

23

2ej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE
PODER PARA UN OSCILADOR DE DIODO GUNN
Y DE UN RECEPTOR AMPLIFICADOR**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N**

**ALFONSO GERARDO BELLO SANCHEZ
JOSE ALEJANDRO MENDOZA TAPIA
HERIBERTO MENESES AREVALO**

DIRIGIO: ING. JESUS REYES GARCIA



MEXICO, D. F.

1987



Universidad Nacional
Autónoma de México



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 está 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.

INDICE

INTRODUCCION

CAPITULO 1.- FUENTES GENERADORAS DE MICROONDAS

1.1 INTRODUCCION

- 1.2 TUBOS DE VACIO, KLYSTRON, MAGNETRON Y TUBOS DE ONDA PROGRESIVA
 - * KLYSTRONS
 - * MAGNETRON
 - * TUBOS DE ONDA PROGRESIVA

- 1.3 ELEMENTOS DE ESTADO SOLIDO PARA MICROONDAS
 - * TRANSISTORES DE POTENCIA PARA MICROONDAS
 - * TRANSISTORES GaAsFET

- 1.4 DISPOSITIVOS DE MICROONDAS DE DOS TERMINALES
 - * DIODOS DE AVALANCHA
 - * DIODOS IMPATT
 - * DIODOS TRAPATT
 - * DIODOS TUNEL
 - * DIODOS DE BARRERA SCHOTTKY
 - * DISPOSITIVOS ELECTRONICOS TRANSFERIDOS
 - * DIODO GUNN

- 1.5 DETECTORES DE POTENCIA
 - * IMPORTANCIA DE LA POTENCIA
 - * ELEMENTOS SENSIBLES A LA POTENCIA
 - * MONTURAS DE TERMISTORES
 - * FUENTES
 - * TERMOPARES
 - * DIODOS DETECTORES SENSORES DE POTENCIA
 - * MONTURAS

CAPITULO 2. - PARTES CONSTITUTIVAS DEL EQUIPO DE MICROONDAS

2.1 INTRODUCCION

2.2 GUIAS DE ONDA

- * GUIA DE TRANSMISION PLANA PARALELA INFINITA
- * GUIA DE ONDA RECTANGULAR Y SUS MODOS TE
- * ATENUADOR Y FRECUENCIA DE CORTE PARA UNA GUIA DE ONDA RECTANGULAR
- * TIPOS DE SECCIONES LONGITUDINALES DE GUIA DE ONDA

2.3 ATENUADOR

2.4 ACOPLAMIENTO DIRECCIONAL

2.5 CARGAS DE ACOPLAMIENTO

2.6 ONDAMETRO

2.7 CRISTAL DETECTOR

2.8 DETECTOR DE ONDA ESTACIONARIA

2.9 ANTENA TIPO CORNETA

2.10 CORTO CIRCUITO

2.11 SINTONIZADOR DE PUNTA

2.12 CORRIMIENTO DE FASE

CAPITULO 3. - TEORIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS EMPLEADOS

3.1 INTRODUCCION

3.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

- * AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

- * AMPLIFICADOR OPERACIONAL INVERSOR
- * AMPLIFICADOR OPERACIONAL NO INVERSOR
- * AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR
- * COMPARADOR BASICO DE ENTRADA DIFERENCIAL
- * AMPLIFICADOR OPERACIONAL LOGARITMICO
- * COMPARACION DE PARAMETROS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL
- * DEFINICION DE TERMINOS PARA AMPLIFICADORES OPERACIONALES

3.3 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE (VCO)

- ### 3.4 CIRCUITOS INTEGRADOS REGULADORES DE VOLTAJE
- * REGULADORES DE VOLTAJE DE TRES TERMINALES
 - * FUNCIONAMIENTO DE LOS REGULADORES DE VOLTAJE DE LA SERIE 78XX

3.5 CARACTERISTICAS DEL SN76001 AN AMPLIFICADOR DE AUDIO

CAPITULO 4. -TRANSMISOR

4.1 INTRODUCCION

4.2 FUENTE DE ALIMENTACION

- * LOS CIRCUITOS INTEGRADOS REGULADORES DE VOLTAJE EN LA FUENTE DE ALIMENTACION
- * REGULACION DE VOLTAJE CON FILTRO Y VOLTAJE DE RIZADO
- * REGULACION DE VOLTAJE
- * FACTOR DE RIZADO DE LA SEÑAL RECTIFICADA
- * VOLTAJE DE RIZADO, V_r (rms)
- * DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

4.3 GENERACION DE SEÑALES

- * DISEÑO DE LA ETAPA GENERADORA DE SEÑALES

4.4 DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DEL TRANSMISOR
* AMPLIFICADOR OPERACIONAL SUMADOR

4.5 CIRCUITO DE PROTECCION PARA EL DIODO GUNN

CAPITULO 5.- RECEPTOR

5.1 INTRODUCCION

5.2 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

5.3 AMPLIFICACION DE SEÑALES

5.4 ETAPA AMPLIFICADORA DE AUDIO

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

GLOSARIO

INTRODUCCION

El creciente desarrollo que se ha obtenido por medio de las comunicaciones inalámbricas a larga distancia nos ha llevado a desarrollar tecnologías que nos permitan una mayor eficiencia de los sistemas empleados en virtud de que la gama de frecuencias bajas en el espectro de radio está congestionada, se ha llegado a la necesidad de emplear la región de las microondas.

Las microondas son ondas electromagnéticas de frecuencia muy alta, entre 0.3 y 300 GHz aproximadamente y cuya longitud de onda (λ) es una fracción de un metro.

Estas ondas electromagnéticas tienen la principal ventaja de permitirnos un ancho de banda extenso, por ello son empleadas en redes telefónicas, sistemas de radiodifusión y televisión, entre otras aplicaciones. Las longitudes de onda corta simplifican el diseño e instalación de antenas, pero se torna problemático en cuanto al diseño de los circuitos empleados en equipos transmisores y receptores utilizados en este tipo de sistemas, ya que los elementos (capacitancias, inductancias, etc.) usados en estos circuitos son diseñados en base a sus características físicas, las que a su vez dependen de la longitud de onda. Para obtener el comportamiento concentrado de un capacitor, una inductancia o una resistencia la dimensión del componente debe ser mucho menor que la longitud de onda. Por esta razón los sistemas de microondas emplean muy a menudo elementos de circuitos distribuidos.

Los dispositivos que se emplean para generar y amplificar microondas, desde tubos de vacío hasta semiconductores, aunque con bases diferentes, presentan limitaciones en alta frecuencia debido a la longitud de onda, por lo que se han desarrollado una amplia cantidad de dispositivos para generar microondas.

Este problema se ha resuelto mediante innovaciones tecnológicas (en el caso de transistores) y por concepciones totalmente nuevas como es el caso del klystron, magnetron y semiconductores tales como diodos de avalancha, diodos túnel y dispositivos electrónicos transferidos.

El objetivo principal de este trabajo consistió en desarrollar una fuente de alimentación para el oscilador de diodo Gunn, que es uno de los elementos que forman el banco de trabajo de microondas de la Facultad de Ingeniería.

En el capítulo 1 se presentan los dispositivos que son capaces de generar y amplificar microondas, desde el tubo de vacío hasta los dispositivos electrónicos transferidos, principalmente el diodo Gunn.

El capítulo 2 presenta un breve estudio de la guía de onda, además de los elementos que conforman el banco de trabajo.

Por último los capítulos 3, 4 y 5 resumen las etapas de teoría, diseño y construcción de los prototipos elaborados para la transmisión y recepción con equipo de microondas.

CAPITULO 1

FUENTES GENERADORAS DE MICROONDAS

1.1 INTRODUCCION

Siendo las microondas, ondas electromagnéticas de alta frecuencia, pueden generarse usando tubos de vacío y más recientemente con la ayuda de transistores y dispositivos semiconductores especialmente diseñados para tal fin.

Aunque estos dispositivos se basan en principios diferentes, en algunos casos (como en los transistores) el límite de frecuencia se ha extendido hasta el umbral de las microondas con el creciente desarrollo tecnológico y las innovaciones de diseño.

En principio los sistemas capaces de generar microondas utilizaban entre sus componentes a los tubos de vacío, sin embargo, las limitaciones con el incremento de la frecuencia no se hicieron esperar, de tal forma, se desarrollaron dispositivos a base de tubos que pudiesen vencer algunos de los obstáculos presentes en los tubos de vacío convencionales. Estos dispositivos son los klystrons, magnetrones y tubos de onda progresiva. Sin embargo, estos dispositivos no resolvieron todos los problemas que se presentan conforme aumenta la frecuencia así como el alto consumo de energía que requieren para su operación.

Con el empleo de los transistores se logró reducir las dimensiones de los sistemas así como su consumo de energía, además de hacer los sistemas más confiables y eficientes.

No obstante se presenta en los dispositivos ya mencionados el concepto de tiempo de tránsito que limita junto con las capacitancias asociadas a las uniones el empleo de estos elementos. Sin embargo en la última década el empleo de transistores en el campo de las microondas se ha visto incrementado por el desarrollo de nuevas tecnologías planares y de nuevas uniones semiconductoras como son: el Arseniuro de Galio (GaAs), Germanio en bajas temperaturas (Ge), InP, CdTe y ZnSe.

Los resultados más importantes se han desarrollado principalmente con el Arseniuro de Galio, de donde surgen los dispositivos denominados de dos terminales como generadores de microondas.

Estos dispositivos de dos terminales suprimen en gran parte el problema del tiempo de tránsito y su funcionamiento se basa en el concepto de resistencia negativa: Dentro de estos dispositivos se tienen los dispositivos elect. Unidos transferidos (TED por sus siglas en inglés) dentro de los cuales se pueden citar los diodos Schottky, diodos de avalancha, diodos túnel y diodos Gunn.

1.2 TUBOS DE VACIO, KLYSTRONS, MAGNETRONES Y TUBOS DE ONDA PROGRESIVA

Los tubos de vacío, especialmente los triodos, son usados en el espectro de las microondas junto con los dispositivos más peculiares. Sin embargo, estos tubos no son ordinarios ya que sufren severas limitaciones a frecuencias de microondas, lo que los hace inútiles. Para poder operar en frecuencias de microondas se deben construir y diseñar tubos especiales para superar estas limitaciones. Los obstáculos no pueden ser superados completamente pero por lo menos es posible extender significativamente el límite superior de frecuencia.

Conforme la frecuencia aumenta, se hace más difícil operar con tubos de vacío por una variedad de razones. Estas razones pueden dividirse en dos tipos: las razones "normales", las cuales son extensiones lógicas del comportamiento en bajas frecuencias y las razones "inesperadas", las que se manifiestan por sí mismas en altas frecuencias. Cualquiera que sea la razón, sin embargo, el ruido tiende a incrementarse con la frecuencia, y por tanto los tubos de microondas son casi siempre triodos, por ser los más inmunes al ruido.

A las frecuencias bajo consideración, por ejemplo, alrededor de los 300 MHz, las capacitancias interelectrónicas no pueden ser ignoradas, al igual que las inductancias de los conductores utilizados para las conexiones.

En el circuito equivalente de la figura 1.1, puede ser razonable asumir que todas las capacitancias son de cerca de los 2 picofaradios y todas las inductancias de 0.02 microhenrys, el triodo es bastante representativo. A una frecuencia de operación de 500 MHz, las reactivancias son $X_c = 160$ ohms y $X_l = 60$ ohms; el primer valor es muy bajo, y el segundo es muy alto para una operación adecuada. A 1 KHz los componentes requeridos para producir las mismas reactivancias son $C = 2$ microfaradios y $L = 20$ milihenrys, sin mencionar lo difícil que sería el diseño de algo similar. Se ha visto que, de acuerdo a estos bajos valores de reactancia capacitiva, particularmente C_{gp} , la neutralización es indispensable (y difícil), también son posibles resonancias casuales.

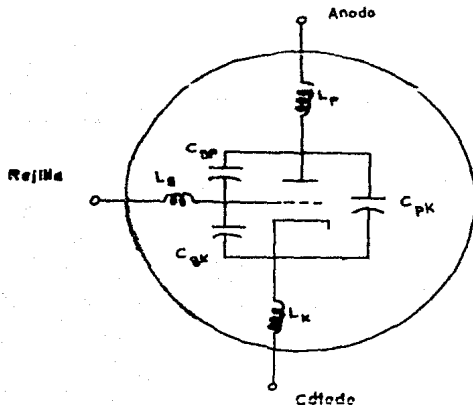


Figura 1.1

El efecto piel (el área transversal efectiva es inversamente proporcional a la frecuencia) causa que la corriente no fluya en el conductor sólido, sino en sus capas exteriores; la profundidad de la "piel" se reduce en proporción a la raíz cuadrada de la frecuencia. Esto resulta en enormes incrementos de las resistencias en serie e inductancias en tubos en altas frecuencias.

Las pérdidas dieléctricas en las bases de los tubos y las capacitancias se incrementan con la frecuencia, hasta que las eventuales eficiencias son tan bajas que no se puede realizar una amplificación adecuada. Así, uno de los pasos hacia la operación en alta frecuencia de los tubos y los circuitos asociados es el uso de materiales dieléctricos con las mínimas pérdidas posibles.

Conforme se incrementa la frecuencia, la admitancia de ruido se incrementa y extiende de manera que el ruido encuentra una forma fácil de entrar al tubo. La admitancia de ruido es proporcional al cuadrado de la frecuencia.

A bajas frecuencias, es posible asumir que los electrones dejan el cátodo y arriban a la placa instantáneamente, pero este tiempo de traslado de un electrodo al siguiente no puede asumirse que es extremadamente corto a frecuencias de microondas. El tiempo de tránsito actual, por supuesto, no se incrementa absolutamente con la frecuencia, pero esto es ciertamente muy relativo. Sobre todo, conforme la frecuencia de operación se eleva, el período de un ciclo se acorta, y por lo tanto este tiempo de tránsito resulta en proporción constantemente creciente del ciclo. Muchos efectos peligrosos ocurren a causa de esto. Uno de ellos es que las señales de la rejilla y la placa están a no más de 180 grados fuera de fase, esto causa problemas de diseño, especialmente con la realimentación en osciladores. Otro efecto importante (posiblemente el más importante) es que la rejilla comienza a tomar potencia de la fuente de alimentación; la potencia es absorbida y disipada aún cuando la rejilla este polarizada negativamente. La figura 1.2 muestra la distribución de electrones en un triodo en un instante de tiempo cuando el voltaje de la rejilla está volviéndose menos negativa; el tubo es polarizado y alimentado de modo que el voltaje de rejilla siempre permanece negativo, pero sus valores instantáneos varían a causa de la señal aplicada de ultra alta frecuencia (UHF). Se observa que existen más electrones entre la rejilla y el cátodo que entre la rejilla y la placa. La razón de esto es que los electrones entre la rejilla y la placa dejaron el cátodo cuando el voltaje era completamente negativo, y así la velocidad del flujo de electrones (o corriente de placa) era también baja; por otro lado, los electrones entre el cátodo y la rejilla han dejado apenas el cátodo, y como la rejilla es ahora menos negativa, el flujo de electrones se incrementa.

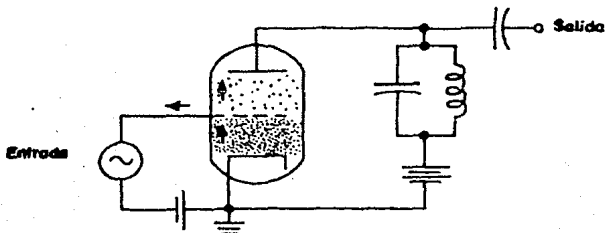


Figura 1.2

El problema no se presenta a bajas frecuencias, porque el voltaje en la rejilla no cambia lo suficientemente rápido para alterar significativamente mientras un grupo particular de electrones están viajando entre el cátodo y la placa. Que el problema surja ahora es debido al hecho de que el tiempo de tránsito es ahora finito, y el voltaje en la rejilla ahora debe tener tiempo para cambiar durante el flujo de un grupo particular de electrones a través del tubo. Debe notarse que el tiempo de tránsito total varía de 1 a 10 microsegundos para tubos ordinarios, dependiendo de la construcción, voltajes y densidad de corriente.

Nótese que la corriente fluye en la rejilla cuando el voltaje en la misma se vuelve más positivo (o menos negativo, lo cual es la misma situación), y así esto constituye una conductancia positiva. Alternadamente, si la ley de corriente de Kirchhoff es aplicada a la rejilla, encontraremos más electrones arribando que abandonando. De aquí los electrones deben salir de la rejilla, por ejemplo, si una corriente fluye en ella.

Durante la parte opuesta del ciclo (cuando la rejilla se está volviendo más negativa), se aplicará lo contrario, y la corriente saldrá de la rejilla. El efecto neto es que el tubo parece tener (hacia la fuente de poder) una inductancia finita conectada entre el cátodo y la rejilla. Conforme se incrementa la frecuencia, el efecto se vuelve más pronunciado, y la fuente de alimentación se carga más y más hasta que la operación deja de ser practicable. También, el ruido se hace generalmente inaguantable para este tiempo. Es verdad el decir que cuando un tubo eventualmente falla en altas frecuencias, el tiempo de tránsito es el culpable, directa o indirectamente.

Un tiempo de tránsito pequeño es esencial si las pérdidas en la rejilla y el ruido están siendo minimizadas; igualmente esencial es la reducción de las capacitancias interelectrónicas y las inductancias en los electrodos. Finalmente, se usan líneas resonantes coaxiales y cavidades como circuitos sintonizados a estas frecuencias. Acordemente, es muy ventajoso para los tubos ser construidos para conectarse a dichas líneas o resonadores directamente.

Para reducir el tiempo de tránsito, es obviamente necesario tener cerca los electrodos tanto como sea posible, mientras sea seguro que no se tocan aún cuando el tubo sea sacudido. El incremento del voltaje de placa también ayudará a reducir el tiempo de tránsito, y así también a incrementar la corriente de placa por varias razones complicadas. La capacitancia entre electrodos es proporcional al área del electrodo e inversamente proporcional a la distancia entre electrodos; así, si ambos son reducidos por el mismo factor de escala, la cercanía de electrodos no incrementará la capacitancia entre ellos. Finalmente las inductancias pueden ser reducidas teniendo

terminales delgadas o múltiples, o con terminales en forma de anillo.

El área disminuida de los electrodos reducirá indudablemente la máxima disipación de la placa, y así es de esperarse que conforme la frecuencia se incrementa, menor potencia de salida se podrá obtener de los tubos.

De aquí la necesidad del enfriamiento, como resultado de lo cual, los tubos de ultra alta frecuencia (UHF) frecuentemente cuentan con ánodos con aletas de enfriamiento.

Como resultado de todos estos esfuerzos, los tubos son capaces de entregar potencia continua de alrededor de 100 Watts a 3 GHz como amplificadores o como osciladores, y potencias pulsantes de cerca de los 12000 Watts a la misma frecuencia; pueden ser usados sucesivamente a frecuencias arriba de los 10 GHz. Las ganancias permisibles para dichos amplificadores cerca de los 3 GHz varía entre 10 y 20 dB.

