text{C}$
 Active Region Temperature: 260°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ 25°C
CW GUNN DIODES (CATHODE HEAT SINK)

LOW POWER CW GUNN DIODES

Frequency ² Range GHz	Package Style	Model Number	Min. P out ¹ mW	V _{op} Volts		I _{op} mA		I _{th} mA Max.	Max. Thermal Resistance °C/W
				Min.	Max.	Min.	Max.		
5.0-8.0	30	MA-49151	25	10	14	150	250	350	45
		MA-49152	50	10	14	250	350	500	35
	111	MA-49135	25	10	14	150	250	350	45
		MA-49136	50	10	14	250	350	500	35
8.0-12.4	30	MA-49156	25	8	12	200	300	400	45
		MA-49157	50	8	12	300	450	650	35
	111	MA-49104	25	8	12	200	300	500	45
		MA-49106	50	8	12	300	450	650	35
12.4-18.0	30	MA-49181	25	6	10	200	300	500	45
		MA-49182	50	6	10	300	500	700	35
	111	MA-49121	25	6	10	200	300	500	45
		MA-49122	50	6	10	300	500	700	35

MEDIUM POWER CW GUNN DIODES

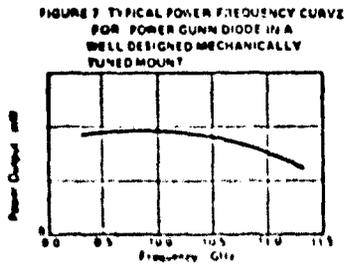
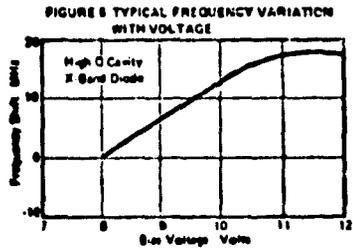
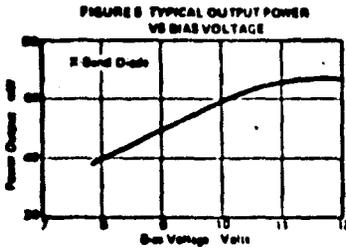
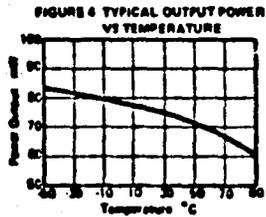
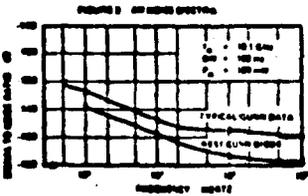
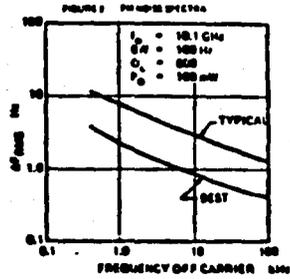
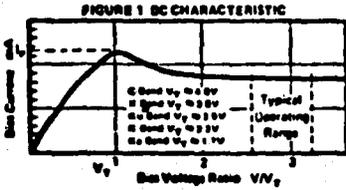
5.0-8.0	30	MA-49153	100	10	14	350	500	700	25
		MA-49154	250	10	14	500	700	1000	17
	111	MA-49137	100	10	14	350	500	700	25
		MA-49138	250	10	14	500	700	1000	17
8.0-12.4	30	MA-49158	100	8	12	450	650	950	24
		MA-49159	250	8	12	750	1050	1500	15
	111	MA-49107	100	8	12	450	650	950	24
		MA-49109	250	8	12	750	1050	1500	15
12.4-18.0	30	MA-49163	100	6	10	500	750	1100	24
		MA-49164	250	6	10	850	1150	1700	15
	111	MA-49123	100	6	10	500	750	1100	24
		MA-49124	250	6	10	850	1150	1700	15

NOTES:

1. The minimum power is guaranteed into a critically coupled load at a single frequency to be specified by the customer within the indicated band.
2. Specific frequency should be specified by the customer.

POWER GENERATION AND AMPLIFICATION

TYPICAL PERFORMANCE CURVES



91)

APENDICE "B"

MODULADOR

MODULADOR

De entre las diferentes técnicas existentes para la codificación de palabras y otros datos analógicos sobre una portadora de microondas, la que se sugiere en este apéndice, es la modulación por posición de pulsos.

Como se ha dicho a lo largo de este trabajo, el oscilador Gunn desarrollado, debe generar señales de microondas con la aplicación de una fuente constante de polarización de 10 volts, para un drenaje de corriente promedio de 375 mA. " Switcheando " esta fuente de la forma on-off (prendido-apagado), podremos modular con pulsos la portadora de microondas, y la información puede codificarse variando el intervalo de tiempo entre los pulsos; es decir, por la posición de éstos.

La fig.B.1 muestra un circuito modulador de voz adaptable a el oscilador Gunn, cuya base es el amplificador operacional 715.