* KLYTRONS

Los klystrons son tubos de vacío con modulación de un haz de electrones, llamados tubos moduladores por velocidad o tubos lineales de haz. Principalmente el haz del klystron tiene una trayectoria suficientemente larga de tal manera que la velocidad de sus electrones puede ser incrementada o decrementada alternativamente por las cavidades resonantes que rodean al haz. Esta aceleración y desaceleración de los electrones causa que viajen en grupos, los cambios en la cantidad de agrupamiento representa modulación, la cual es aplicada cerca del inicio del grupo (esto es, en la primera cavidad) y se incrementa en cavidades subsecuentes conforme el grupo viaja a través de ellas.

Una representación de este proceso aparece en la figura 1.3, describiendo un modelo de dos cavidades. Aquí se considera al klystron como un tubo de vacío alargado consistente de dos secciones encerradas en cavidades resonantes. El grupo de electrones es generado por un filamento-cátodo a la izquierda de la estructura conforme este pasa a través de: la primera cavidad, del tubo llamado sección de acarreo, de una segunda cavidad y finalmente a un electrodo llamado colector.

En el lenguaje simple, la primera cavidad con acoplamiento de señal de entrada produce un campo eléctrico oscilante el cual alternativamente retarda y acelera los electrones, agrupándolos, para por decir algo, viajen en burbujas a través del área de acarreo. De aquí las burbujas agrupadas excitan la segunda

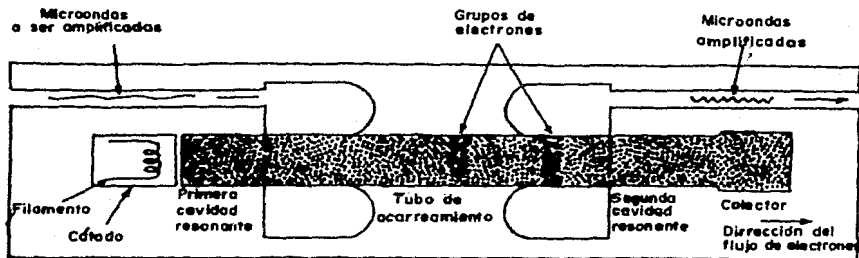


Figura 1.3

cavidad colectora y en este punto provocan oscilaciones más fuertes o amplificadas, y que son retiradas en forma de potencia de salida. Los electrones restantes pasan hacia el colector y son regresados al cátodo a través de la fuente de alimentación del circuito. Prácticamente, la estructura tiene otros elementos que mejoran su funcionamiento. La figura 1.4 ilustra un modelo trabajando con dos cavidades.

En diseño y operación las cavidades resonantes deben estar cuidadosamente sintonizadas, el espacio de acarreo no debe ser demasiado largo, o los grupos desaparecerán, la rejilla de aceleración y los voltajes de colector deben estar estabilizados y ajustados precisamente, un acoplamiento para entrada y salida debe ser proporcionado.

Usando estructuras de multicavidad, el acoplamiento de cavidades de colección-colector y agrupamiento se arreglan para una óptima eficiencia y estabilidad en el diseño de unidades de alta potencia.

Los klystrons de cavidad única para oscilaciones y aplicaciones de baja potencia usan el principio réflex de agrupamiento de electrones en circuitos osciladores de microondas. Haciendo una analogía puede decirse que si, en la ilustración de dos cavidades, algo de la energía colectada fuera retroalimentada en fase correcta a la cavidad de agrupamiento, la unidad podría oscilar. En un klystron réflex en efecto, un voltaje negativo es colocado atrás del colector en una cavidad de agrupamiento única la cual actúa para rechazar los electrones

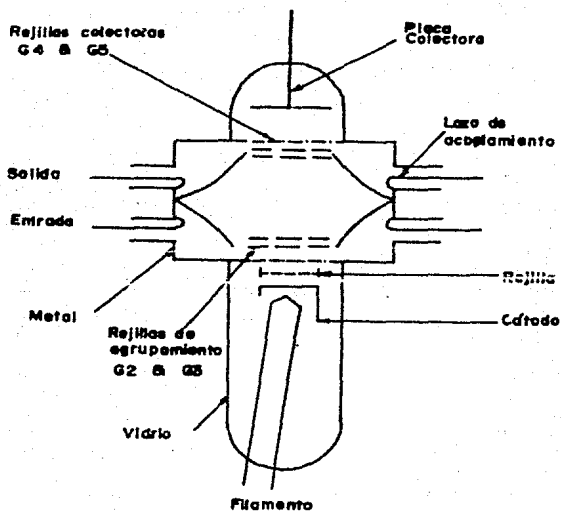


Figura 1.4

sobrantes que dejan este electrodo, al cual llamaremos ahora repulsor.

La figura 1.5 ilustra el arreglo de electrodos, la cavidad, y los voltajes necesarios para la operación reflex. Aquí los electrones emitidos por un cátodo calentado indirectamente son acelerados hacia las rejillas de la cavidad por el voltaje positivo E_a y son controlados por una porción del voltaje aplicado a la rejilla de control.

La mayor parte de los electrones pasan a través de las rejillas central y de cavidad, continuando hacia la placa repulsora. En esta región, sin embargo, se encuentran fuerzas opuestas del voltaje repulsor negativo y voltajes de aceleración cavidad-rejilla de manera que son detenidos y regresan a las rejillas, donde son colectados por las mismas rejillas, la rejilla de control o la coraza.

Este paso de electrones a través del espacio cerrado de las rejillas de la cavidad, mientras la cavidad esta oscilando a causa de la resonancia, resulta en el proceso de agrupamiento.

Esto es porque (1) el tiempo que requieren los electrones para pasar a través de la corta distancia entre las rejillas es pequeña comparada con el periodo de oscilación, (2) los electrones que entran al espacio entre las rejillas cuando "e" (la intensidad del campo) es cero no encuentran campo y pasan libremente, (3) aquellos que pasan cuando "e" es positivo en la rejilla a mano derecha con respecto a la rejilla a mano izquierda son acelerados y (4) aquellos que entran cuando "e" en la rejilla a mano izquierda es positiva con respecto a la rejilla a mano derecha son retardados.

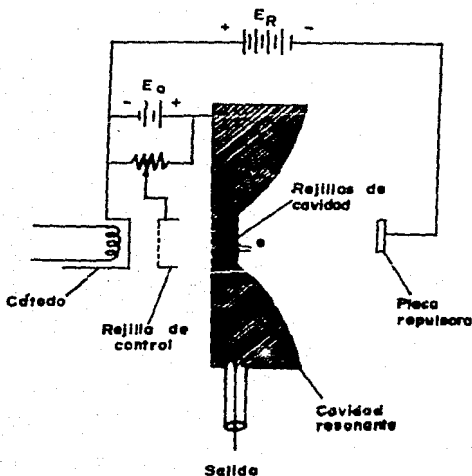


Figura 1.5

La figura 1.6 muestra como ocurren el agrupamiento y la repulsión en varias posiciones de los electrones durante tiempos seleccionados del ciclo de tránsito.

Así, tomando la distancia cero como el camino medio entre las rejillas de la cavidad, tenemos (1) el electrón A, que llega cuando "e" es positivo, es acelerado, y viaja más lejos antes de ser regresado; (2) el electrón B no es afectado; (3) el electrón C es desacelerado y regresa después de una breve excursión, de aquí los patrones típicos que se muestran en el diagrama.

También los electrones que pasan en tiempos intermedios son mostrados como si regresaran a las rejillas en el mismo instante de tiempo. Así se puede ver que los electrones regresarán a las rejillas de la cavidad en un flujo que varía en intensidad a la frecuencia de oscilación de la cavidad. Por lo tanto, el nombre de modulación de velocidad réflex es una descripción propia para el mecanismo existente en el tubo.

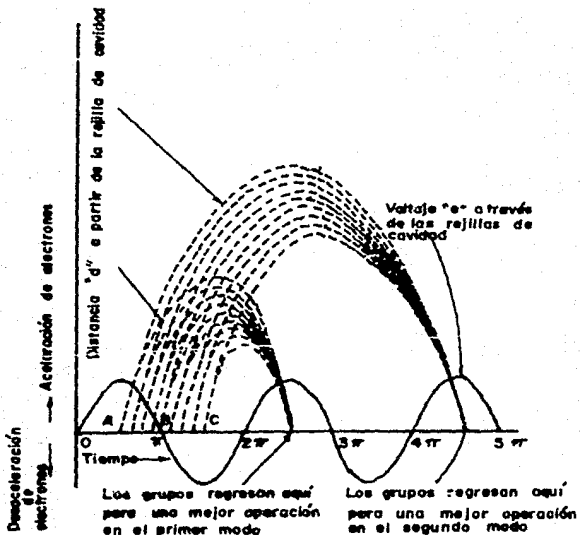


Figura 1.6

El estudio de la figura 1.6 muestra otro modo de operación que ocurre cuando los grupos de electrones pueden regresar también a las rejillas en la segunda excursión positiva de "e". Así el tiempo de tránsito para el electrón promedio puede ser $3/4, 1\ 3/4, 2\ 3/4$ ciclos, etc. Cada tiempo será determinante para el modo particular.

También se puede ver la casi completa dependencia de operación (particularmente la selección de modos) sobre la proporción del repulsor hacia el voltaje de rejilla. de aquí la velocidad original del electrón depende de (1) "Ea" y la distancia que el electrón viaje antes de regresar y (2) la velocidad con la cual regresa, un factor controlado por la diferencia entre "Ea" y "Er".

La figura 1.7 muestra la salida de potencia y la frecuencia de oscilación como una función del voltaje del repulsor para tres modos de operación. Nótese que la frecuencia de puntos de máxima salida es la misma para los tres modos, siendo por supuesto, la frecuencia de la cavidad resonante. La salida decrece conforme el modo de operación se incrementa, y sin embargo el ancho de banda

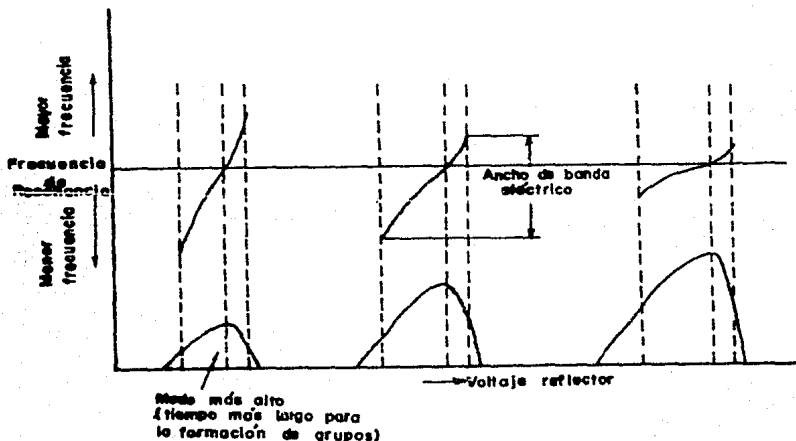


Figura 1.7

en los modos más altos es grande, el voltaje del repulsor es muy sensitivo a cambios y esto hace preferible el modo bajo de operación.

En general, los klystrons pueden ser catalogados bajo los tipos de multicavidad o cavidad única. Esto automáticamente significa que los klystrons de alta potencia son multicavidad por necesidad, porque la separación entre cavidades permite la inmediata disipación de calor.

Los modelos de klystron réflex muestran diferencias principales en el diseño de sus cavidades sintonizables. La figura 1.8(a) ilustra una unidad típica con una cavidad sintonizable externa donde el control de frecuencia consiste de émbolos que, cuando son introducidos o retirados de la cavidad, cambian su tamaño y la frecuencia de resonancia.

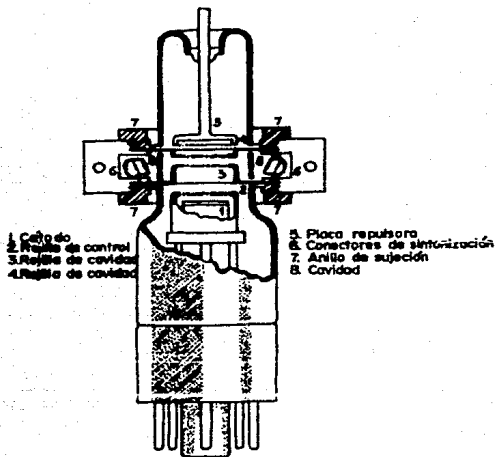
Las figuras 1.8(b), (c) y (d) muestran métodos para distorsionar el tamaño físico actual de la cavidad principal.

Brevemente, la consideración principal en el diseño del klystron es la estabilidad de la frecuencia en los tipos réflex y la disipación de potencia en los diseños a multicavidad. Un buen número de desarrollos en ingeniería en estos años ha mejorado la convergencia del flujo de electrones en el tubo de acarreo, combinaciones más eficientes del voltaje y corriente del haz, colocación más eficiente y uso de cavidades, mejor amplificación y aplicación a las microondas.

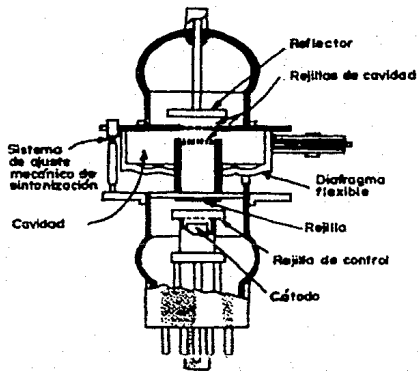
El klystron de multicavidad es usado como amplificador de potencias medias y altas. En los rangos de UHF y microondas, en operación de pulsos y onda continua en ambos. Dichos dispositivos están disponibles sobre el rango de frecuencia de 250 MHz hasta cerca de 60 GHz, con potencias máximas de salida de onda continua (CW) típicas de 100 KW en el rango de UHF y hasta 250 KW en la banda X.

El tamaño total de un klystron depende de la frecuencia de operación, la cual determina el tamaño de la cavidad y la longitud del espacio de acarreamiento, y también el tamaño del magneto, pero también es regido por la potencia de salida.

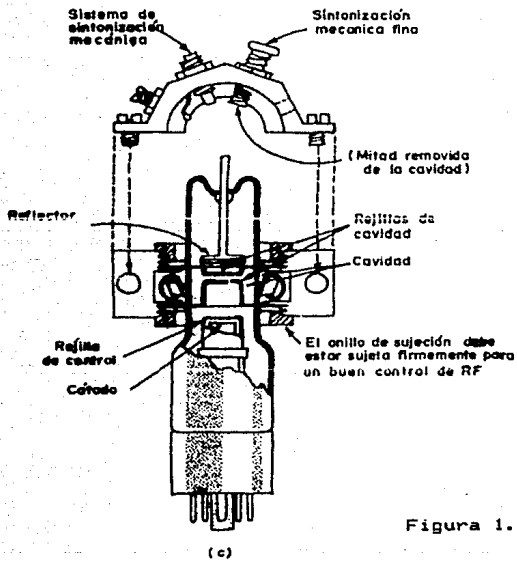
Los amplificadores klystron de multicavidad no son muy inmunes al ruido en la práctica, sin embargo potencialmente se puede hacer un buen uso de ellos. Esto determina en mayor o menor medida sus aplicaciones, las cuales obviamente son más en transmisores que en receptores. Dichos klystrons son usados como tubos de salida de potencia en transmisores de televisión de UHF, en transmisores dispersadores atmosféricos, y en algunas estaciones terrenas de comunicaciones via satélite. Los klystron de pulsos son usados en algunos tipos de transmisores de radar y



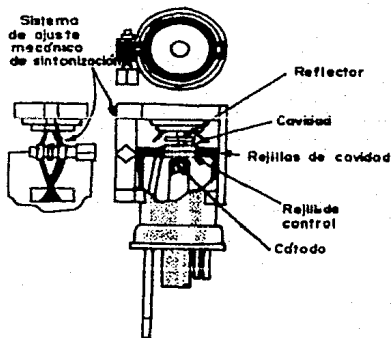
(a)



(b) Diáfragma flexible



(c)



(d)

Figura 1.8

en ciertos aceleradores nucleares de partículas. El hecho de que la eficiencia de los klystron en rangos arriba del 40 % o más es auxiliar en estas aplicaciones.

Dado el tiempo que toma un grupo de electrones en pasar a través del tubo de acarreamiento de un klystron está asociado con el voltaje en el colector, este voltaje debe ser regulado tanto como sea posible. Similarmente, cuando un amplificador klystron es pulsante, dichos pulsos son frecuentemente aplicados al colector y deberán por tanto ser planos; de otra manera la frecuencia puede variar durante el pulso. Como una alternativa a esto y también por que la placa pulsante toma una gran cantidad de potencia, los klystron han sido desarrollados para tener un electrodo modulador especial al cual los pulsos pueden ser aplicados, como se muestra en la figura 1.9. El circuito es bastante similar a un amplificador modulado por rejilla, y se puede obtener la misma potencia modulada. El klystron puede ser modulado en amplitud de una manera similar, o bien por la aplicación de potencia moduladora al cátodo o al colector. Con cualquier sistema, sin embargo, se debe tener cuidado de asegurar que la máxima potencia de salida no debe exceder del 70 % de la potencia máxima determinada bajo estas circunstancias. Esto es porque el klystron de multicavidad es un amplificador lineal de R.F. después de la cual satura a causa de las no linealidades. La misma precaución se aplica cuando un klystron es usado para amplificar una señal modulada en amplitud.

El oscilador klystron de dos cavidades es usado como un oscilador de potencia en el rango de frecuencia desde 5 hasta cerca de 50 GHz con potencias de salida típicas en el rango de 2 a 10 Watts, pero también están disponibles dispositivos comerciales de onda continua que entregan hasta 200 Watts. Las aplicaciones comerciales son en radar Doppler de onda continua, amplificadores paramétricos y en osciladores de frecuencia modulada en enlaces de microondas de alta potencia. La gran ventaja de los klystron de dos cavidades es la relativamente alta potencia de onda continua de la que son capaces con su pequeño tamaño, su eficiencia también es completamente buena, arriba del 70 %. Su gran desventaja es que requieren de dos cavidades, y cada una debe ser sintonizada separadamente si se desea un cambio de frecuencia.

Cuando la frecuencia debe ser variada, se usa el klystron réflex (de baja potencia y baja eficiencia); este tiene una sola cavidad resonante y es por tanto más fácil de sintonizar.

El klystron réflex es un oscilador de microondas muy comunmente usado. Los klystron réflex están disponibles comercialmente para frecuencias en rangos de menos de 4 y hasta sobre los 200 GHz con cavidades integrales, pero se pueden operar klystrons con cavidades desmontables a frecuencias de 600 MHz,

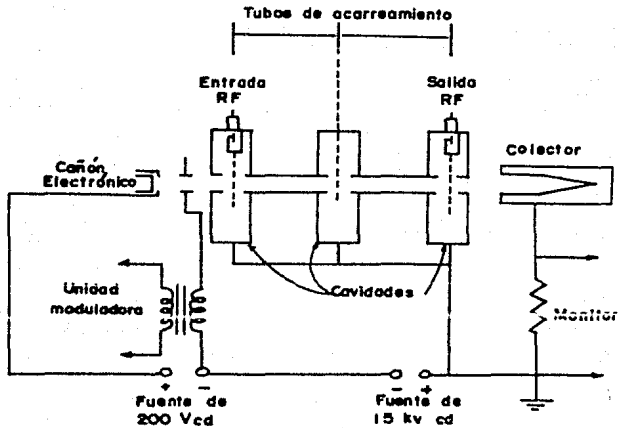


Figura 1.9

rangos de potencia de salida típicos de 100 mW hasta incluso 2.5 Watts, configuraciones disponibles máximas en rangos de 2 Watts a 5 GHz, pasando por 1.5 Watts a 12 GHz, y 400 mW a 40 GHz, hasta 10 mW a 220 GHz. Las eficiencias son definitivamente bajas (abajo del 10 %); pero esto no es tan significativo para aplicaciones de baja potencia; contrariamente, el klystron reflex esta restringido para aplicaciones de baja potencia debido a su baja eficiencia.

Las siguientes son las cuatro mayores aplicaciones de los osciladores de klystron reflex:

- 1) Fuente de señal en generadores de microondas
- 2) Osciladores locales en receptores de microondas
- 3) Osciladores de F.M. en enlaces de microondas portátiles de baja potencia.
- 4) Oscilador para amplificadores paramétricos

Las primeras dos aplicaciones son las tradicionales para klystron reflex, y requieren tubos con potencias de salida medias

o bajas, aproximadamente 150 mW. La segunda de estas es la mayor aplicación de este dispositivo.

La tercera aplicación de los klystron réflex es un poco más reciente que las otras dos, pero no es sin embargo completamente común; el más poderoso klystron réflex es usado comúnmente como un oscilador de potencia modulado en frecuencia en enlaces portátiles, misiles, radar aéreo y en radar móvil de policía.

* MAGNETRON

Este dispositivo oscilador de potencia fue uno de los primeros generadores de potencia en microondas usados en radar, comunicaciones, telemetría, calor industrial (incluyendo cocina)

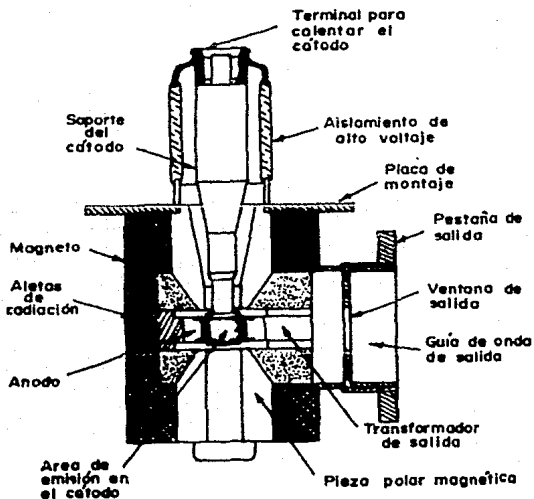


Figura 1.10

y diatermia. En vista de que la sección generadora cátodo-haz está construida íntegramente con una estructura magnética, su factor de espacio y simplicidad de control da ventajas estructurales sobre los klystrons en muchas aplicaciones. También su tamaño compacto, poco peso, alta eficiencia, y altas capacidades de potencia encuentran uso extenso en radares móviles y en vuelo.

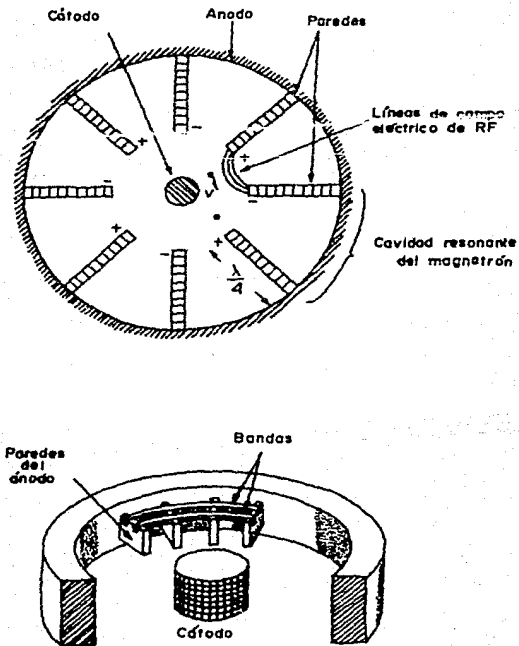
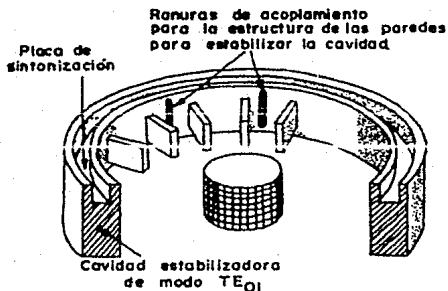
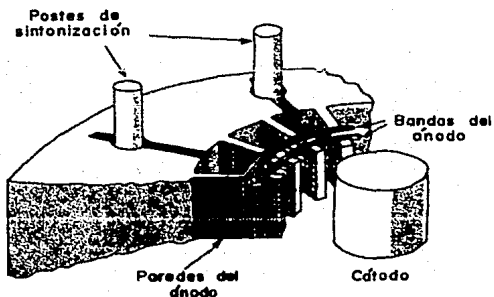


Figura 1-11

Fisicamente, el magnetrón, que es un diodo, consiste de un cátodo cilíndrico rodeado a una distancia específica por un ánodo cilíndrico; el ánodo está segmentado en cavidades resonantes extendidas radialmente del centro de la estructura combinada cátodo-ánodo (figura 1.10). El espacio entre el cátodo y el ánodo es llamado el espacio de interacción y es donde los electrones,



(a) Paredes y ranuras de acoplamiento



(b) Paredes con bandas y postes de sintonización

Figura 1.12

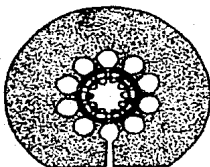
actuando bajo la combinación de campos eléctricos y magnéticos, giran y oscilan en el proceso de entregar energía de microondas a la salida.

Para operación bajo condiciones estáticas, se aplica un fuerte campo magnético de corriente directa paralelo a la estructura del cátodo, a través de los magnetos de doble herradura común a la construcción del magnetrón. También se puede aplicar voltaje de corriente alterna entre el ánodo y el cátodo.

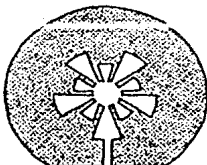
Cuando un electrón es emitido, si las cavidades envolventes, radialmente localizadas no son excitadas por radiofrecuencia, y si el campo estático y el voltaje aplicado de ánodo se proporcionan correctamente, estas fuerzas (siendo contrarias) pueden mantener a un electrón suspendido en algún lugar del espacio de interacción y causan que este rote alrededor del eje central. En esta condición de equilibrio, por tanto, una nube de electrones continuamente rodea el cátodo y se extiende a un cierto radio en el espacio de interacción. Más allá de este radio no hay espacio de carga, y si el voltaje de ánodo es incrementado, el radio de rotación se incrementa y eventualmente los electrones no alcanzan el ánodo.

Ahora, las cavidades resonantes separadas por paredes introducen campos longitudinales (campos transversales) los cuales también actúan sobre el patrón rotacional del electrón. La figura 1.11 ilustra el arreglo de dichas cavidades, las que a propósito pueden ser de una longitud de un cuarto de longitud de onda, de las líneas de transmisión cortadas en sus extremos finales y produciendo un campo máximo en los puntos interiores de la pared. Estos campos variables modifican la trayectoria de los electrones rotatorios por impartición y absorción de energía electrónica conforme rotan hacia el exterior del cátodo y pasan por las paredes polarizadas alternativamente. Las alteraciones son ajustables a la frecuencia de microondas seleccionada y representan la energía generada que es transformada y acoplada a través del iris de la ventana de salida a la guía de onda de transmisión. Las nubes de electrones emitidos son entonces amontonados o agrupados conforme viajan en la trayectoria espiral y en efecto, forman áreas densa y pobremente pobladas, similar a los rayos de una rueda, que rotara en sincronismo con el campo de radiofrecuencia.

El dispositivo es entonces un dispositivo de conversión de energía oscilante que transforma campo de corriente directa y potencial en radiofrecuencia a la salida. Su frecuencia básica está determinada por las dimensiones físicas de las cavidades resonantes (ver anillos anulares en el ánodo de la figura 1.12) con posibles ajustes de sintonización por las variaciones en el potencial del ánodo como se describe a continuación.



(a) Diseño de agujero y ranura



(b) Construcción de sol creciente

Figura 1.13

Los principales tipos de cavidades descritos abajo caen en tres tipos básicos:

1.- CONSTRUCCION DE PAREDES (figura 1.11). La construcción de este tipo de cavidad es acompañada usualmente por barras de sintonización insertadas en la base de la cavidad (figura 1.12 (a) y (b)). Esta construcción también es conocida como coaxial.

2.- CAVIDADES DE AGUJERO Y RANURA (figura 1.13 (a)). Usan agujeros cilíndricos en vez de cavidades en forma de cuña pero están acoplados al área de interacción por ranuras radiales, las cuales a su vez están interconectadas por anillos anulares.

3.- CONSTRUCCION DE SOL CRECIENTE (figura 1.13 (b)). Usa cavidades grandes y pequeñas alternadas radialmente (sin bandas de aros) con objeto de incrementar la Q del circuito y mejorando la estabilidad del circuito.

Funcionalmente el magnetrón está diseñado para operar bajo

- 1.- Condiciones pulsantes
- 2.- Onda continua (CW)
- 3.- Sintonización de voltaje
- 4.- Tipos especiales

1.- MAGNETRONES DE PULSOS. Estos son los más extensamente usados en radar y son modulados por alto voltaje (pulsos de 0.5 a 10 microsegundos de duración) aplicados como pulsos de disparo y teniendo ciclos de servicio de 0.005 a 0.02 segundos. Estas unidades pueden entregar potencias de pico de alrededor de 1 Mw en las bandas S y C.

2.- MAGNETRONES DE ONDA CONTINUA. En alta potencia (1 a 30 Kw) estas unidades son usadas para calor comercial, cocimiento y procesos industriales. Las unidades de baja potencia son usadas en osciladores locales de rastreo rápido.

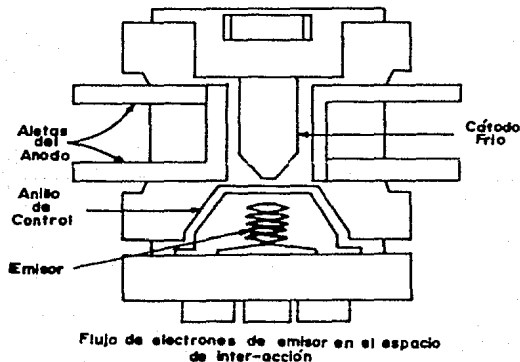


Figura 1-14

3.- MAGNETRONES DE VOLTAJE SINTONIZABLE. Estos dispositivos están contruidos de forma que la variación del voltaje ánodo-cátodo produce cambios directamente proporcionales en las oscilaciones generadas, determinadas por la cavidad. Esto se logra controlando la alimentación de electrones al área de interacción de forma que el emisor es aislado del bombardeo posterior y de otras influencias del potencial del ánodo.

La figura 1.14 muestra como los electrones emitidos son concentrados por la acción del anillo de control y avanzan hacia el espacio de interacción que rodea al cátodo. El flujo de electrones entonces pasan hacia arriba a lo largo de los lados del cátodo en lugar de ser emitidos por el mismo. Su control y excursiones oscilantes son entonces controladas más directa y precisamente por el campo eléctrico del ánodo. Esta característica produce flexibilidad de operación y permite para una respuesta plana potencia-eficiencia, una alta eficiencia, y la oportunidad de modular en frecuencia la salida por la aplicación de señal moduladora al anillo de control.

4.- TIPOS ESPECIALES. Actualmente, el magnetrón convencional es un oscilador de campo transversal que opera debido a una acción compuesta de un campo eléctrico combinado con un campo magnético sobre las trayectorias de un electrón. Sus atributos particulares son su alta eficiencia (40 a 70 %), simplicidad y economía de construcción y manufactura, tamaño relativamente compacto (y bajo peso), bajo potencial de ánodo, fácil de sintonizar mecánicamente, y ausencia de equipo auxiliar como electromagnetos, protecciones, etc.

El desarrollo de magnetrones de campo transversal en mejores dispositivos osciladores y amplificadores ha expandido el régimen de operación del magnetrón lo suficiente para garantizar el establecimiento de otra categoría.

MAGNETRONES COAXIALES. Esta construcción incrementa la estabilidad de frecuencia de un magnetrón convencional por cerca de 10 a 1 mientras mantienen una alta eficiencia y capacidad de manejo de potencia. Es construido usando una cavidad coaxial estabilizadora con la estructura principal del magnetrón como se ilustra en la figura 1.15 .

ESTABILITRON. El Estabilitrón es un magnetrón coaxial mejorado que incorpora un sistema interno dentro del casco del tubo de vacío; este sistema, conocido como platinotrón, es una estructura física similar a la que se usa como base del amplitrón, descrito a continuación. El uso de esto mejora grandemente la forma de atracción y repulsión y reduce la incertidumbre del encendido y apagado.

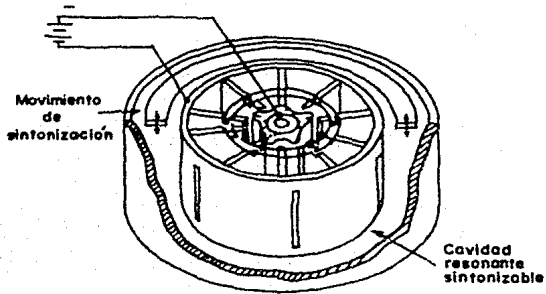


FIGURA 1.15

AMPLITRON.— El Amplitrón es una estructura de campo transversal que entrega ganancia de potencia a través del uso de un cátodo emisor de electrones rodeado por un cátodo-ánodo de tipo de aletas; las aletas actúan simultáneamente para coleccionar electrones y operar como un circuito de RF de onda retardada, terminado por acoplamiento a las aletas de entrada y salida de la estructura radial (figura 1.16).

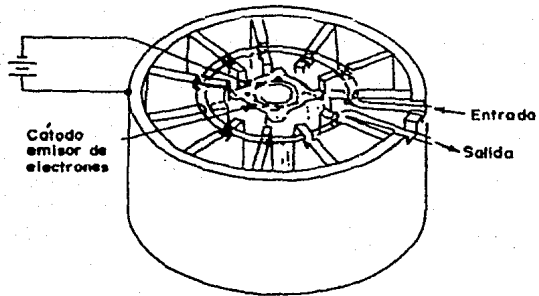


Figura 1.16

Con potencial aplicado al ánodo y usando el campo magnético convencional, los electrones emitidos dejan el cátodo y giran en espiral hacia afuera en patrones concéntricos incrementándose la velocidad con el potencial del ánodo hasta que la velocidad de los electrones en sus orbitas de diámetro creciente se vuelve sincrónica con la onda de RF inducida en la aleta de entrada (que es normalmente progresiva alrededor de la estructura). En sincronismo y con una colección final por el ánodo, la interacción ocurre, y los electrones ceden su energía original en forma de calor al ánodo y en energía de RF a las aletas, así aparece un crecimiento de potencia en la terminal de salida.

La ganancia de potencia del amplitrón (10 a 20 dB) es similar a aquella de un amplificador saturado, que no entrega un incremento de potencia de salida con una entrada de energía más allá de ciertos niveles de operación; su eficiencia es excelente (70 a 80 %) y el corrimiento de fase en la frecuencia es bajo.

* TUBOS DE ONDA PROGRESIVA (TWT)

Estos tubos caen dentro de la categoría de los dispositivos de haz lineal. Están caracterizados por un circuito de campo eléctrico que actúa longitudinalmente a lo largo de un haz de electrones y extrae energía del agrupamiento de electrones para suministrar amplificación y potencia de salida útiles.

El TWT, por sus siglas en inglés, a diferencia del klystron, no usa campos resonantes pero suministra una acción de enfocamiento continua a lo largo del haz por carga espacial, más métodos electrostáticos y magnéticos especiales.

El principio de afocamiento del haz contribuye a las enormes características de ancho de banda y alta potencia. esto debido a:

1. Sistemas de afocamiento mejorados (a cientos de Watts de onda continua (CW) y megawatts de pico).

2. La mejor construcción metal-cerámica da potencia de la operación en espiral de alta temperatura además de estabilidad, bajo condiciones extremas del medio ambiente, golpes y vibración.

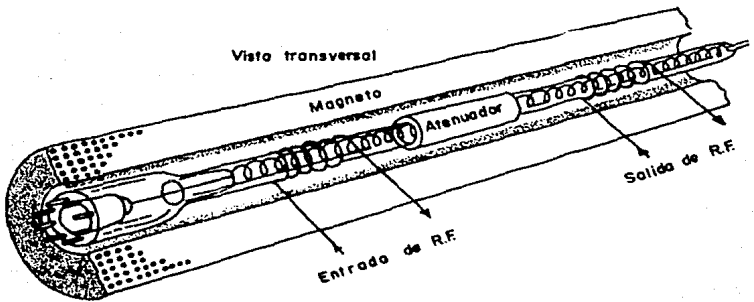
3. Eficiencia integral, atenuadores internos y circuitos acoplados entregan alta ganancia sobre una banda de una octava.

4. Mejoras en la cubierta dan ganancias por encima de 60 dB.

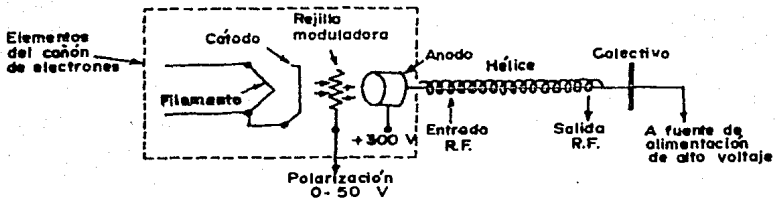
5. Mejoras en la formación del haz para baja capacidad de ruido.

6. Reducción en tamaño y peso permiten aplicaciones en radar aéreo y móvil.

La construcción del TWT básico (figura 1.17), consiste de un cañón de electrones, una espiral de alambre único, un atenuador integrado sobre la espiral, dispositivos de acoplamiento de entrada y salida, y un colector. Todo encerrado en una cubierta de vidrio y el conjunto entero rodeado por un magneto de afocamiento.



(b) Configuración básica



(b) Configuración esquemática

Figura 1.17

El cañon de electrones, unido a un extremo de la espiral, produce un haz de electrones dirigido a través del centro de la espiral. Este haz, similar al haz de un tubo de rayos catódicos, produce electrones inicialmente dirigidos por una rejilla de control y acelerados por el ánodo del cañon electrónico. La espiral es un conductor único formado con una espira en orden para amontonar los electrones conforme viajen a través de la misma. Las espiras de atenuación, integrales a la espiral, son acopladores direccionales o, en efecto, valvulas correctoras que sirven para prevenir las reflexiones hacia atrás de la espiral. La entrada y salida de RF se colocan, respectivamente, en los extremos del cátodo y el colector de la espiral. El colector, de potencial positivo y conectado en el extremo final de la espiral, da la aceleración final al haz.