El A.O. en conjunto con C_4 , R_5 y las resistencias de realimentación R_6 y R_7 forman un generador de Pampa triangular, cuya frecuencia varía entre 50 y 60 KHz. Además R_5 está fija al voltaje que proporciona el divisor R_1 , R_2 , y sin señal de entrada (voz), la entrada a el 715 se mantiene a la mitad del valor de la fuente de voltaje. Entonces, cuando la rampa triangular sube o baja de este valor medio de voltaje, la salida del amplificador operacional cambia de polaridad. El resultado es que una onda cuadrada con frecuencia de 50 a 60 KHz es alimentada a R_8 para ser amplificada por la salida Darlington y aplicada a el oscilador Gunn a el nivel requerido de 10 volts.

El valor de R_3 se busca para dar un espaciamiento adecuado uno a uno entre el pulso y espacio.

Cuando no hay señal de entrada, R_5 se sostiene a un nivel estable de voltaje, con valor de la mitad de la fuente de voltaje, generándose pulsos regulares. Cuando el micrófono se activa y aparece un voltaje en T_1 , es amplificado con una ganancia de pequeña señal de aproximadamente 400, y aparece como una modulación de amplitud de el nivel D.C. en R_5 . Cuando este nivel-

sube y baja, también lo hace el punto sobre la rampa triangular, al cual el amplificador operacional cambia su polaridad. Así es como el espacio entre pulsos se modula al tiempo de la frecuencia de la señal de entrada.

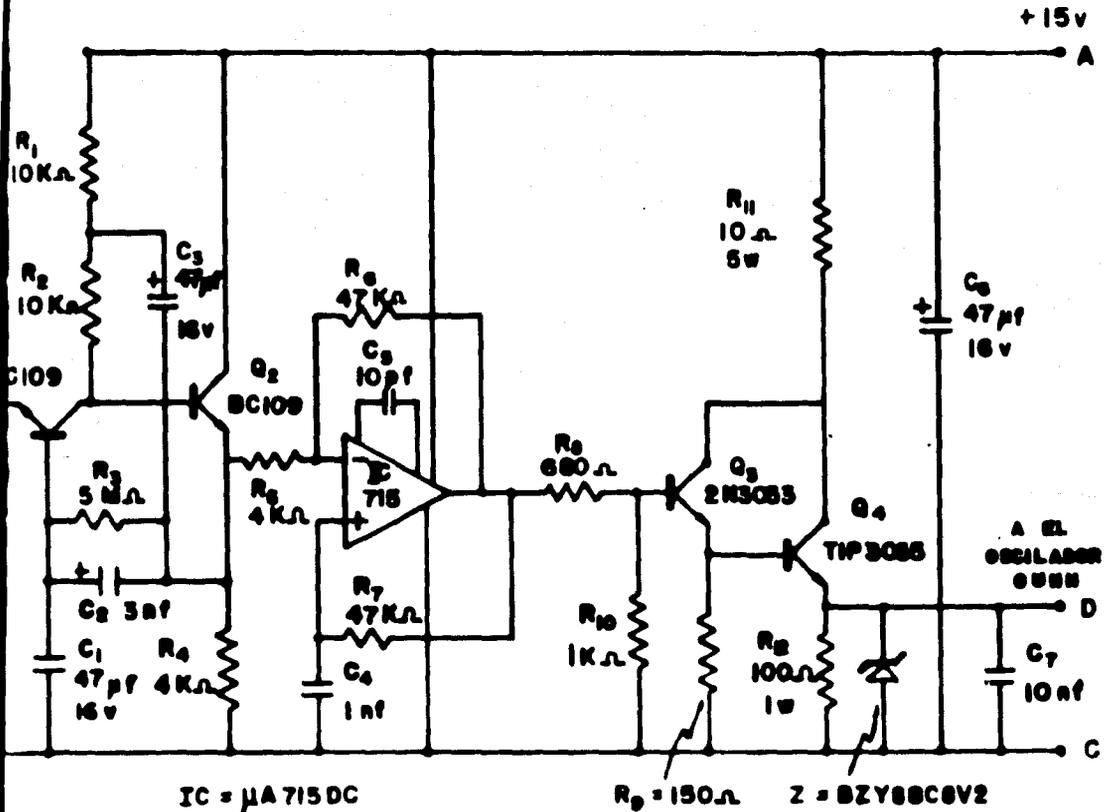


Figura B.1: Modulador para el oscilador Gunn.

APENDICE "C"

PROGRAMA Y RESULTADOS

PROGRAMA Y RESULTADOS

En el capítulo IV, se llegó a que la impedancia equivalente del oscilador Gunn tiene la forma siguiente:

$$Z_{LT} = \frac{K_1 \omega^6 + K_2 \omega^4 + K_3 \omega^2 + j (K_4 \omega^5 + K_5 \omega^3 + K_6 \omega)}{K_7 \omega^6 + K_8 \omega^4 + K_9 \omega^2 + K_{10} + j (K_{11} \omega^7 + K_{12} \omega^5 + K_{13} \omega^3 + K_{14} \omega)}$$

donde los valores y las expresiones para cada una de las constantes se presentan a continuación:

$$K_1 = -S_0 C_F^2 L_F R_E L_E C_{PE} L_P = -47.023 (10)^{-70}$$

$$K_2 = S_0 C_F R_E L_E C_{PE} L_P + S_0 C_F^2 L_F R_E L_P + Z_0 C_F^2 R_E L_E L_P + 2 L_F C_F$$

$$L_E L_P - S_0 C_F^2 L_F R_E L_E = 1.047 (10)^{-50}$$

$$K_3 = -S_0 C_F R_E L_E - S_0 C_F R_E L_P - R_E L_P = -10.5 (10)^{-20}$$

$$K_4 = -L_F C_F^2 R_E L_E L_P + 2 L_F C_F R_E L_E C_{PE} L_P + S_0 C_F^2 L_F L_E L_P =$$

$$= 2.25 (10)^{-50}$$

$$K_5 = -S_0 C_F L_E L_P + C_F R_E L_E L_P - R_E L_E C_{PE} L_P - 2 R_E L_F C_F L_P$$

$$-2 C_F L_F R_E L_E = -45.15 (10)^{-30}$$

$$K_6 = R_E L_E + R_E L_P = 11658 (10)^{-11}$$

$$K_7 = L_F C_F^2 R_E L_E L_P C_{DP} - 2 L_F C_F R_E L_E C_{PE} L_P C_{DP} - S_0 C_F^2 L_F L_E L_P C_{DP}$$

$$= -0.00675 (10)^{-60}$$

$$K_8 = R_0 C_F L_E L_P C_{DP} - C_F R_E L_E L_P C_{DP} + R_E L_E C_{PE} L_P C_{DP} + 2 R_E L_P$$

$$C_F L_P C_{DP} + 2 C_F L_P R_E L_E C_{DP} + 2 L_P C_F R_E L_E C_{PE} - L_P C_F^2 R_E L_E$$

$$+ R_0 C_F^2 L_P L_E = 0.2003 (10)^{-40}$$

$$K_9 = - R_E L_E C_{DP} - R_E L_P C_{DP} - R_0 C_F L_E + C_F R_E L_E - R_E L_E C_{PE}$$

$$- 2 R_E L_P C_F = - 10.75 (10)^{-20}$$

$$K_{10} = R_E = 1740 (10)^{-10}$$

$$K_{11} = - R_0 C_F^2 L_P R_E L_E C_{PE} L_P C_{DP} = - 0.1410 (10)^{-80}$$

$$K_{12} = R_0 C_F R_E L_E C_{PE} L_P C_{DP} + R_0 C_F^2 L_P R_E L_P C_{DP} + R_0 C_F^2 R_E L_E L_P C_{DP}$$

$$+ 2 L_P C_F R_E C_{DP} - R_0 C_F^2 L_P R_E L_E C_{DP} + R_0 C_F^2 L_P R_E L_E C_{PE} =$$

$$= 0.003142 (10)^{-50}$$

$$K_{13} = - R_0 C_F R_E L_E C_{DP} - R_0 C_F R_E L_P C_{DP} - L_E L_P C_{DP} - R_0 C_F R_E L_E$$

$$C_{PE} - R_0 C_F^2 L_P R_E - R_0 C_F^2 L_P R_E - 2 L_P C_F L_E = -0.2809 (10)^{-30}$$

$$K_{14} = R_0 C_F R_E + L_E = 2.5 (10)^{-10}$$

Para encontrar los valores de cada constante, se han sustituido ya los valores de cada elemento de los circuitos equivalentes encontrados en el capítulo IV.

Considerando que $f = 10^{10}$ Hz; $\omega = 2\pi f$; para las distintas

potencias de ω , las constantes anteriores se convierten en:

$$C_1 = -47.023 (10)^{-16}$$

$$C_2 = 1.047 (10)^{-14}$$

$$C_3 = -10.5 (10)^{-12}$$

$$C_4 = 2.25 (10)^{-5}$$

$$C_5 = -45.15 (10)^{-3}$$

$$C_6 = 11658 (10)^{-11}$$

$$C_7 = -0.00675 (10)^{-6}$$

$$C_8 = 0.02003 (10)^{-4}$$

$$C_9 = -10.75 (10)^{-2}$$

$$C_{10} = 1.74 (10)^{-7}$$

$$C_{11} = -0.14 (10)^{-17}$$

$$C_{12} = 0.003142 (10)^{-5}$$

$$C_{13} = -0.2809 (10)^{-3}$$

$$C_{14} = 0.25$$

Estas constantes son todos los datos necesarios para encontrar las raíces reales de la parte imaginaria de Z_{ET} . El programa y los resultados se anexan a continuación.