Brevemente, la acción principal ocurre cuando los electrones entran a la espiral y se agrupan, lo cual es causado por la aceleración y desaceleración alternadas producidas por la onda de entrada de radiofrecuencia. Debido a que la interacción es continua y acumulativa, la amplitud de la señal de RF crece conforme viaja a través de la espiral.

Actualmente, la espiral representa un tipo común de línea retardadora, con un diámetro y vueltas por unidad de longitud seleccionados de tal manera que la onda viaja a su velocidad habitual a lo largo del conductor enrollado, y su velocidad a lo largo del eje de la espiral es de cerca de una décima de la velocidad de la luz. Ahora, en ciertos puntos donde la velocidad de la onda iguala a la velocidad del haz, el campo longitudinal debido a corrientes en la espiral opuestas a aquellas creadas por los electrones en el haz, hacen que los electrones se atrasen (en otros puntos los electrones son acelerados), produciendo el amontonamiento. Esto significa que la energía es transferida del haz hacia la onda viajera de la espiral.

La figura 1.18 muestra un diagrama simplificado del agrupamiento que acompaña a la onda viajera y el viaje del haz. La figura 1.19 muestra más detalles de las relaciones físicas del tubo y el refuerzo de las corrientes del haz.

Note que alrededor del tubo hay un alambre atenuador colocado cerca del punto medio de la cubierta del tubo; otro tipo de atenuador es un cilindro con endaduras de grafito colocado alrededor del centro de la estructura (Figura 1.17). Estos dispositivos sirven para aislar la entrada de la salida por la atenuación de todas las ondas pero permitiendo a los grupos de electrones pasar libremente.

La mejora más importante en cuanto al diseño de tubos de onda progresiva ha sido el desarrollo de sistemas de enfoque mediante magnetos periódicos permanentes. Estos arreglos usan anillos magnéticos delgados y ligeros junto con cuñas de acero

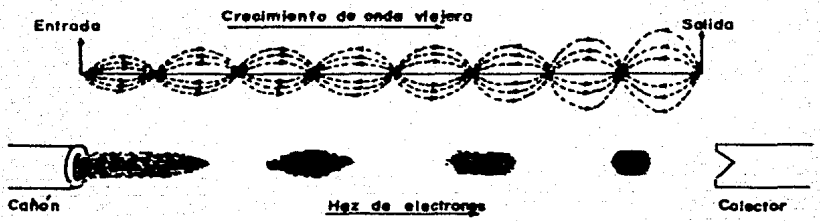
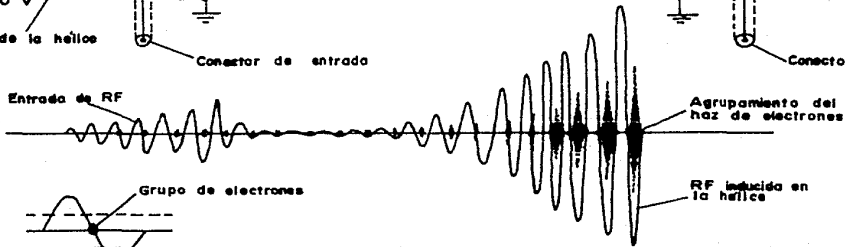
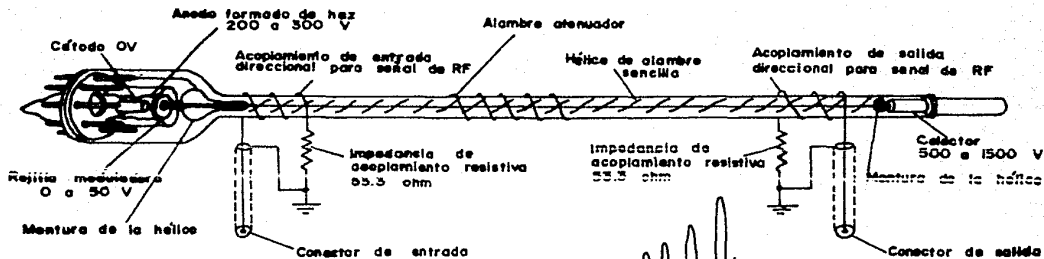


Figura 1.18



Dirección y magnitud
 de la fuerza ejercida en el
 flujo de electrones por el campo
 eléctrico de la onda CW

Figura 1.19

magnético arreglado en conjuntos sucesivos a lo largo de la estructura del tubo (figura 1.20).

Estos magnetos producen un campo magnético envolvente que varía senoidalmente a lo largo del eje central. Este contorno es particularmente eficiente en la concentración del haz de electrones y finalmente resulta en diseños que permiten el uso de magnetos 5 o 10 veces más pequeños que los viejos solenoides.

Otras mejoras del diseño son:

1. Cañon electrónico con cátodos parabólicos que generan haces convergentes con diámetros más pequeños que el cátodo mismo y particularmente con haces de electrones de alta densidad.

2. Geometría de rajilla de control especial, la cual permite un control total del haz antes de la convergencia.

3. Acoplamientos helicoidales para señales de entrada y salida, cuando son incorporados integradamente a la estructura permanente del magneto periódico, dan una operación particularmente eficiente y una impedancia de acoplamiento precisa (figura 1.21).

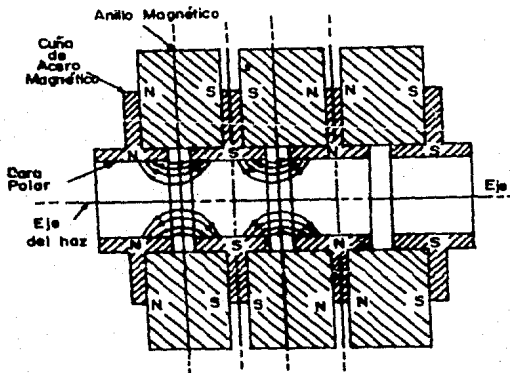


Figura 1.20

4. Cañones de flujo paralelo y bajo ruido, los cuales pasan el haz de electrones a través de una serie de aperturas que eliminan algo del ruido originado en los cátodos debido a la alta temperatura.

5. Enfoque electrostático, en el cual, por el uso intercalado de dos hélices idénticas en diámetro y vueltas por pulgada, y fijadas a potenciales diferentes, el enfoque se lleva a cabo de la misma manera que para sistemas de lentes convergentes idénticos y espaciados en intervalos cercanos. Esta unidad, conocida como estiatrón, elimina los magnetos de enfoque; y es adaptado particularmente para aplicaciones de baja potencia.

El atributo principal de los TWT es su bajo peso, amplificación de bajo ruido con respuesta en frecuencia en banda ancha; en general no es un dispositivo de alta potencia, rara vez son usados sobre el rango de kilowatts debido a la dificultad en el acoplamiento de la espiral.

Modelos recientes han mostrado avances en el diseño, en amplificación de bajo ruido arriba de los 5 GHz teniendo ganancias sobre los 25 dB y figuras de ruido de bajo 3 dB. Con pasos posteriores hacia la simplicidad de operación, estas unidades se proveen con fuentes de alimentación interconstruidas.

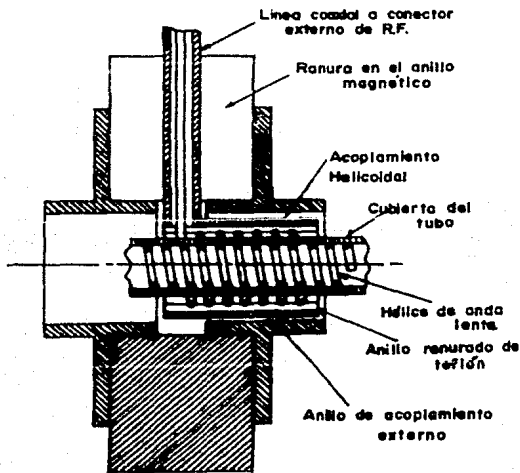


Figura 1.21

Un resumen de características de operación de tubos usados ahora en programas espaciales muestra que se tiene:

POTENCIA DE SALIDA : 2 A 35 WATTS
FRECUENCIA : 2 A 10 GHz
ANCHO DE BANDA : 20 A 100 %
GANANCIA : 30 A 35 dB
EFICIENCIA : 30 A 50 %
PESO : 1 A 3 lb
VOLUMEN : menos que 50 in³
RANGO DE TEMPERATURA : 50 A 185 GRADOS CENTIGRADOS
VIDA : 50 000 HORAS

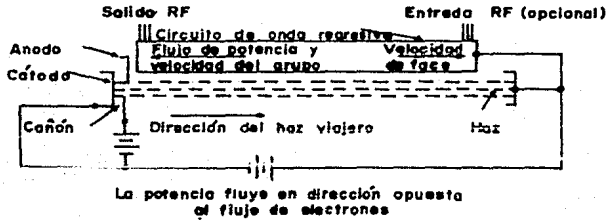
Debido a su versatilidad y debido a que su ancho de banda puede ser muy grande, el tubo de onda progresiva tiene muchas aplicaciones. Los tubos de bajo ruido son usados como amplificadores de RF en receptores de microondas de banda ancha, y como amplificadores repetidores en enlaces de banda ancha de comunicaciones y cables coaxiales, como las usadas para facilitar la telefonía de larga distancia. Pueden ser usados para la amplificación de señales de amplitud variable pero (como los klystron de multicavidad) los TWT saturan alrededor del 70 % de la máxima salida, y no son lineales arriba de ese nivel.

Los tubos de media potencia tienen muchas aplicaciones también. Son usados en enlaces de televisión, como amplificadores en radares de alta potencia, como amplificadores de repetidores, y como tubos de potencia de salida en satélites de comunicación, en los satélites de comunicaciones; es importante una larga vida del tubo (dado que el servicio es imposible), y los TWT se pueden conseguir con periodos de vida de operación superiores a las 50000 horas.

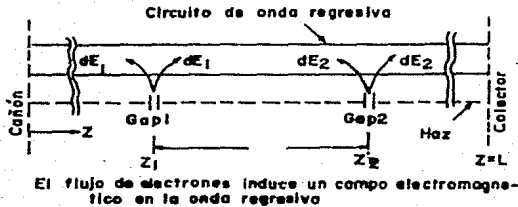
Los tubos de alta potencia de onda continua (CW) son usados en campos dispersadores troposféricos porque tienen adecuada potencia de salida y gran ancho de banda. Dichos tubos pueden ser modulados en frecuencia por la aplicación de señal moduladora al ánodo, o modulados en amplitud si la modulación es alimentada a una rejilla especial localizada entre el cátodo y la entrada de la espiral. Dichos tubos pueden ser usados en radar de onda continua y para radar de interferencia, en cuyo caso el TWT es alimentado por una fuente de ruido de banda ancha. Tubos de pulsos de alta potencia encuentran aplicaciones en radar aéreo y marítimo, así como en radares terrenos de alta potencia, y en cada caso son capaces de ciclos de trabajo completamente altos; pueden ser modulados en el cátodo, colector, o a una rejilla especial.

* OSCILADORES DE ONDA REGRESIVA (BWO)

Un oscilador de onda regresiva (BWO) es un tubo de onda progresiva de baja potencia auto-oscilante, de rango de frecuencia de operación amplio. La estructura es similar a un tubo de onda progresiva, teniendo un haz de electrones viajero, amontonado y contenido dentro de una espiral (Figura 1.22).



(a) Elementos



(b) Viaje esquemático del haz y del campo

Figura 1.22

Con el incremento de realimentación de la energía de la onda propagada, la estructura es tal que una porción de las ondas espaciales que avanzan en la espiral, generadas por el movimiento del agrupamiento de electrones, se cancelan cuando alcanzan el extremo derecho de la espiral. También, la porción de las ondas generadas por el agrupamiento en la espiral y que viajan hacia atrás se refuerza. Esto significa que la potencia es transferida

a la entrada, habiendo viajado de derecha a izquierda, aún cuando el haz está viajando de izquierda a derecha.

Básicamente, la realimentación es dependiente de la relación de fase de las ondas generada y propagada producida en la espiral; el mecanismo puede ser análogo a una cadena de lazos idénticos de alimentación regenerativa (figura 1.23). A lo largo de la parte superior de la cadena está una sección de líneas de transmisión en serie (secciones de vueltas de la espiral) que podrán soportar una onda moviéndose o a la derecha o a la izquierda. A lo largo de la parte inferior de esta cadena está una serie de amplificadores unilaterales en los cuales la señal puede pasar solamente en la dirección de izquierda a derecha. Así cada lazo consiste de una línea de transmisión, capacitancias de acoplamiento y amplificadores unilaterales.

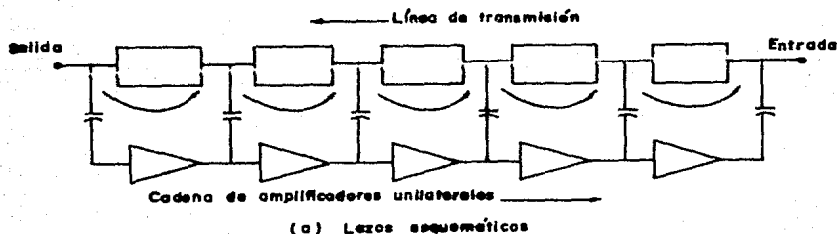


Figura 1.23

En operación, realimentación positiva, que lleva a una amplificación regenerativa y a oscilación, hace uso de la onda

que va de derecha a izquierda en la línea de transmisión cuando el desplazamiento de fase en un solo lazo es igual a un ciclo; estos voltajes son acumulativamente aditivos. Sin embargo, bajo estas condiciones, cada salida de un amplificador es cancelada por los voltajes incrementados de línea siendo acoplados hacia atrás a través de las capacitancias. Así, ondas de voltaje no pasan hacia la cadena de amplificadores conectados en serie, sin embargo el haz de electrones se mueve hacia adelante en su forma convencional.

Como en cualquier oscilador, el inicio de operación es usualmente espontáneo, debido al ruido, encendido, etc., previendo que las condiciones de realimentación son correctas.

La frecuencia de operación depende de las relaciones de fase de la interacción de la onda que regresa y de aquí contra la velocidad del haz de electrones; esto, en turno, es controlado por el voltaje del cátodo a la espiral y es proporcional a la raíz cuadrada del voltaje aplicado.

El BWO usa la construcción y operación básica del TWT, menos, por supuesto, los atenuadores. Emplean magnetos periódicos permanentes, huecos de haz, control convencional y electrodos aceleradores y colectores.

La aplicación más útil de los BWO es su habilidad de barrer o explorar electrónicamente una octava completa de frecuencias por el ajuste de un solo voltaje. En adición, un BWO es capaz de ser modulado por pulsos, FM, y 100 % de AM.

CATEGORIAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE TUBOS

DISPOSITIVO	CARACTERISTICAS	PRINCIPALES APLICACIONES
TRIODO	Sencillo y seguro bajo costo, eficiente y estable.	TV y transmisores de radar receptores, relevadores.
MAGNETRON	Compacto, bajo costo, sencillo y seguro.	Transmisores de radar
AMPLITRON	Eficiente, alta potencia, bajo costo. Compacto, sencillo y seguro.	Transmisores de radar.

DISPOSITIVO	CARACTERISTICAS	PRINCIPALES APLICACIONES
MAGNETRON DE VOLTAJE SINTONIZABLE	Sintonizable con voltaje, compacto bajo peso.	Generadores de señales, equipo de prueba, osciladores maestros, osciladores locales.
ESTABILITRON	Oscilador altamente estable.	Transmisores de radar.
KLYSTRON REFLEX	Bajo costo, amplia sintonización, sintonización de voltaje, larga vida.	Oscilador local, relevadores generadores de señales, Telemetría.
KLYSTRON DE DCS CAVIDADES	Más potencia que el klystron reflex.	Radar, generadores de señales, telemetría.
AMPLIFICADOR KLYSTRON	Alta potencia de pulsos y CW, alta ganancia, flexibilidad, buen ancho de banda.	Transmisores de radar Transmisores de comunicaciones.
TUBO DE ONDA PROGRESIVA TWT	Anchos de banda de una octava Alta ganancia Larga vida Bajo ruido.	Transmisores de radar Equipo de prueba Receptores.
OSCILADOR DE ONDA REGRESIVA BWO	Sintonización en una octava Todas las frecuencias, Seguro y fuerte, alta potencia de CW sobre una octava Buena eficiencia.	Generadores de señales Osciladores locales.

1.3 ELEMENTOS DE ESTADO SOLIDO PARA MICROONDAS

Dos nuevas tecnologías en microondas (circuitos integrados híbridos y circuitos planares miniaturizados, usualmente producidos por varios métodos de fabricación en sustratos

cerámicos) están trabajando juntos para alterar radicalmente la dirección en el campo de las microondas. Hay creaciones enteramente nuevas que proveen al diseño de sistemas de microondas de un costo moderado, así como fuentes de alimentación de bajo voltaje y costo.

A frecuencias bajas de microondas, el transistor es el dispositivo de potencia principal. Para altas frecuencias de microondas, los dispositivos activos de dos terminales son superiores.

Los sistemas que usan fuentes de estado sólido para producir aproximadamente 1 Watt de potencia de microondas fueron construidos a mediados de 1960. Los transistores de potencia fueron usados para producir decenas de Watts de potencia en sistemas de muy alta frecuencia (VHF) o ultra alta frecuencia (UHF).

* TRANSISTORES DE POTENCIA PARA MICROONDAS

Para el rango de frecuencias de microondas, se han presentado problemas para ampliar la frecuencia de operación de transistores y de otros dispositivos semiconductores. También aquí el tiempo de tránsito de los portadores del dispositivo adquiere importancia y se debe reducir, así como también se deben eliminar las capacitancias asociadas a la unión, que llegan a ser considerables.

La construcción de transistores de potencia para alta frecuencia ha avanzado significativamente en las décadas pasadas. Antes de 1962, prácticamente no existían dispositivos de potencia para altas frecuencias. El Germanio, a pesar de los avances teóricos, no se pudo emplear, particularmente por las limitaciones de la tecnología y parcialmente porque no permitió una alta temperatura de operación.

La introducción de la tecnología del Silicio planar en los dispositivos de señal pequeña, marcó el inicio de los transistores de potencia para microondas.

Virtualmente ahora todos estos transistores son dispositivos bipolares n-p-n de Silicio planar. La figura 1.24 resume los avances en este aspecto y la tabla 1 lista algunas figuras de funcionamiento.