... PROPOSICIONES FORTRAN FUENTE ... IDENTFCN *NOTAS DEL COMPILADOR*

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
 FACULTAD DE INGENIERIA
 TESIS PROFESIONAL
 DISEÑO DE UN OSCILADOR DE HIPERFRECUENCIAS

DIRECTOR ING. FRANCISCO HERNANDEZ RANGEL

ALUMNOS ROBERTO SAINT MARTIN CASTANON
 LUIS ROBERTO VEGA GONZALEZ

ESTE PROGRAMA CALCULA LA IMPEDANCIA TOTAL DEL OSCILADOR PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS ENTRE 5 Y 15 GHZ. OBTIENIENDOSE PARTE REAL, PARTE IMAGINARIA, MODULO DE LA IMPEDANCIA Y PARTE IMAGINARIA CONTRA MODULO, EN PORCIENTO. ADERAS SE PRESENTAN GRAPT CAS DE LOS RESULTADOS.

```

COMMON A(10),6)
C1 = (-57.023)*(10.**(-16.))
C2 = (1.047)*(10.**(-14.))
C3 = (-10.5)*(10.**(-2.))
C4 = (2.25)*(10.**(-5.))
C5 = (-45.15)*(10.**(-3.))
C6 = (114.8)*(10.**(-11.))
C7 = (-0.00675)*(10.**(-6.))
C8 = (0.200318)*(10.**(-4.))
C9 = (-10.75)*(10.**(-2.))
C10 = (1.74)*(10.**(-7.))
C11 = (-0.14)*(10.**(-17.))
C12 = (0.003142)*(10.**(-5.))
C13 = (-0.2809)*(10.**(-3.))
C14 = 0.25
FO = 5.0
CO 1 = 1.101
A(1,1) = FO
W1 = FO*2.31416
W2 = W1**2.
W3 = W1**3.
W4 = W1**4.
W5 = W1**5.
W6 = W1**6.
W7 = W1**7.
Z1 = C1*W6 + C2*W4 + C3*W2
Z2 = C4*W5 + C5*W3 + C6*W1
Z3 = C7*W6 + C8*W4 + C9*W2 + C10
Z4 = C11*W7 + C12*W5 + C13*W3 + C14*W1
A(1,2) = ((Z2*Z3 - Z1*Z4)/(Z3**2. - Z4**2.))
A(1,3) = ((Z1*Z3 - Z2*Z4)/(Z3**2. - Z4**2.))
Z1 = Z1**2.
Z2 = Z2**2.
    
```

... PROPOSICIONES FORTRAN FUENTE ... IDENTFCN *NOTAS DEL COMPILADOR*

Z34 = (Z3+Z4)**0.5

A(1,4) = Z12/Z34

FO = FO+0.1

CONTINUE

WRITE (5,100) A(1,1),A(1,3),A(1,2),A(1,4)

WRITE (5,101)

DO 2 I=2,101

A(1,6) = ((A(1,3)**2.1**0.5)

A(1,5) = ((1-A(1,6)/A(1,4))**100.0

A(1,5) = ((A(1,5)**2.1**0.5)

WRITE (5,102) A(1,1),A(1,3),A(1,2),A(1,4),A(1,5)

CONTINUE

DO 3 I=1,101

A(1,3) = A(1,6)

CONTINUE

CALL GRAFO (101,3)

CONTINUE

FORMAT (1H,2LA FRECUENCIA INICIAL ES...PO=0,E13.6/1X,

2LA PARTE REAL ES...RO=0,E13.6/1X,3LA PARTE IMAGINARIA ES...IO=0,

E13.6/1X,DEL MODULO DE LA IMPEDANCIA ES...ZO=0,E13.6/

FORMAT (/5X,2FRECUENCIA0,8X,2REAL0,8X,2IMAGINARIA0,7X,2MODULO0,

8X,2IM/MODU0/)

FORMAT (5X,E13.6,2X,E13.6,2X,E13.6,2X,E13.6,2X,E13.6)

CALL EXIT

END

DAS

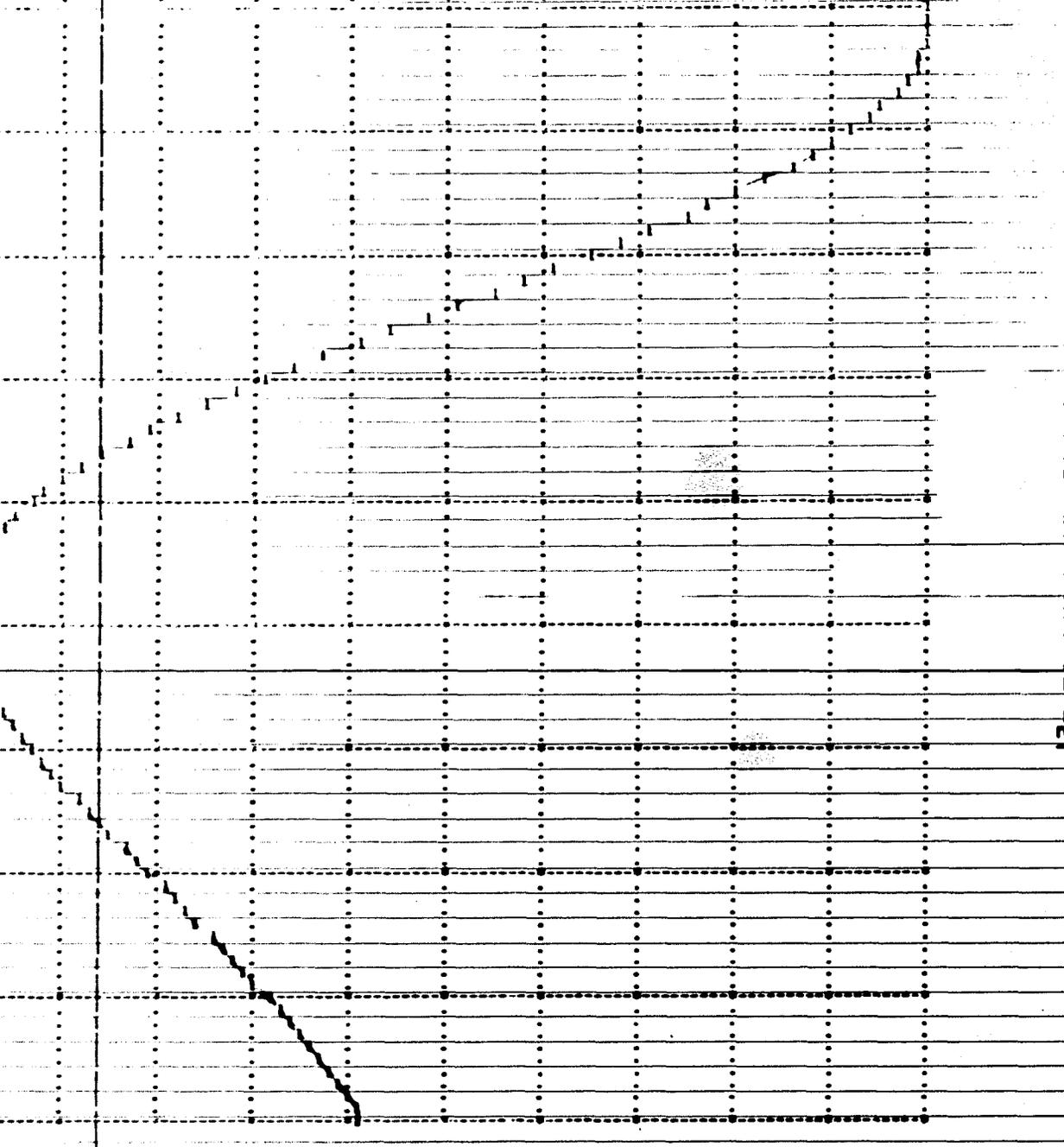
ERS

SIGN

PARA -
VARIABLES Y TEMPORALES= 79, CONSTANTES Y PROGRAMA= 908

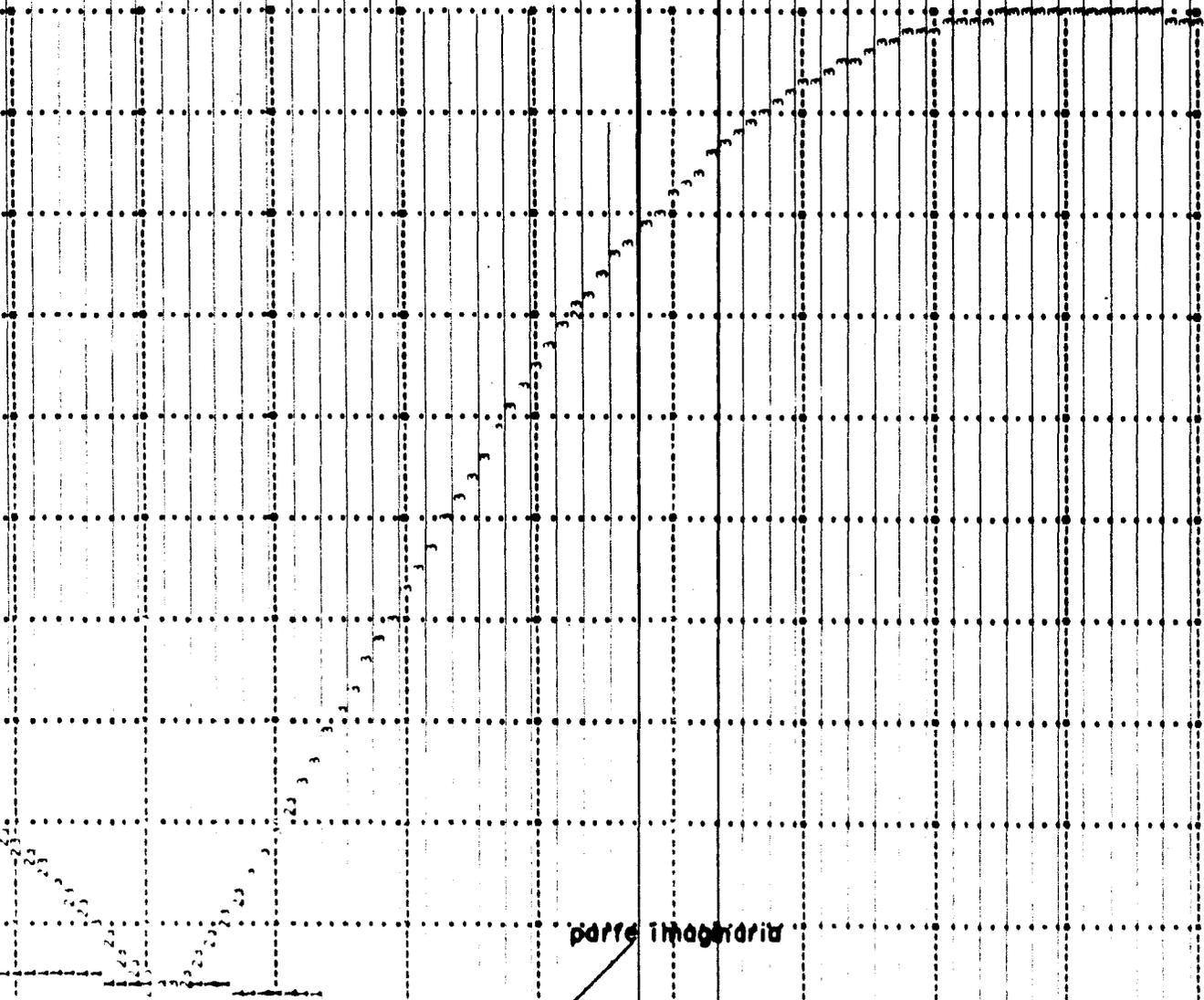
LACION

0.6379C	01	0.190823C	01
0.2124C	01	0.2124C	01
0.2338C	01	0.2338C	01
0.2700C	01	0.2700C	01
0.3093C	01	0.3093C	01
0.3395C	01	0.3395C	01
0.4233C	01	0.4233C	01
0.5122C	01	0.5122C	01
0.6437C	01	0.6437C	01
0.7292C	01	0.7292C	01
0.8120C	01	0.8120C	01
0.8968C	01	0.8968C	01
0.9832C	01	0.9832C	01
1.0712C	01	1.0712C	01
1.1608C	01	1.1608C	01
1.2512C	01	1.2512C	01
1.3424C	01	1.3424C	01
1.4344C	01	1.4344C	01
1.5272C	01	1.5272C	01
1.6208C	01	1.6208C	01
1.7152C	01	1.7152C	01
1.8104C	01	1.8104C	01
1.9064C	01	1.9064C	01
2.0032C	01	2.0032C	01
2.1008C	01	2.1008C	01
2.1992C	01	2.1992C	01
2.2984C	01	2.2984C	01
2.3984C	01	2.3984C	01
2.4992C	01	2.4992C	01
2.6008C	01	2.6008C	01
2.7032C	01	2.7032C	01
2.8064C	01	2.8064C	01
2.9104C	01	2.9104C	01
3.0152C	01	3.0152C	01
3.1208C	01	3.1208C	01
3.2272C	01	3.2272C	01
3.3344C	01	3.3344C	01
3.4424C	01	3.4424C	01
3.5512C	01	3.5512C	01
3.6608C	01	3.6608C	01
3.7712C	01	3.7712C	01
3.8824C	01	3.8824C	01
3.9944C	01	3.9944C	01
4.1072C	01	4.1072C	01
4.2208C	01	4.2208C	01
4.3352C	01	4.3352C	01
4.4504C	01	4.4504C	01
4.5664C	01	4.5664C	01
4.6832C	01	4.6832C	01
4.8008C	01	4.8008C	01
4.9192C	01	4.9192C	01
5.0384C	01	5.0384C	01
5.1584C	01	5.1584C	01
5.2792C	01	5.2792C	01
5.4008C	01	5.4008C	01
5.5232C	01	5.5232C	01
5.6464C	01	5.6464C	01
5.7704C	01	5.7704C	01
5.8952C	01	5.8952C	01
6.0208C	01	6.0208C	01
6.1472C	01	6.1472C	01
6.2744C	01	6.2744C	01
6.4024C	01	6.4024C	01
6.5312C	01	6.5312C	01
6.6608C	01	6.6608C	01
6.7912C	01	6.7912C	01
6.9224C	01	6.9224C	01
7.0544C	01	7.0544C	01
7.1872C	01	7.1872C	01
7.3208C	01	7.3208C	01
7.4552C	01	7.4552C	01
7.5904C	01	7.5904C	01
7.7264C	01	7.7264C	01
7.8632C	01	7.8632C	01
8.0008C	01	8.0008C	01
8.1392C	01	8.1392C	01
8.2784C	01	8.2784C	01
8.4184C	01	8.4184C	01
8.5592C	01	8.5592C	01
8.7008C	01	8.7008C	01
8.8432C	01	8.8432C	01
8.9864C	01	8.9864C	01
9.1304C	01	9.1304C	01
9.2752C	01	9.2752C	01
9.4208C	01	9.4208C	01
9.5672C	01	9.5672C	01
9.7144C	01	9.7144C	01
9.8624C	01	9.8624C	01
10.0112C	01	10.0112C	01
10.1608C	01	10.1608C	01
10.3112C	01	10.3112C	01
10.4624C	01	10.4624C	01
10.6144C	01	10.6144C	01