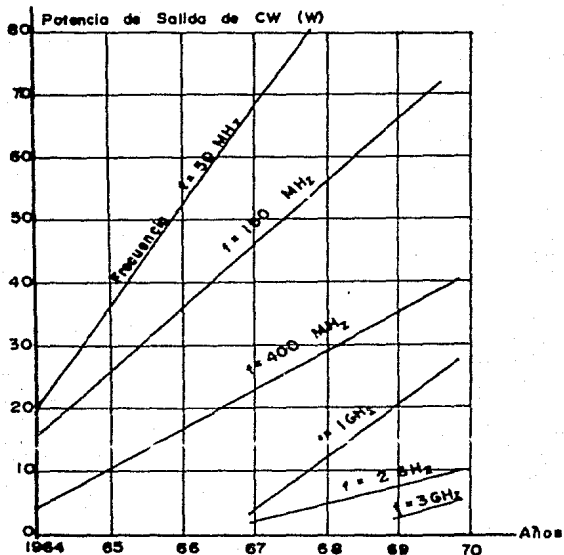


Figura 1.24

Un corte transversal de un transistor de microondas moderno, dispositivo epitaxial de doble difusión, es mostrado en la figura 1.25. Una capa epitaxial n es depositada en un sustrato n altamente dopado, se difunde una base p en la capa epitaxial y muchos emisores n altamente dopados son difundidos en la base con contactos p^+ usados para reducir la resistencia extendida de la base. Se usan capas de óxido de Silicio como máscaras de difusión y para aislamiento. Los contactos se hacen a través de aberturas en el óxido y todos son conectados en paralelo.

Las tres geometrías de superficie ilustradas en la figura 1.26 son populares hoy en día para los transistores de microondas. Se pueden demandar ventajas de cada forma pero ninguna tiene una ventaja de funcionamiento definida.

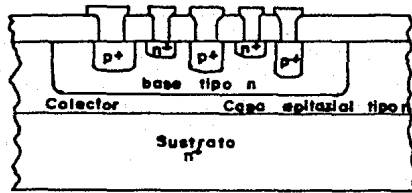


Figura 1.25

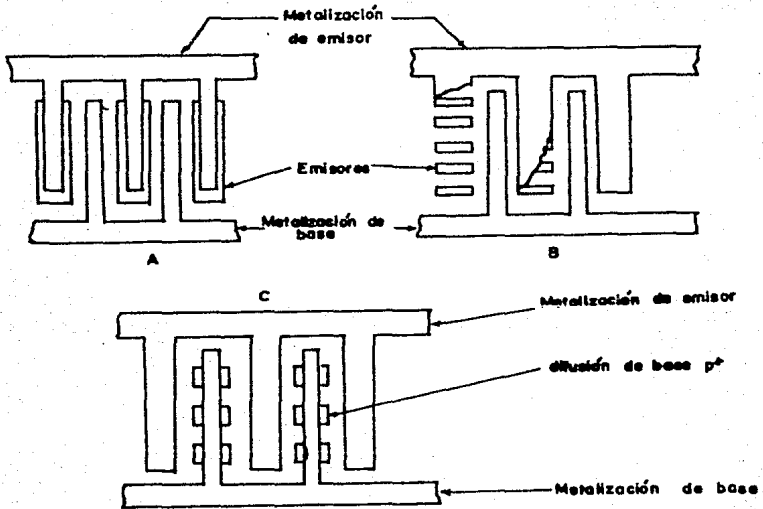


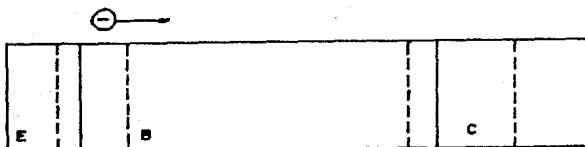
Figura 1.26

Los transistores de potencia para microondas son dispositivos no lineales y su operación es similar a los dispositivos de baja frecuencia pero sus requerimientos de dimensiones, control de proceso, bajo calentamiento y empaque son más severos.

Muchas de las aplicaciones de los dispositivos de estado sólido en microondas se basan en la operación del transistor en clase C. En este modo de operación hay menos problemas térmicos y los relacionados con la inestabilidad cuando se está en los modos A o AB, del propio transistor, aunque son de un ancho de banda limitado.

La figura 1.27 es un modelo simple de transistor. Cuando el dispositivo está polarizado para operación en clase C, las uniones emisor-base y colector-base están polarizadas inversamente y no fluyen corrientes en la ausencia de una señal aplicada. La capa de agotamiento en la unión colector-base es considerablemente mayor que en la unión emisor-base. Cuando un voltaje de RF de amplitud suficiente es aplicada a la unión emisor-base, la unión es polarizada en forma directa para una fracción del ciclo de RF. Durante la condición de polarización directa, los electrones son inyectados en la base. Los portadores

MODELO DE TIEMPO DE TRANSITO



$$\tau_{EC} = \tau_E + \tau_B + \tau_X + \tau_C$$

τ_E = Tiempo de carga de la unión de emisor

τ_B = Tiempo de transito de la base

τ_X = Tiempo de transito de la región de deflexión

τ_C = Tiempo de carga de la unión de colector.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \tau_{EC}} = \text{ancho de banda corriente-ganancia}$$

Figura 1.27

inyectados atraviesan la base por difusión combinada y fluyen, entonces son acelerados en la región de deflexión de la unión colector-base.

El campo eléctrico en la región de deflexión de la unión colector-base, aún en el punto más bajo de excursión de la onda de RF, es suficientemente alto para acelerar los electrones a su velocidad de saturación V_s determinada por la dispersión en la red. El flujo de electrones inyectado durante el tiempo de polarización directa en la unión emisor-base representa un pulso de corriente en el circuito del colector. El pico del pulso de corriente ocurre cuando los portadores entran a la región de deflexión de la unión colector-base y atraviesan esta región con velocidad V_s .

Si el circuito del colector presenta una carga real a la frecuencia de la señal guía (la carga del colector puede ser real en una armónica en un modo multiplicador) y un circuito corto o abierto en frecuencias armónicas, la energía puede ser transferida de la fuente de alimentación a la carga y se puede entregar una potencia de salida a la frecuencia fundamental. La potencia disipada dentro del transistor es proporcional al voltaje a través de la región base-colector durante el flujo de corriente pulsante. Se puede obtener alta eficiencia solamente si el flujo de electrones ocurre cuando el voltaje de colector es bajo. El tiempo de tránsito de los portadores debe ser una pequeña fracción de un ciclo de RF si la condición de alta eficiencia de fase se puede mantener.

Existe un límite de máxima corriente en la base o de máxima carga espacial móvil a través de la base.

Cuando la carga móvil es comparable en la carga fija de la base, ocurre una condición indeseable conocida como ensanchamiento de base. Esto reduce la eficiencia y limita el funcionamiento en alta frecuencia.

La operación de un transistor de switcheo, en la región de saturación produce un rápido encendido, pero un lento apagado como resultado de un lento almacenaje. El exceso de corriente de base necesaria que puede manejar el transistor en la región de saturación causa una acumulación de almacenaje de cargas en la región de base, la cual debe ser removida antes de que el transistor se apague.

Una reducción significativa del tiempo de retraso en un transistor de switcheo puede conseguirse poniendo diodos Schottky y diodos PIN al circuito del transistor de switcheo. Esto mejora las características del switcheo y también se tiene la capacidad de oscilar a frecuencias más altas.

El tiempo de tránsito de electrones a través del transistor puede ser determinado por cuatro términos: el tiempo de carga de la unión emisor-base, tiempo de tránsito de la base, tiempo de tránsito de la región de agotamiento de la unión base-colector, y tiempo de carga de la unión colector-base. Para los transistores de potencia típicos, los tiempos de tránsito de la base y de la región de agotamiento de la unión colector-base son aproximadamente de un orden de magnitud mucho más grande que el tiempo de carga de la unión, de esta manera, son los únicos tiempos de tránsito de consecuencia.

El tiempo de tránsito de la capa de agotamiento de la unión colector-base es una función de la polarización colector-base y del nivel de impureza epitaxial. En general, el dispositivo de potencia clase C de onda continua (CW) puede tener un voltaje de ruptura de corriente directa de alrededor de dos veces más grande que el voltaje de polarización.

El empaque juega un papel importante en la selección de la configuración del circuito para el transistor; p.e., base común (BC) o emisor común (EC). La configuración BC de transistor amplificador es bien escogida para operación de alta frecuencia y fué utilizada en muchos de los primeros intentos de amplificación en alta frecuencia. Durante los años pasados sin embargo, los diseñadores de circuitos y dispositivos se han concentrado en la configuración EC para amplificadores de potencia en UHF y han ignorado el modo BC debido a sus problemas de inestabilidad. La configuración BC ha sido usada con buenos resultados para amplificadores estables de potencia en microondas.

Dispositivos apropiadamente empaquetados operando en la configuración de BC han producido de 1 a 20 Watts de potencia en el rango de 1 a 3 GHz.

Frecuencia, GHz	Potencia, watts	Ganancia, dB	Eficiencia, por ciento
1.0	20	10	60
2.0	10	7	50
3.0	5	5	30

Funcionamiento típico de transistores de potencia para microondas.

TABLA 1

* TRANSISTORES GaAsFET

Los transistores de efecto de campo de GaAs están estableciendo características superiores en la mayor parte de los diseños de receptores de microondas de bajo ruido. Igual a frecuencias bajas como altas del orden de Ghz. El GaAsFET puede ser usado como un circuito estabilizador convencional. El GaAsFET es un dispositivo único con numerosas aplicaciones, por ejemplo amplificadores, osciladores, mezcladores, moduladores, sustituto para amplificadores paramétricos e interruptores de radio frecuencias.

En comparación con los transistores bipolares de Silicio, los GaAsFET requieren de más corriente y un bajo voltaje, y con esto nos entregan aproximadamente la misma disipación de potencia. Los parámetros más importantes en la selección de un transistor para alta frecuencia son:

- 1.- Mínima figura de ruido
- 2.- Máxima potencia lineal a la salida
- 3.- Máxima ganancia

MANEJO Y PRECAUCIONES DE USO DE LOS GaAsFET

1.- El voltaje de ruptura y el constante daño puede ser causado por lo siguiente:

a) Aceleración inductiva; por grandes transformadores, fuentes de poder, hornos de inducción, etc. Se usan para su protección señales y cables de potencia.

b) Transitorios; por voltímetros, multímetros, generadores de señales, trazadores de curvas, etc. Se debe evitar el encendido y apagado de instrumentos de potencia, o el switcheo entre instrumentos en serie cuando la polarización llega al dispositivo. Para la compresión térmica y uniones, asegurar que las uniones estan adecuadamente aterrizadas.

2.- Sensibilidad luminosa; las características del GaAsFET son de alta sensibilidad luminosa y esto debe tenerse en mente cuando se hacen mediciones de corriente directa o radiofrecuencia.

3.- Humedad; la presencia de excesiva humedad sobre la

superficie del GaAsFET abajo de la operación normal de voltaje puede causar daños irreversibles.

1.4 DISPOSITIVOS DE MICROONDAS DE DOS TERMINALES

Este tipo de dispositivos se han desarrollado bastante en las décadas pasadas, y ahora son ampliamente usados en amplificadores y osciladores de microondas de baja y de media potencia.

Todos los dispositivos de dos terminales son dispositivos de resistencia negativa, la parte real de su impedancia es negativa sobre un cierto rango de frecuencias. En una resistencia positiva la corriente y el voltaje están en fase, de manera que una corriente que atraviesa a la resistencia provoca una caída de voltaje a través de ella y se disipará una potencia en la resistencia. En una resistencia negativa, sin embargo, la corriente y el voltaje están defasados 180 grados y una corriente que fluya en una resistencia negativa provocará una subida de voltaje y una potencia será generada por la fuente de poder asociada con la resistencia negativa. Las resistencias positivas consumen potencia (dispositivos pasivos) mientras que las resistencias negativas producen potencia (dispositivos activos).

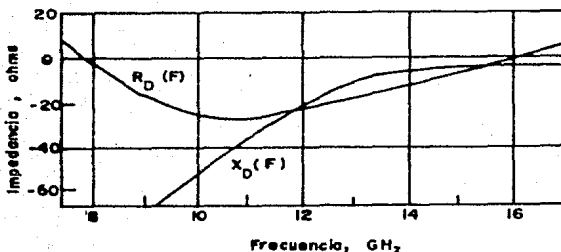


Figura 1.28

La figura 1.28 es un trazo de las partes real e imaginaria de la impedancia Z de un dispositivo típico de dos terminales para microondas. Note que este dispositivo es activo en el rango de 8 a 16 GHz.

En circuitos de microondas el dispositivo es colocado usualmente al final de la línea de transmisión. Si la parte real de la impedancia del circuito es negativa entonces a una frecuencia dada, una onda de R.F. que incide sobre el circuito será amplificada y la potencia de la onda reflejada será mayor que la potencia de la onda incidente. Inversamente, si $\text{Re}(Z_c) > 0$, la onda incidente será atenuada por el circuito y la potencia en la onda reflejada será menor que la potencia de la onda incidente. La razón de la potencia reflejada P_r a la potencia incidente P_i es

$$\frac{P_r}{P_i} = G = \frac{[R_0 - \text{Re}(Z_c)]^2 + [\text{Im}(Z_c)]^2}{[R_0 + \text{Re}(Z_c)]^2 + [\text{Im}(Z_c)]^2}$$

donde G es la ganancia de potencia reflejada y R_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión. La parte imaginaria de la impedancia $\text{Im}(Z_c)$ es la reactancia neta en el circuito terminal y consiste de la suma de la reactancia del dispositivo y la reactancia del circuito externo referida a las terminales del circuito. La reactancia del dispositivo usualmente consiste de la capacitancia activa del diodo, la capacitancia del empaque, y de la inductancia en serie del empaque. En muchos casos, el circuito es diseñado de manera que $\text{Im}(Z_c)$ es minimizada sobre la banda de frecuencias de interés.

La ganancia de potencia reflejada de circuitos que contienen dispositivos de resistencia negativa es ampliamente utilizada en amplificadores de microondas.

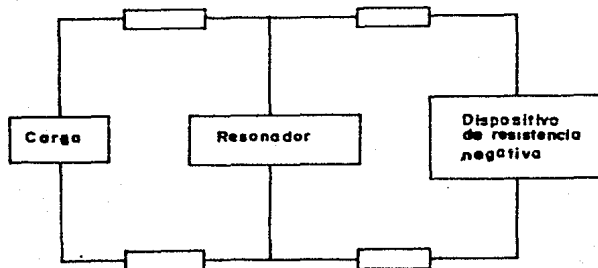


Figura 1.29

En osciladores de resistencia negativa, un resonador y una carga se colocan a través del dispositivo de resistencia negativa; figura 1.29. El oscilador romperá en oscilaciones espontáneas si hay una resistencia negativa neta a su frecuencia de resonancia.

* DIODOS DE AVALANCHA

Los diodos de avalancha en microondas son también elementos de resistencia negativa, pero su resistencia negativa resulta de interacciones considerablemente diferentes a las de los dispositivos electrónicos transferidos. El dispositivo de transferencia es un elemento en el cual toda interacción ocurre en una barra de un material semiconductor de tipo simple.

El diodo avalancha es un elemento de unión, su resistencia negativa es producida por impacto combinando apropiadamente la falla de avalancha y los efectos del tiempo de tránsito de la portadora de carga.

La falla de avalancha en semiconductores ocurre si su campo eléctrico es bastante alto para el portador de carga de manera que pueda adquirir suficiente energía del campo eléctrico, y así crear el par electrón-hueco por ionización de impacto (contacto).

Para Si, Ge y GaAs (los semiconductores más comúnmente usados para fabricar el diodo avalancha) el campo eléctrico de umbral para falla es del orden de unos pocos cientos de miles de volts por centímetro.

El efecto del tiempo de tránsito ocurre si el tiempo consumido por los portadores de carga en atravesar el diodo llega a ser una apreciable fracción de un periodo de R.F., como es indicado en la figura 1.30. En la parte A de la figura, una carga (-q) es movida con velocidad constante entre el cátodo y el ánodo del diodo. La carga en movimiento induce cargas q_c y q_a en el cátodo y el ánodo, respectivamente, donde $q_c + q_a = q$. Como el movimiento de cargas es del cátodo al ánodo, q_c decrece linealmente de cero a q . Así el movimiento de cargas causa la transferencia de cargas del cátodo al ánodo, creando en el circuito externo una corriente pulsante cuya magnitud es constante y esta dada por q/t , donde t es el tiempo de tránsito de la carga en movimiento. La corriente pulsante empieza cuando la carga en movimiento abandona el cátodo y finaliza cuando llega al ánodo.

La parte B de la figura 1.30 muestra como varía

simultáneamente el movimiento de las cargas con velocidad constante a través del diodo. La distancia entre el cátodo y el ánodo es elegida exactamente para acomodar media carga espacial de longitud de onda (ángulo de tiempo de tránsito de 180 grados).

Las dos clases más importantes de diodos avalancha son el IMPATT (impact avalanche and transit time diodes) y TRAPATT (trapped-plasma avalanche-triggered transit diodes). La mejor operación del diodo IMPATT es usualmente obtenida cuando el ángulo de tránsito de la portadora recorriendo el diodo es del orden de 180 grados. Para TRAPATT el ángulo de tránsito es usualmente mucho más pequeño que 180 grados.

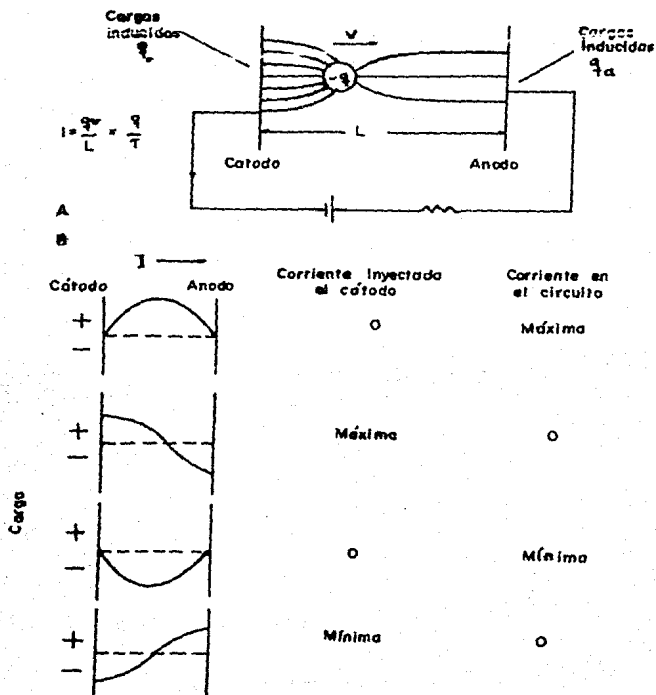


Figura 1.30

* DIODOS IMPATT

La operación básica de los diodos IMPATT puede ser entendida si nos referimos al primer diodo de avalancha, el diodo Read. Un modelo del diodo Read y la distribución de campo eléctrico de L.D., cuando una gran polarización inversa es aplicada a través del diodo es mostrada en la figura 1.31. Se asume para propósitos de la ilustración que el diodo ha sido colocado en un circuito de R.F. o cavidad y que el campo total a través del diodo es la suma de la componente de campo eléctrico de C.D. y C.A.. La región de más alto campo eléctrico en la unión p-n es llamada región de avalancha. Se producen portadores y el campo de R.F. modula la corriente en esta región. La región intrínseca, o región i, es caracterizada por el campo eléctrico constante y es llamada espacio de agrupamiento (drift space). Ningún portador será producido en este espacio.