10.7672C	01	10.7672C	01
10.9216C	01	10.9216C	01
11.0768C	01	11.0768C	01
11.2328C	01	11.2328C	01
11.3896C	01	11.3896C	01
11.5472C	01	11.5472C	01
11.7056C	01	11.7056C	01
11.8648C	01	11.8648C	01
12.0248C	01	12.0248C	01
12.1856C	01	12.1856C	01
12.3472C	01	12.3472C	01
12.5096C	01	12.5096C	01
12.6728C	01	12.6728C	01
12.8368C	01	12.8368C	01
13.0016C	01	13.0016C	01
13.1672C	01	13.1672C	01
13.3336C	01	13.3336C	01
13.5008C	01	13.5008C	01
13.6688C	01	13.6688C	01
13.8376C	01	13.8376C	01
14.0072C	01	14.0072C	01
14.1776C	01	14.1776C	01
14.3488C	01	14.3488C	01
14.5208C	01	14.5208C	01
14.6936C	01	14.6936C	01
14.8672C	01	14.8672C	01
15.0416C	01	15.0416C	01
15.2168C	01	15.2168C	01
15.3928C	01	15.3928C	01
15.5696C	01	15.5696C	01
15.7472C	01	15.7472C	01
15.9256C	01	15.9256C	01
16.1048C	01	16.1048C	01
16.2848C	01	16.2848C	01
16.4656C	01	16.4656C	01
16.6472C	01	16.6472C	01
16.8296C	01	16.8296C	01
17.0128C	01	17.0128C	01
17.1968C	01	17.1968C	01
17.3816C	01	17.3816C	01
17.5672C	01	17.5672C	01
17.7536C	01	17.7536C	01
17.9408C	01	17.9408C	01
18.1288C	01	18.1288C	01
18.3176C	01	18.3176C	01
18.5072C	01	18.5072C	01
18.6976C	01	18.6976C	01
18.8888C	01	18.8888C	01
19.0808C	01	19.0808C	01
19.2736C	01	19.2736C	01
19.4672C	01	19.4672C	01
19.6616C	01	19.6616C	01
19.8568C	01	19.8568C	01
20.0528C	01	20.0528C	01
20.2496C	01	20.2496C	01
20.4472C	01	20.4472C	01
20.6456C	01	20.6456C	01
20.8448C	01	20.8448C	01
21.0448C	01	21.0448C	01
21.2456C	01	21.2456C	01
21.4472C	01	21.4472C	01
21.6496C	01	21.6496C	01
21.8528C	01	21.8528C	01
22.0568C	01	22.0568C	01
22.2616C	01	22.2616C	01
22.4672C	01	22.4672C	01
22.6736C	01	22.6736C	01
22.8808C	01	22.8808C	01
23.0888C	01	23.0888C	01
23.2976C	01	23.2976C	01
23.5072C	01	23.5072C	01
23.7176C	01	23.7176C	01
23.9288C	01	23.9288C	01
24.1408C	01	24.1408C	01
24.3536C	01	24.3536C	01
24.5672C	01	24.5672C	01
24.7816C	01	24.7816C	01
24.9968C	01	24.9968C	01
25.2128C	01	25.2128C	01
25.4296C	01	25.4296C	01
25.6472C	01	25.6472C	01
25.8656C	01	25.8656C	01
26.0848C	01	26.0848C	01
26.3048C	01	26.3048C	01
26.5256C	01	26.5256C	01
26.7472C	01	26.7472C	01
26.9696C	01	26.9696C	01
27.1928C	01	27.1928C	01
27.4168C	01	27.4168C	01
27.6416C	01	27.6416C	01
27.8672C	01	27.8672C	01
28.0936C	01	28.0936C	01
28.3208C	01	28.3208C	01
28.5488C	01	28.5488C	01
28.7776C	01	28.7776C	01
29.0072C	01	29.0072C	01
29.2376C	01	29.2376C	01
29.4688C	01	29.4688C	01
29.7008C	01	29.7008C	01
29.9336C	01	29.9336C	01
30.1672C	01	30.1672C	01
30.4016C	01	30.4016C	01
30.6368C	01	30.6368C	01
30.8728C	01	30.8728C	01
31.1096C	01	31.1096C	01
31.3472C	01	31.3472C	01
31.5856C	01	31.5856C	01
31.8248C	01	31.8248C	01
32.0648C	01	32.0648C	01
32.3056C	01	32.3056C	01
32.5472C	01	32.5472C	01
32.7896C	01	32.7896C	01
33.0328C	01	33.0328C	01
33.2768C	01	33.2768C	01
33.5216C	01	33.5216C	01
33.7672C	01	33.7672C	01
34.0136C	01	34.0136C	01
34.2608C	01	34.2608C	01
34.5088C	01	34.5088C	01
34.7576C	01	34.7576C	01
35.0072C	01	35.0072C	01
35.2576C	01	35.2576C	01
35.5088C	01	35.5088C	01
35.7608C	01	35.7608C	01
36.0136C	01	36.0136C	01
36.2672C	01	36.2672C	01
36.5216C	01	36.5216C	01
36.7768C	01	36.7768C	01
37.0328C	01	37.0328C	01
37.2896C	01	37.2896C	01
37.5472C	01	37.5472C	01
37.8056C	01	37.8056C	01
38.0648C	01	38.0648C	01
38.3248C	01	38.3248C	01
38.5856C	01	38.5856C	01
38.8472C	01	38.8472C	01
39.1096C	01	39.1096C	01
39.3728C	01	39.3728C	01
39.6368C	01	39.6368C	01
39.9016C	01	39.9016C	01
40.1672C	01	40.1672C	01
40.4336C	01	40.4336C	01
40.7008C	01	40.7008C	01
40.9688C	01	40.9688C	01
41.2376C	01	41.2376C	01
41.5072C	01	41.5072C	01
41.7776C	01	41.7776C	01
42.0488C	01	42.0488C	01
42.3208C	01	42.3208C	01
42.5936C	01	42.5936C	01
42.8672C	01	42.8672C	01
43.1416C	01	43.1416C	01
43.4168C	01	43.4168C	01
43.6928C	01	43.6928C	01
43.9696C	01	43.9696C	01
44.2472C	01	44.2472C	01
44.5256C	01	44.5256C	01
44.8048C	01	44.8048C	01
45.0848C	01	45.0848C	01
45.3656C	01	45.3656C	01
45.6472C	01	45.6472C	01
45.9296C	01	45.9296C	01
46.2128C	01	46.2128C	01
46.4968C	01	46.4968C	01
46.7816C	01	46.7816C	01
47.0672C	01	47.0672C	01
47.3536C	01	47.3536C	01
47.6408C	01	47.6408C	01
47.9288C	01	47.9288C	01
48.2176C	01	48.2176C	01
48.5072C	01	48.5072C	01
48.7976C	01	48.7976C	01
49.0888C	01	49.0888C	01
49.3808C	01	49.3808C	01
49.6736C	01	49.6736C	01
49.9672C	01	49.9672C	01
50.2616C	01	50.2616C	01
50.5568C	01	50.5568C	01
50.8528C	01	50.8528C	01
51.1496C	01	51.1496C	01
51.4472C	01	51.4472C	01
51.7456C	01	51.7456C	01
52.0448C	01	52.0448C	01
52.3448C	01	52.3448C	01
52.6456C	01	52.6456C	01
52.9472C			