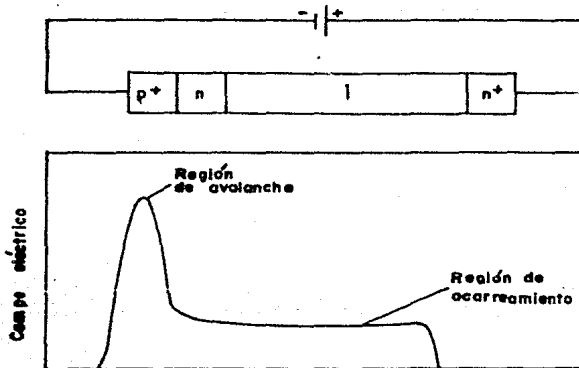


Figura 1.31

Cuando el campo eléctrico en la relativamente angosta región de avalancha excede el valor de falla, el par electrón-hueco es generado por ionización (por contacto). Bajo la influencia del campo eléctrico, los huecos generados se mueven directamente hacia la región p+. Los electrones generados son inyectados hacia

la región intrínseca y en dirección al contacto n+. El campo eléctrico constante en el espacio de agrupamiento es usualmente alto, así que los electrones se dirigen en velocidad de saturación.

El número de pares electrón-hueco presente en la región de avalancha atrasan el voltaje de R.F. a través de la región por aproximadamente 90 grados. Esto ocurre porque el número de nuevos pares electrón-hueco generados no se incrementa solamente con el campo eléctrico sino que también es proporcional al número de portadores presentes. Como el voltaje total (C.D. más R.F.) aumenta del valor de C.D., el número de portadores continúa incrementándose aún después que el voltaje total ha pasado su valor máximo. La densidad de portadores máxima es alcanzada cuando el voltaje total retorna a su valor de C.D. Similarmente, durante la parte del período de R.F. cuando el voltaje total es menor que el valor de C.D., la densidad de portadores decrece y alcanza su mínimo cuando el voltaje retorna al valor de C.D.

La corriente electrónica inyectada de la región de avalancha dentro de la región de agrupamiento es proporcional a la densidad de portadores en la región de avalancha. La corriente inyectada por tanto, también se atrasa del voltaje de R.F. en 90 grados.

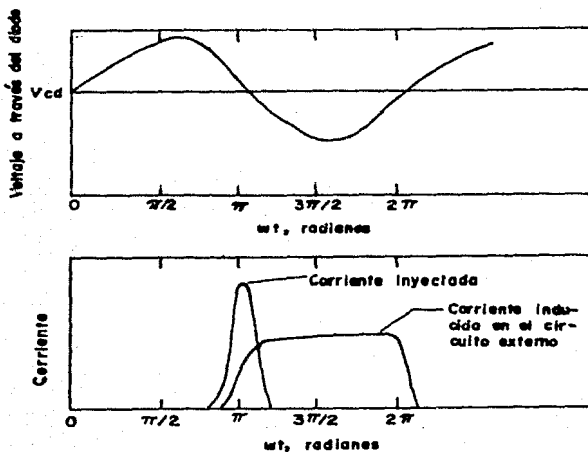


Figura 1.32

Como los electrones inyectados recorren el espacio de agrupamiento, ellos inducen una corriente en el circuito externo como esta indicado en la figura 1.32. La longitud del espacio de agrupamiento es elegida para tener un ángulo de tránsito de 180 grados, así que, la corriente a través del circuito externo se atrasará a la corriente inyectada por 90 grados. Como resultado hay 180 grados de diferencia de fase entre el voltaje aplicado y el flujo de corriente resultante, así el diodo funciona como una resistencia negativa.

La más alta potencia de salida de C.W. de los elementos IMPATT es alrededor de 8 Watts en la banda C y aproximadamente de 100 miliwatts en 100 GHz. El mejor reporte de eficiencia de C.W. es de 22% en la banda X. Estas potencias de salida y eficiencias son significativamente más altas que las mejores obtenidas en los D.E.T. Además, los IMPATT pueden operar en frecuencias considerablemente más altas que los D.E.T. (100 GHz). El voltaje de polarización de C.D. requerido por los elementos IMPATT es, sin embargo, usualmente varias veces más alto que el de los D.E.T. operando en la misma frecuencia. Este requerimiento es muchas veces una desventaja en el equipo a baterías.

* DIODOS TRAPATT

El diodo ideal, 100% de eficiencia, resistencia negativa, produce onda cuadrada, voltaje y corriente que están exactamente 180 grados fuera de fase. Cuando hay voltaje a través del diodo la corriente está en cero. Cuando existe flujo de corriente a través del diodo, el voltaje a través de este es cero. De todos los diodos de microondas de resistencia negativa, el TRAPATT puede aproximarse a ser el ideal, con forma de onda de alta eficiencia.

Un diodo TRAPATT típico es una oblea p-n-n+, diodo manufacturado de Si o Ge. La alta eficiencia de operación en el TRAPATT no ha sido lograda con diodos de GaAs. El diodo está colocado en un circuito conteniendo un resonador de alta Q y polarizado inversamente dentro de la avalancha. Mientras el diodo falla, una altísima conducción del plasma electrón-hueco rápidamente llena la región n y el voltaje a través del diodo decae a un valor menor. El plasma es entonces extraído del diodo por el bajo campo eléctrico restante, así causa un alto flujo de corriente aún cuando el voltaje es bajo. Una vez que la extracción del plasma ha sido completada, la corriente llega a ser muy pequeña y el voltaje se eleva a un valor alto. Eventualmente, la energía reactiva guardada en el circuito

resonante levanta el voltaje sobre la falla y el periodo se repite como se muestra en la figura 1.33.

Los diodos TRAPATT son particularmente usados para generar alta potencia. La potencia de salida (de punto máximo) de los diodos TRAPATT es de varios cientos de Watts en la banda L y de varias decenas de Watts en la banda X y Ku. El mejor rango de eficiencia pulsante obtenida es aproximadamente de 60% en la banda L y 30% en la banda X.

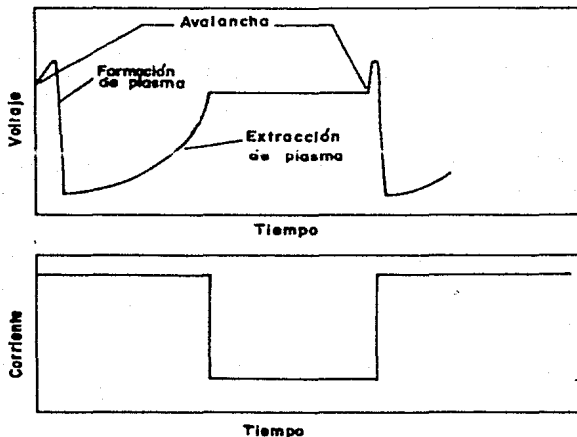


Figura 1.33

* DIODO TUNEL

El diodo túnel es un dispositivo de unión P-N que tiene la característica a diferencia de los diodos convencionales de tener altas concentraciones de impurezas en ambos lados de la unión, las cuales, dan origen a su región de resistencia negativa cuando el dispositivo se encuentra polarizado directamente.

Este dispositivo fué descubierto por Leo Esaki en el año de

1958 al estar estudiando el comportamiento de algunos diodos zener de germanio, altamente contaminados, observando que algunos de estos diodos mostraban una zona de resistencia negativa en la región de polarización directa.

El diodo túnel se fabrica dopando a los materiales semiconductores que formarán la unión P-N con un nivel de 100 a varios niveles de veces el de un diodo semiconductor típico. Esto se traducirá en una región de agotamiento fuertemente reducida, del orden de magnitud de 10×10^{-6} centímetros, o típicamente de $1/100$ la anchura de esta región para un diodo semiconductor típico.

Debido a la unión altamente conductora y extremadamente angosta los electrones son capaces de viajar de un lado a otro de la unión, aunque no tengan la energía suficiente para rebasar la barrera de potencial que se encuentra presente en la unión; esta propiedad se conoce como efecto túnel.

Haciendo uso de los modelos de bandas de energía, es posible analizar la curva característica de voltaje contra corriente del diodo túnel que se muestra en la figura 1.34 .

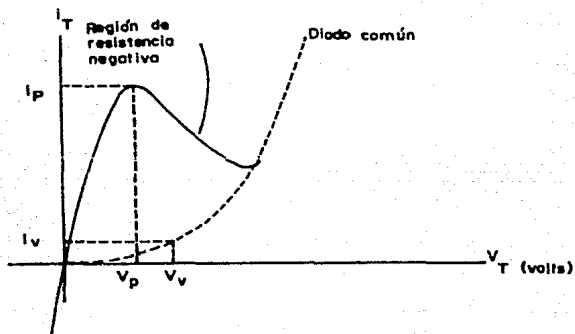


Figura 1.34

En estado de equilibrio la corriente neta a través de la unión es cero. Cuando se aplica un voltaje de polarización directa de unos cuantos milivolts, el efecto túnel se efectúa del

lado n al lado p y esta corriente sigue aumentando a medida que aumenta la polarización directa; es decir, aumenta conforme van quedando más estados vacíos frente a estados ocupados, hasta llegar a un valor máximo de corriente I_p con una tensión V_p . A partir de este valor de corriente I_p , esta empieza a disminuir hasta llegar a un valor mínimo I_v con un voltaje de polarización V_v , es decir el traslapamiento tiende a desaparecer y consecuentemente disminuye el efecto túnel. Si se continúa aumentando el voltaje de polarización directa, más allá del valor de V_v , la corriente aumenta nuevamente, es decir una vez que las bandas de energía ya no están traslapadas, el dispositivo empieza a funcionar como un diodo convencional; esta corriente es llamada corriente de difusión, la cual también contribuye en la región donde tiene lugar el efecto túnel, aunque su contribución es despreciable comparada con la corriente de túnel.

De la característica V-I del diodo se determina la magnitud de la pendiente de la resistencia negativa con la razón de valores de corriente I_p entre I_v ; esta razón se utiliza a menudo como cifra de mérito, y similarmente el cociente de V_p entre V_v da una medida de la separación en voltaje de las dos regiones de resistencia positiva.

La región de agotamiento reducida, resulta en portadores que "atraviezan perforando" a velocidades que exceden a las normales con diodos convencionales. El diodo túnel puede por consiguiente utilizarse en aplicaciones de alta velocidad tales como en computadoras, en donde los tiempos de conmutación del orden de nanosegundos o picosegundos son deseables.

Los materiales semiconductores más frecuentemente utilizados en la fabricación de diodos túnel son el Si, Ge y GaAs. La relación de I_p/I_v es muy importante para aplicaciones en

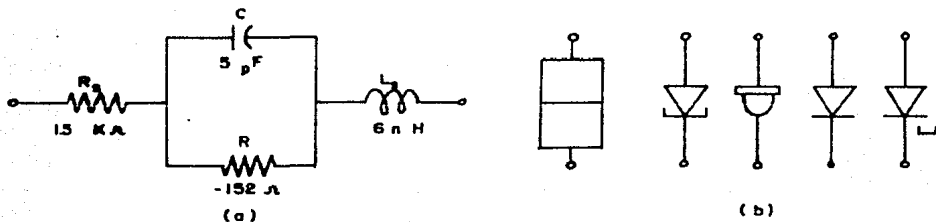


Figura 1.35

computación. Para el Germanio es típicamente 10:1, mientras que para el Arseniuro de Galio es de 20:1 aproximadamente.

La corriente de pico I_p , de un diodo túnel puede variar de unos pocos microamperes hasta varios cientos de amperes. El voltaje pico, sin embargo esta limitado alrededor de 600 mV.

TABLA DE ESPECIFICACIONES: Ge 1N 2939

Especificaciones absolutas maximas(25 grados)

	MIN	TIP	MAX
Corriente directa(-55 a +100 oC)		5 mA	
Corriente inversa(-55 a +100 oC)		10 mA	
Características eléctricas(25oC) á terminales de 1/8 de pulg.é			
I_p	0.9	1.0	1.1mA
I_v		0.1	0.14mA
V_p	50	60	65mV
V_v		350mV	
Voltaje inverso($I_r=1.0mA$)			30mV
Voltaje directo de corriente de pico, Vfp	450	500	600mV
I_p/I_v		10	
-R		-152ohms	
C		5	15pF
Ls		6nH	
Rs		1.5	4.0ohms

La inductancia L_s se debe principalmente a las terminales. R_s es la resistencia de las terminales, contacto óhmico, la unión

de terminales al semiconductor y los materiales semiconductores mismos. La capacidad C es la capacidad de difusión de la unión y R es la resistencia negativa de la región. La resistencia negativa encuentra aplicaciones en osciladores.

Aunque el uso de los diodos túnel en sistemas de hoy en día de altas frecuencias se ha detenido dramáticamente por las técnicas de fabricación que sugieren alternativas del diodo túnel, su sencillez, linealidad, bajo consumo de potencia y confiabilidad, aseguran sus aplicaciones y vida continua.

* DIODO DE BARRERA SCHOTTKY (PORTADORA VIVA)

En años recientes ha habido un interés cada vez mayor por un dispositivo de dos terminales denominado diodo de barrera Schottky, también llamado diodo de barrera de superficie o diodo de portadora viva. Sus áreas de aplicación se limitan primero a rangos de muy alta frecuencia como competidor del diodo de punto de contacto. Ha sobrevivido a su prueba debido a que era significativamente más fuerte y tenía una respuesta de tiempo más rápida (especialmente importante a frecuencias más altas) y una figura de ruido más baja. Sin embargo, en años recientes están apareciendo más y más aplicaciones tales como fuentes de alimentación de bajo voltaje/alta corriente o en convertidores de C.A. a C.D. Otras áreas de aplicación del dispositivo comprenden sistemas de radar, lógica Schottky para computadoras, mezcladores y detectores para equipo de comunicaciones, instrumentación y convertidores analógicos-digitales.

Su construcción es muy diferente de la unión P-N convencional en que la unión metal-semiconductor está hecha de diversos metales como Molibdeno, Platino, Cromo y Tungsteno. Las técnicas diferentes de construcción conducen a juegos distintos de características del dispositivo, tales como un aumento en el rango de frecuencias, polarización directa más baja, etc. Las prioridades nos permiten un examen de cada técnica, pero el fabricante proporciona usualmente esta información. Sin embargo, en general, la construcción del diodo Schottky resulta una unión más uniforme y una mayor solidez cuando se compara con el diodo de punto de contacto.

El PIV (voltaje inverso de pico) del diodo Schottky llega hasta 100 Volts y V_0 para un rango medio y alto nivel tiene un valor de 0.2 Volts que podría ser una cifra representativa.

La máxima especificación de corriente para el dispositivo está limitada actualmente a 75 Amperes, aunque aparecen unidades en el horizonte de 100 Amperes. Una de las áreas primarias de aplicación de este diodo es en la conmutación de fuentes de poder, que operan en el rango de frecuencias de 20 KHz o más.

Hay que recordar que el tiempo inverso de recobro para el diodo semiconductor que los portadores minoritarios inyectados eran responsables del alto nivel de t_{rr} (tiempo inverso de recobro). La ausencia de portadores minoritarios en un nivel apreciable en el diodo Schottky resulta en un tiempo inverso de recobro con niveles significativamente más bajos, que los indicados anteriormente. Esta es la razón principal para que los diodos Schottky sean tan eficientes a frecuencias cercanas a 20 GHz, en donde el dispositivo debe cambiar estos dos a una tasa muy alta. Para frecuencias altas el diodo de punto de contacto, con área de unión pequeña, es empleado todavía.

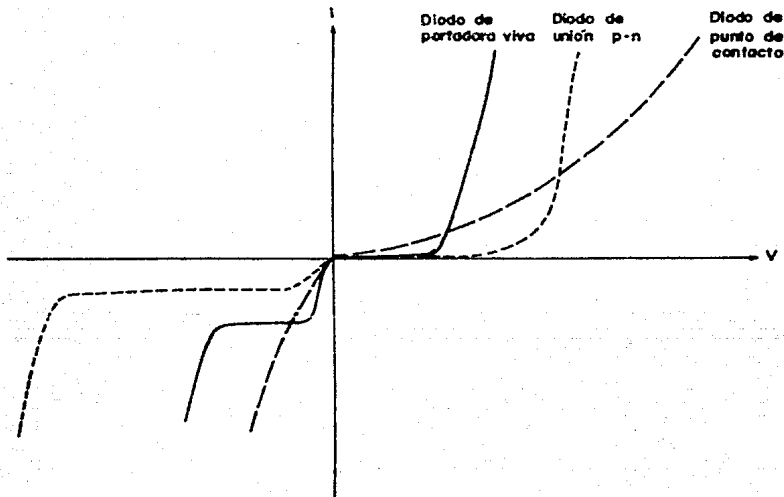


Figura 1.36

Hay que hacer notar que el voltaje directo V_f no excede de 0.65 Volts para cualquiera de los dispositivos, mientras que esencialmente este era el valor de V_0 para un diodo de Silicio.

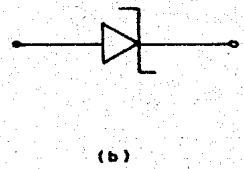
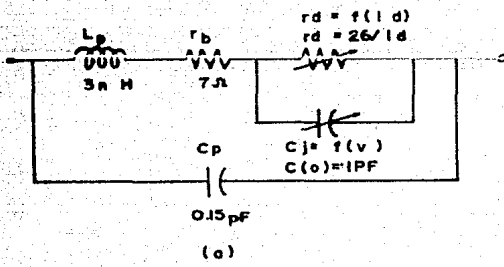


Figura 1.37

* DISPOSITIVOS ELECTRONICOS TRANSFERIDOS

En este tipo de dispositivos, la resistencia negativa se logra tomando ventaja de la movilidad diferencial negativa (dV/dE) de los electrones en cierto tipo de compuestos n tipo III-V particularmente GaAs.

La figura 1.38 muestra la gráfica de la velocidad de deriva del electrón contra el campo eléctrico, para Silicio y GaAs. La velocidad de deriva del Silicio exhibe un comportamiento normal en tanto este la incrementa monótonicamente con el incremento del campo eléctrico. En el GaAs, sin embargo, la velocidad de deriva decrece con el incremento del campo eléctrico a partir de los 3 Kv/cm. La movilidad diferencial negativa del GaAs es causada por la transferencia de electrones de bandas de energía de movilidad alta a bandas de movilidad baja, de aquí el nombre de dispositivos electrónicos transferidos.

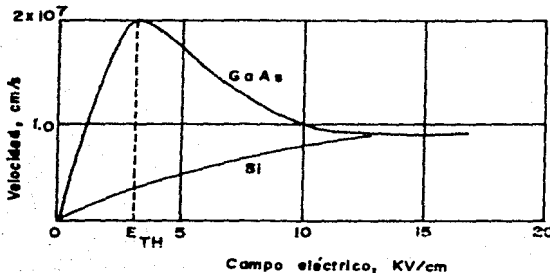


Figura 1.38

Los materiales electrónicos transferidos polarizados en su región de movilidad diferencial negativa exhiben un comportamiento extraordinariamente diferente a otros materiales de movilidad diferencial positiva. En los últimos materiales, cargas de igual polaridad se repelen unas a otras y cualquier acumulación de carga espacial decae exponencialmente con una constante de tiempo igual al tiempo de relajación dieléctrica.

$$\tau_r = \frac{E}{eh\mu}$$

Donde E es la constante dieléctrica, e es la carga electrónica, n es la concentración de portadores, y μ es la movilidad diferencial.

En materiales electrónicos transferidos polarizados en su región de movilidad diferencial negativa, la situación es opuesta. Cargas de igual polaridad se atraen entre si y cualquier acumulación de carga eléctrica crece exponencialmente con el tiempo de acuerdo a la razón $\exp t/|\tau|$.

La razón física de este crecimiento exponencial está ilustrado en la figura 1.39.

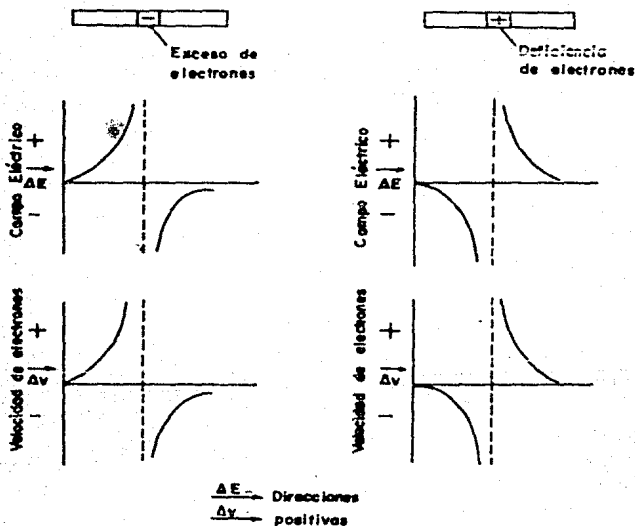


Figura 1.39

La mitad izquierda de la figura 1.39 muestra el caso donde se tiene un exceso local de electrones en el medio. La carga negativa del exceso de electrones produce un campo eléctrico ΔE .

La velocidad $\Delta V = -(-\mu|\Delta E)$ de los electrones en el medio (en medio se entiende que es de tipo n) debido a ΔE es la que fuerza a los electrones adicionales hacia el exceso de electrones. La concentración de electrones crecerá exponencialmente con el tiempo de acuerdo a lo largo del espacio de carga negativa, lo grande del campo eléctrico y lo grande de la velocidad con la cual los electrones del medio se mueven hacia la región de carga espacial negativa excedente. La mitad derecha de la gráfica nos muestra que los electrones en el medio se moverán de la deficiencia local de electrones y una deficiencia de electrones (por ejemplo, una carga positiva) crecerá también exponencialmente con el tiempo.

Estructuralmente los D.E.T. son los dispositivos semiconductores más simples. Consisten simplemente de una barra de material electrónico transferido con contactos óhmicos de cátodo y ánodo. El ánodo es polarizado positivamente con respecto al cátodo a una magnitud más grande que el voltaje de umbral. De esta manera, parte del dispositivo está polarizado en la región de movilidad negativa. El exceso de carga espacial electrónica introducida en el cátodo se mueve a través del dispositivo bajo la influencia del campo aplicado. La carga crece exponencialmente en la región de movilidad negativa.

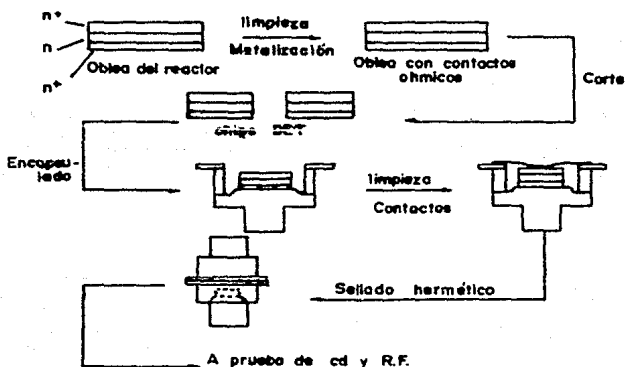


Figura 1.40

La fabricación de estos dispositivos impone severas demandas de la tecnología de GaAs. Dispositivos eficientes requieren de materiales extremadamente puros y uniformes con un mínimo de niveles intensos de donadores y contactos de pérdidas extremadamente bajas.

Los modernos D.E.T. usan casi siempre GaAs epitaxial y contactos n+ -GaAs. Un proceso típico de fabricación empleando n+-n-n+ GaAs epitaxial, se muestra en la figura 1.40. Este proceso es mucho más simple que los procesos de alta precisión requeridos para la fabricación de transistores de microondas de alta potencia.

* DIODO GUNN

El oscilador Gunn llamado así después de que el científico inglés J.B. Gunn estudiaba alrededor de 1950 el efecto de campos eléctricos intensos en los semiconductores. Cuando estudiaba la característica voltaje-corriente del Arseniuro de Galio (GaAs) descubrió oscilaciones de muy alta frecuencia cuando el campo eléctrico aplicado era del orden de los 2000 V/cm. En sus propias palabras: "...cuando fijé el campo eléctrico entre los 1000 y los 2000 V/cm algo totalmente inesperado sucedió. En lugar de una simple variación de la corriente con el voltaje, la corriente empezó a saltar arriba y abajo de una manera totalmente irregular que semejaba mucho el ruido eléctrico, excepto que la amplitud era mucho más grande que la que se puede esperar debido a

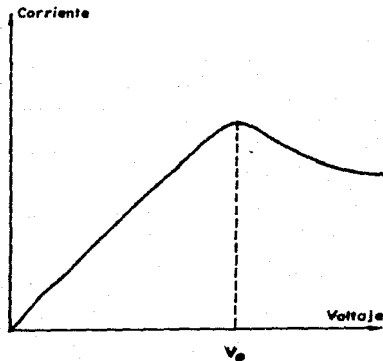


Figura 1.41

cualquier mecanismo de ruido conocido. Las variaciones de corriente eran del orden de amperes contrariamente a los nanoamperes que ordinariamente se observan".

Sin haber tomado nota de las oscilaciones la característica voltaje-corriente era la que se muestra en la figura 1.41 .

A nivel del voltaje V_0 el Arseniuro de Galio empezó a comportarse de manera similar a una resistencia negativa. Gunn hizo gran cantidad de experimentos y llegó a la conclusión de que este fenómeno no era un efecto túnel. El efecto túnel en un diodo Esaki ocurre en los contactos pero en el efecto Gunn se trata de un volumen, es decir, algo que ocurre sobre una región extendida.

Posteriormente experimentos con pequeños cortes de Arseniuro de Galio (0.2 mm) condujeron a oscilaciones más regulares y periódicas. Gunn también logró la medición del campo eléctrico dentro del cristal como una función del tiempo y de la distancia.

Los dispositivos Gunn en realidad no son diodos y el material del que se fabrican se conoce como semiconductor de dos valles.

En dicho material la banda de conducción tiene dos niveles de energía que pueden ser ocupados, un nivel de energía baja en el cual los electrones tienen una masa efectiva baja y una alta

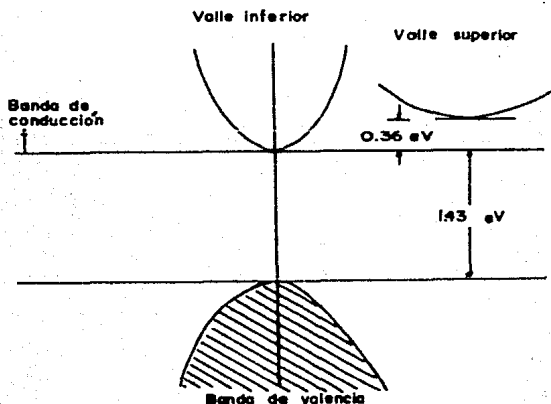


Figura 1.42

movilidad, y un nivel de energía alto en el cual tenemos una masa efectiva alta y una baja movilidad.

Basados en la figura 1.42 describiremos brevemente el funcionamiento del diodo Gunn.

El dispositivo consiste de una pequeña oblea de GaAs del tipo n y que cuenta con sus respectivos contactos óhmicos a cada extremo. En la ausencia de polarización aplicada, casi todos los electrones ocupan la banda de baja energía. Con el incremento de polarización aplicada se establece un punto en el cual los electrones saltan hacia una banda de alta energía y aquí sufren una reducción en su movilidad.

La situación ahora es que los electrones de la fuente de polarización están llegando al cátodo a una velocidad dada, pero moviéndose a través del semiconductor a una velocidad menor. El resultado es una acumulación de carga en el cátodo y este dominio, como es llamado, crece hasta que neutraliza efectivamente el campo en el contacto y causa que caiga abajo del nivel crítico para la transferencia de banda de energía. La acumulación de carga cesa y el dominio viaja a través del semiconductor, a una velocidad determinada por el campo eléctrico aplicado y en forma de punta. Cuando el dominio ha dejado el semiconductor, el campo en el cátodo crece nuevamente y el proceso se repite.

El tiempo requerido por el dominio para viajar del cátodo al ánodo (tiempo de tránsito) da la frecuencia de oscilación y en la cual también influye la longitud del dispositivo, esto es, un cristal pequeño oscila a más alta frecuencia que un cristal grande.

A la reducción de la velocidad de electrones con el incremento en el campo eléctrico se le denomina "movilidad diferencial negativa"; y como se puede deducir, el GaAs exhibe esta característica cuando se polariza arriba del valor de umbral.

Este comportamiento se denomina efecto electrónico transferido y fue Gunn quien lo informó por primera vez.

Aunque otros materiales, como InP, GaAs P, Ge (en bajas temperaturas), CdTe, ZnSe, exhiben también este efecto, la mayor parte de los resultados tecnológicamente importantes se han observado con GaAs.

Entonces, para que un material sea usado para tener movilidad diferencial negativa, su estructura de bandas debe satisfacer los siguientes criterios:

1.- La diferencia de energía entre el valle inferior y el valle superior debe ser varias veces mayor que la energía

térmica (a temperatura ambiente, 0.026 eV). De otra manera la banda superior podría estar poblada a la temperatura ambiente debido a las excitaciones térmicas, aún en la ausencia de un campo eléctrico aplicado.

2.- La diferencia de energía entre el valle superior y el valle inferior deberá ser considerablemente menor que la banda prohibida del semiconductor (1.43 eV para el GaAs), de otra forma el semiconductor podría romperse y convertirse en altamente conductivo antes de que los electrones puedan ser transferidos a valles superiores.

3.- La movilidad del electrón debe ser mucho menor para valles superiores que para valles inferiores.

CARACTERISTICAS DE LA BANDA DE CONDUCCION EN GaAs

	valle inferior	valle superior
masa efectiva	0.072me	0.35me
movilidad	8000cm ² / V seg	150cm ² / V seg

Para poder hacer uso del oscilador Gunn, el diodo puede ser colocado en alguna especie de circuito resonante, una cavidad coaxial o una cavidad de guía de onda. En este caso la frecuencia está determinada por la cavidad más que por el diodo mismo. El modo de operación no es entonces el verdadero modo de tiempo de tránsito. Es posible hacer oscilar al diodo en una cavidad con frecuencias resonantes más altas o más bajas que la frecuencia de tránsito del diodo. Entonces, los circuitos de oscilador a diodo Gunn están constituidos por una cavidad resonante, un acoplador diodo-cavidad, un circuito para polarizar al diodo y un mecanismo para acoplar la potencia de RF procedente de la cavidad al circuito externo o carga.

1.- Circuito con cavidad coaxial; en la figura 1.43 se ilustra la configuración típica de este tipo de circuito.

El diodo se monta en un extremo de la cavidad y queda como continuación del conductor central de la línea coaxial. La salida puede tomarse a través de una puerta de prueba acoplada capacitiva o inductivamente, la frecuencia de la oscilación se determina principalmente por la longitud de la cavidad. La ubicación del acoplamiento de salida (o prueba) dentro del resonador determina la impedancia de carga que se ofrece al

diodo. Se incluye un disipador de calor para expulsar el calor generado por la potencia disipada en el dispositivo.

La ventaja de este dispositivo es que puede fabricarse con relativa facilidad y que el acoplamiento puede ajustarse en las unidades de producción para adecuarlas a los diodos específicos.

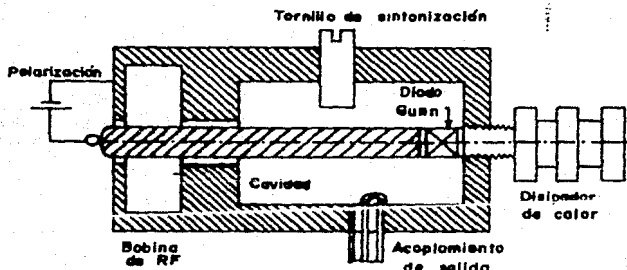


Figura 1.43

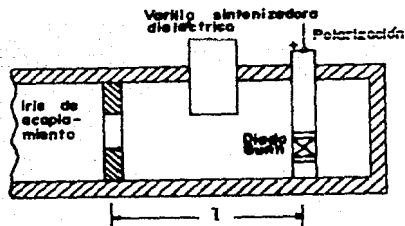


Figura 1.44

Tienen, desde luego, algunos inconvenientes: el Q inherente de la estructura resonante coaxial es bajo y como se trata de cavidad coaxial, resuena también en armónicas de la frecuencia fundamental y el diodo puede oscilar en armónicas de la frecuencia deseada.

2.- Circuito con guía de onda; este es el circuito oscilante más empleado. Esta configuración se muestra en la figura 1.44 y consta de una sección simple de guía de onda, separada de la guía de onda de salida por un iris. El diodo se monta en un poste a través de la dimensión estrecha en el centro de la guía.

Si no estuviera presente el poste con diodo, la frecuencia de resonancia sería aproximadamente de un valor tal que la longitud de onda de la cavidad se igualaría a un medio de la longitud de onda ($\lambda/2$).

No obstante, en el circuito mostrado en la figura 1.44, el poste con diodo actúa como susceptancia inductiva elevada y el iris es también inductivo. Como consecuencia, la frecuencia de resonancia es menor que aquella para la cual la longitud es un medio de la longitud de onda de la guía. Para operación en banda ancha, deben tomarse en cuenta otros factores. El primer requerimiento es que la cavidad se sintonice mecánicamente y también que la frecuencia cambie linealmente con la profundidad del émbolo. El segundo requerimiento es que el acoplamiento a la carga externa se conserve aproximadamente constante en todo el rango de sintonía deseado.

La varilla de sintonización que se emplea para ajustar mecánicamente la frecuencia puede ser un metal de baja pérdida y alta constante dieléctrica.

La varilla sintonizadora reduce la frecuencia de la cavidad y requiere buen contacto eléctrico con las paredes de la cavidad o bien una bobina para evitar fugas de RF.

El zafiro es un material dieléctrico que se usa frecuentemente en sintonizadores.

Si se considera la varilla sintonizadora de zafiro como guía de onda dieléctrica circular, su frecuencia de corte debe estar bastante arriba de la banda de frecuencia considerada, para evitar que la potencia se fugue a través del modo de guía de onda en la varilla sintonizadora dieléctrica.

Usualmente el acoplamiento a la carga externa, determinado por la dimensión del iris, cambia con la frecuencia de operación.

Un iris diseñado para acoplamiento crítico (potencia máxima) en una frecuencia f_0 , subacoplará a la cavidad en bajas frecuencias y la sobreacoplará en altas.

100-150 μm	NO.2	Ga As de baja resistencia	1-2 μm
	NO.1	Ga As n $\rho \sim 0.5 \Omega/\text{cm}$	
		Ga As de baja resistividad $\sim 0.001 \Omega/\text{cm}$	$\sim 8 \mu\text{m}$ para 16 GHz $\sim 10 \mu\text{m}$ para 10 GHz

Figura 1.45

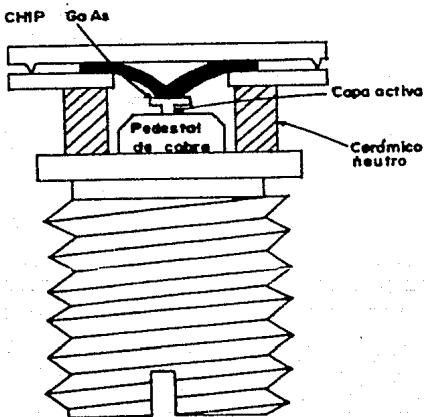


Figura 1.46

La figura 1.45 muestra una representación de sección transversal de una oblea de Arseniuro de Galio.

La capa No.1 es la región activa del dispositivo. El espesor de esta capa depende de la frecuencia de operación deseada. Para la banda de 10 Ghz esta es de aproximadamente 10 micrometros de espesor. El voltaje de umbral es de aproximadamente 3.3 volts.

A 16 Ghz la capa debe ser formada a un espesor de 8 micrometros y el voltaje de umbral deberá ser alrededor de 2.6 volts.

La capa No.2 es desarrollada epitaxialmente y es dopada para proveer baja resistividad. Esta capa es desarrollada en la región activa del semiconductor, pero no es esencial para la operación primaria del diodo. Es usada para asegurar un buen contacto óhmico y para prevenir metalización que pudiera dañar la capa del diodo.

La oblea compuesta de la figura 1.45 es metalizada en ambos extremos para permitir la unión con el encapsulado del diodo. Este proceso de metalización también asegura resistencias térmicas y eléctricas bajas.

EJEMPLOS TIPICOS DE APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE ESTADO SOLIDO

DISPOSITIVO	APLICACION	VENTAJAS DEL DISPOSITIVO SOBRE LOS TUBOS	VENTAJAS DEL DISPOSITIVO SOBRE OTROS DISPOSITIVOS DE ESTADO SOLIDO
Transistor	Transistores telemétricos de banda L para monitores de sondas de clima y proyectiles.	Simples, fuente de alimentación de bajo voltaje mucho más pequeños, bajo costo mejor estabilidad de frecuencia.	El más bajo costo, disponibles en banda L y de onda continua, de potencia moderada.
Transistor	En radares	Simple, fuentes de alimentación de bajo voltaje, mucho más pequeños, bajo costo, mejor estabilidad de frecuencia.	Seguro, disponible en banda L y de onda continua de alta potencia, operación segura en clase C.

DISPOSITIVO	APLICACION	VENTAJAS DEL DISPOSITIVO SOBRE LOS TUBOS	VENTAJAS DEL DISPOSITIVO SOBRE OTROS DISPOSITIVOS DE ESTADO SOLIDO
Transistor	Sistemas de comunicaciones en bandas L y S.	Simple, fuente de alimentación de bajo voltaje, alta seguridad.	Seguro, disponible en alta potencia.
D. E. T.	Transmisores para pequeños radares, operados por baterías, en bandas X y Ku (control de tráfico, intrusión, etc.) e indicadores de velocidad, de tierra verdadera para camiones y automóviles.	Pueden operar directamente con una batería de 12 Volts, más pequeños, más seguros, de más bajo costo.	Muy bajo ruido en A. M. y F. M.
D. E. T.	Amplificadores de banda ancha C, X y Ku.	Fuente de poder simple, mucho más pequeños, más seguros, de bajo costo.	Figura de ruido moderada, rango dinámico grande, producto de altos voltaje ganancia y ancho de banda.
IMPATT	Transmisores para sistemas de comunicaciones de onda milimétrica.	Simple, fuente de alimentación de bajo voltaje, más seguro, de bajo costo.	La más alta salida de potencia de onda continua a frecuencias de ondas milimétricas.
TRAPATT	Transmisores de pulsos de banda S.	Más pequeños y seguros.	La mejor combinación de pico alto y alto promedio de potencia en banda S.