Below the grid, there are several horizontal lines, likely representing a title block or a legend. The text is mostly illegible due to the image quality and resolution.

Mod) ZET



poffe Imaghorit

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Hobson G.S.
"The Gunn Effect"
Clarendon Press. Oxford 1974.
Capítulos II, IV y VII.
- 2.- Woo. F. Chow
"Principles of Tunnel Diode Circuits"
John Wiley and Sons, Inc. 1964
Capítulos II y III.
- 3.- Yonesawa S. and Tanaka N.
"Microwave Communication"
Mazoren Company Ltd. Tokio 1963.
Capítulos I, III y IV.
- 4.- Marcovits N.
"Waveguide Handbook"
O.S.R.D.N. New York, Dover 1965.
Capítulo V.
- 5.- Kennedy G.
"Electronic Communication Systems"
Mc. Graw Hill, 1977.
Capítulos XI, XII y XIII.
- 6.- Hayt J.H.
"Engineering Electromagnetics"
Mc. Graw Hill, 1974.
Capítulo XII.
- 7.- Desoer C.A and Kuh P.S.
"Basic Circuit Theory"
Mc. Graw Hill, 1969.
Capítulos VI, VII y XIV.
- 8.- Ginzton E.L.
"Microwave Measurements"
Mc. Graw Hill, 1957.
Capítulos III, VII y VIII.

- 9.- Acosta Cartas F.
"Estudio y Diseño de Estructuras de Montaje
de Dispositivos en Guías de Onda".
Tesis Profesional. I.P.N. - 1978.
Capítulos I, II y IV.

- 10.- Hosking M.W.
"Microwave Intruder Alarm - 2"
Wireless World. Agosto 1977.
Vol.83. No. 1500, págs.37 - 40.

- 11.- Hosking M.W.
"Microwave Voice Link" - 1"
Wireless World. Octubre 1977.
Vol.83. No. 1502, págs.49 - 52.

- 12.- Hosking M.W.
"The Realm of Microwaves"
Wireless World. Febrero 1973.
Vol.79. No. 1446, págs.61 - 64.

- 13.- "Seminario sobre Técnicas y Sistemas de Microondas"
S.C.T. Tomo II, págs.21 - 25.

- 14.- "Prácticas de Laboratorio de Teoría Electromagnética I"
Facultad de Ingeniería.
U.N.A.M.

- 15.- Microwave Associates Inc.
"Microwave Semiconductor Hand-Book"
M.A.I., Burlington, Mass.
Agosto 1976; págs.151 - 159.