1.5 DETECTORES DE POTENCIA

* IMPORTANCIA DE LA POTENCIA

El nivel de potencia de operación es frecuentemente el factor crítico en el diseño y ultimamente en el funcionamiento, así como también en el costo de casi todos los equipos de RF y microondas.

El nivel de potencia es importante en todo un sistema, por ello es necesario especificar los componentes que forman a este.

Cada componente debe recibir el adecuado nivel de señal del componente previo y pasar el nivel adecuado al siguiente componente. Así, si el nivel de potencia llega a ser muy bajo, la señal se perderá en el ruido. Si el nivel es muy alto, ocurrirá distorsión.

A niveles de operación de potencia altos, donde cada incremento en nivel de dB implica un costo en términos de la complejidad del diseño, gastos de dispositivos activos, capacidad en la manufactura, dificultad de prueba y decremento en la seguridad.

A bajas frecuencias, debajo de los 100 KHz aproximadamente, la potencia es calculada usualmente de las mediciones de voltaje.

Conforme se incrementa la frecuencia, las mediciones de potencia se vuelven más funcionales y el voltaje o la corriente son los parámetros calculados. Para frecuencias de alrededor de 30 MHz hacia el espectro óptico, la medición directa de potencia es más precisa y fácil.

Conforme la frecuencia se acerca a 1 GHz, las mediciones de potencia llegan a ser más importantes porque la corriente y el voltaje empiezan a perder utilidad. Una razón para esto es que el voltaje y la corriente varían con la posición a lo largo de una línea de transmisión de bajas pérdidas pero la potencia es constante. Otra razón es que en una guía de onda es difícil imaginar y definir un voltaje o una corriente. Por estas razones, en frecuencias de radio y microondas, el flujo de potencia es más medible, fácil de entender y más útil que el voltaje o la corriente como una cantidad fundamental.

El rango de medición de potencia se extiende desde el nivel de agitación térmica de las resistencias hasta los megawatts. Esto nos lleva a rangos arbitrarios de potencia, que pueden ser por conveniencia, baja potencia (0 a 10 mW), potencia media (10 mW a 10 W) y altas potencias (arriba de 10 Watts).

* ELEMENTOS SENSIBLES A LA POTENCIA

Los elementos más usados para la medición de potencia son los termocares, los bolómetros y los diodos sensores.

Los bolómetros son sensores de potencia que operan por cambio en su resistencia debido a un cambio en su temperatura. El cambio en temperatura resulta de convertir la energía de RF en calor dentro del elemento bolométrico. Existen dos tipos principales de bolómetros, los bareters y los termistores. Un bareter es una pieza delgada de alambre que tiene un coeficiente de temperatura positivo de resistencia. Los termistores son semiconductores con un coeficiente de temperatura negativo.

Para tener un cambio medible en la resistencia, para una pequeña cantidad de potencia de RF disipada, un bareter es construido con una pieza de alambre corta y pequeña. La máxima potencia que puede ser medida está limitada por el nivel de destrucción del dispositivo. El resultado de tamaño pequeño y nivel de operación de potencia alto es que el bareter opera muy cerca del punto de destrucción. El bareter es fácilmente destruido por un accidente o una sobrecarga momentánea, por ello su uso no es común en la actualidad.

El termistor usado para mediciones de potencia de RF es una pequeña esfera de óxidos metálicos de un diámetro típico de 0.4 mm con guías de alambre de 0.3 mm.

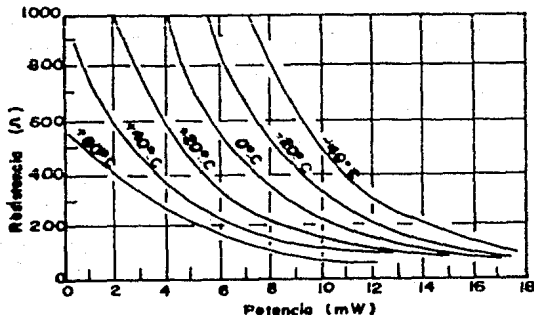


Figura 1.47

La gráfica de curvas características del termistor (figura 1.47) resistencia-potencia muestra que es altamente no lineal. Las curvas varían también de un termistor a otro.

Depender precisamente, del estado cuantitativo de tales curvas resultaría una medición de potencia difícil y complicada. En cambio, la técnica es mantener siempre al termistor a una resistencia constante por medio de corriente directa o una polarización de baja frecuencia. Como la potencia de RF es disipada en el termistor, tendiendo a bajar R, la potencia de polarización es disminuida por exactamente la cantidad apropiada para mantener R al mismo valor. La disminución en la potencia de polarización debe ser idéntica al incremento en potencia de RF. Esta disminución en potencia de polarización es entonces indicada en un medidor de potencia de RF.

* MONTURAS DE TERMISTORES

Los termistores son montados en estructuras coaxiales o guías de onda tales que sean compatibles con los sistemas de línea de transmisión comúnmente usados en frecuencias de microondas y RF. El termistor y su montura deben estar diseñados para satisfacer varios requerimientos importantes de manera que el elemento termistor sea capaz de absorber tanta potencia incidente como sea posible. Primero, la montura debe presentar una buena impedancia, igual a la de la línea de transmisión, sobre el rango de frecuencias especificado. La montura también debe tener baja resistividad y pérdidas dieléctricas dentro de la estructura de montaje, porque solamente la potencia que es disipada en el termistor debe ser registrada en el medidor. En adición, el diseño mecánico debe proveer aislamiento contra choques térmicos y físicos, y debe tener pérdidas de corriente pequeñas tal que la potencia de microondas no escape de la montura en una trayectoria desviada alrededor del termistor. La protección es también importante para prevenir potencias externas que penetren en la montura.

* PUENTES

A través de los años, los puentes de Wheatstone para monitorear y regular termistores, sensores de potencia, han ido evolucionando. Los primeros puentes eran desbalanceados por la presencia de RF, cambiando la resistencia del elemento. El grado de desbalance era entonces monitoreado en un medidor y relacionado a la potencia de RF por tablas de corrección.

Esta técnica tenía muchas desventajas, las más serias eran que el elemento resistor variaba con el nivel de potencia de RF que significa que el coeficiente de reflexión también variaba con el nivel de potencia. El rango dinámico estaba limitado rigurosamente a un rango de dos miliwatts en el codo de la curva del termistor (figura 1.47).

Este no fue agrandado sino hasta que se tuvo una aproximación de puente balanceado. Como la potencia de RF se incrementará, desbalanceando el puente, el operador deberá volver a balancear el puente, por medio de la disminución de corriente directa o polarización de baja frecuencia a través del bolómetro establecido así previamente, la disminución en la potencia de polarización para rebalancear el puente y la misma que el incremento en potencia de RF entre el monitoreo del balance del puente y midiendo la polarización de corriente directa y audio frecuencia, eran necesarias varias lecturas. El procedimiento era lento y requería calculos, pero el elemento bolométrico era mantenido en el mismo punto de su característica potencia-resistencia (figura 1.47). Esto solo daba un coeficiente de reflexión constante con un nivel de potencia y eliminaba la necesidad de usar curvas de corrección potencia-resistencia. La sustituida potencia de RF podía ser medida exactamente.

El paso siguiente de evolución fue el puente autobalanceado mostrado en forma simple en la figura 1.48.

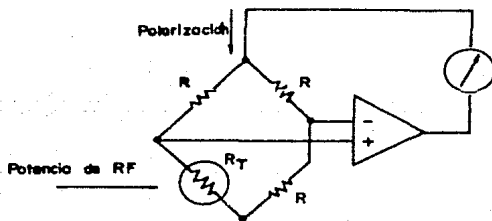
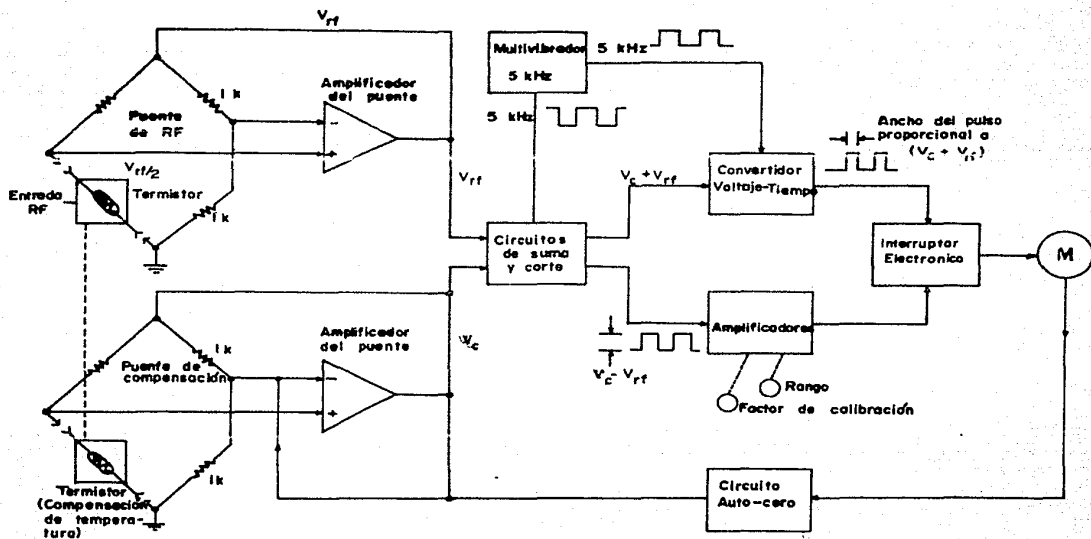


Figura 1.48

El puente opera con ambas polarizaciones, C.D. y audio. Como la entrada de RF incrementará y cambiará la resistencia del termistor, un desbalance del puente será sentido por el

Figura 1.49



amplificador. El amplificador, que está realimentado, disminuirá automáticamente la polarización de audio lo suficiente para que el puente vuelva a balancearse. Como la disminución en potencia de audio es la misma que el incremento en potencia de RF, la disminución en potencia de audio será medida para indicar la entrada de potencia de RF.

La principal desventaja del puente autobalanceado simple, era que la resistencia del termistor cambiaba también con los cambios de la temperatura ambiente. Por ejemplo, tocar el montaje de un termistor con la mano, causaba un cambio en la resistencia, y en consecuencia un cambio en la potencia de polarización del puente, mostrando así, un cambio erróneo en el nivel de potencia de RF. El siguiente paso fue usar un montaje de termistor compensado en temperatura, este montaje contiene un segundo termistor para sensar los cambios en la temperatura ambiente.

La premisa fundamental en el uso de termistores para mediciones de potencia es que la potencia de RF absorbida por el termistor tiene el mismo efecto calorífico que la potencia de C.D.. El mecanismo de realimentación del puente balanceado tratará siempre de ajustar la resistencia hacia el valor de diseño variando la potencia de polarización.

* TERMOPARES

Un termopar es usualmente un lazo o circuito de dos diferentes materiales como se ve en la figura 1.50. Una unión de los materiales es expuesta al calor y la otra no.

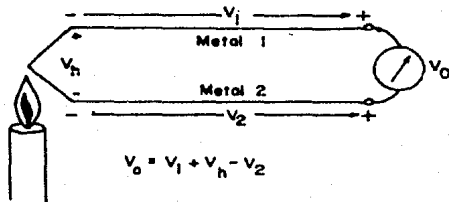


Figura 1.50

El lazo completo es roto una vez para insertar un voltmetro sensible para medir la FEM neta.

Algunas veces, muchos pares de uniones o termopares son conectados en serie de manera que la primera unión de cada par este expuesta al calor y la segunda no. De esta manera el voltaje neto producido por un termopar se suma al siguiente y al siguiente, etc., cediendo una gran salida termoeléctrica. Dicha serie de termopares es llamada termopila.

El termopar tradicional para sensar potencia de RF es frecuentemente construido de Bismuto y Antimonio. Con objeto de que una unión se caliente en presencia de energía de RF, esta es disipada en un resistor construido de los metales que componen la unión. El resistor metálico debe ser pequeño en longitud y de sección transversal de manera que tenga: una resistencia suficientemente alta para estar terminada adecuadamente para una línea de transmisión, un cambio medible en temperatura para la potencia mínima a ser medida, y una uniforme respuesta en frecuencia. Las técnicas de película delgada son normalmente usadas para construir termopares metálicos. Estos pequeños termopares tienden a tener reactancias parásitas y niveles bajos de falla. Los grandes termopilas tienden a ser afectadas por efectos reactivos en frecuencias de microondas, por que las dimensiones de los dispositivos llegan a ser significantes con respecto a la longitud de onda.

* DIODOS DETECTORES SENSORES DE POTENCIA

Los diodos rectificadores han sido usados como detectores y para mediciones relativas de potencia a frecuencias de microondas. Para mediciones de potencia absoluta, sin embargo, su uso ha sido limitado principalmente al radio y a bajas frecuencias de microonda, y a niveles de potencia cubiertos todavía por termistores y termopares. Los diodos de alta frecuencia han sido de la variedad de contacto de punto y consecuentemente frágiles, no muy repetitivos y sujetos a cambios con el tiempo. Ahora es posible construir uniones de diodos metal-semiconductor para frecuencias de microondas que son muy variados y consistentes de diodo a diodo. Estos nuevos diodos pueden medir potencias tan bajas como -70 dBm (100 pW) a frecuencias de al menos 18 GHz.

Los mismos medidores de potencia usados con sensores de termopares, pueden ser usados para sensores de tipo diodo porque los circuitos electrónicos para los dos sensores tienen las mismas metas básicas. Primero, el voltaje del orden de 100 mV han

de ser medidos. Segundo, las mediciones de potencia, con ambos tipos de sensores, necesitan un oscilador de referencia de potencia, con un preciso conocimiento de la potencia de salida, para ajustar la calibración del medidor.

Los diodos convierten energía de alta frecuencia a C.D. debido a sus propiedades de rectificación, las que provienen de su característica corriente-voltaje no lineal. Se puede observar que un diodo de unión P-N ordinario puede, cuando esta debidamente empacado, ser un detector sensitivo. El problema básico con el diodo de silicio P-N es que, sin polarización, el diodo tiene una impedancia extremadamente alta y proporcionará una pequeña potencia detectada a la carga. Una señal de RF deberá ser lo suficientemente grande para excursionar el voltaje de unión arriba de los 0.7 Volts donde empieza a fluir corriente significativa. Una alternativa es que el diodo pueda ser polarizado en C.D. a 3.7 Volts, así solamente una señal pequeña de RF causa una corriente rectificada significativa. Este esfuerzo se torna vano debido principalmente a que la polarización inversa da lugar a grandes aumentos de ruido y deriva térmica.

Un diodo detector obedece idealmente a la ecuación del diodo,

$$i = I_s (e^{\alpha V} - 1)$$

donde i es la corriente del diodo, V es el voltaje neto a través del diodo, I_s es la corriente de saturación y es constante a una temperatura dada, y α es una forma corta de escribir q/nKT ; K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta, q es la carga del electrón y n es la constante de corrección (este valor se torna de aproximadamente 1.1 para dispositivos usados en el monitoreo de potencia). El valor de α es típicamente de un valor un poco menor a los 40 (1/Volt).

Esta ecuación también puede escribirse como una serie de potencias

$$i = I_s \left(\alpha V + \frac{(\alpha V)^2}{2!} + \frac{(\alpha V)^3}{3!} + \dots \right)$$

donde el segundo y otros términos de orden uniforme de esta serie son los que proveen la rectificación. Para señales pequeñas solo el término de segundo orden es significativo, así se dice que el diodo está operando en la región de ley cuadrática. Cuando V es

tan alto que los términos de orden cuarto y más altos se vuelven significativos, el diodo no sigue la ley cuadrática.

El circuito simplificado de la figura 1.52 representa un diodo detector no polarizado para detectar señales de RF de nivel bajo.

La máxima potencia es transferida al diodo cuando su resistencia para pequeños voltajes de RF está acoplada a la resistencia de la fuente. La resistencia del diodo, por diferenciación es

$$R_d = \frac{1}{\alpha I_s}$$

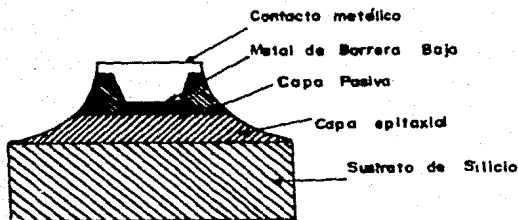


Figura 1.51

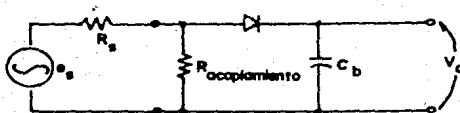


Figura 1.52

La resistencia R_o es una función de la temperatura, esto significa que la sensibilidad del diodo y el coeficiente de reflexión son también función de la temperatura. Para disminuir la dependencia de la temperatura, R_o es mucho más grande que la resistencia de la fuente y una resistencia de acoplamiento de 50 ohms se incluye al terminar el generador. Si R_o , cuando sustituye al diodo en la figura 1.52, se hace muy grande, sin embargo, tendrá una pobre conversión de RF a C.D., así una R_o grande produce una disminución en la sensibilidad. Una alternativa entre una buena sensibilidad a señal pequeña y una buena respuesta a la temperatura resulta de hacer I_s de alrededor de 10 microamperes y R_o de 2.5 kilo-ohms.

El valor deseable de la corriente I_s puede ser obtenido de la construcción del diodo con materiales adecuados que tengan una baja barrera de potencial a través de la unión; las uniones metal-semiconductor o Schottky. Debido a la manera en que están contruidos, estos diodos son inherentemente frágiles: mecánicamente debido a movimientos, y eléctricamente debido a la muy pequeña área de unión resultando densidades de corriente altas y puntos locales calientes. Como resultado de la naturaleza frágil de los contactos de punto, el origen de la resistencia R_o y de la capacitancia de unión C_o son completamente variables de diodo a diodo. La capacitancia de unión y otras reacterancias parásitas deben ser pequeñas en orden, para mantener la

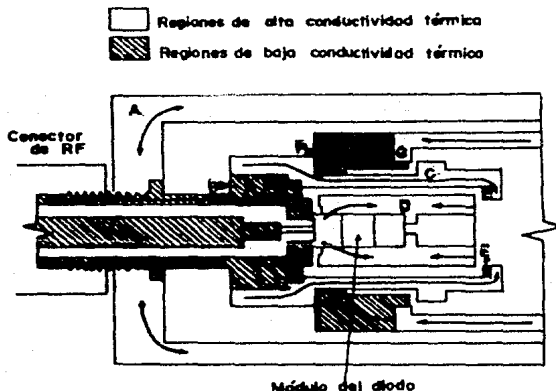


Figura 1.53

frecuencia independiente del funcionamiento.

La ventaja de los diodos Schottky de barrera baja sobre los sensores de termopares, es que el diodo detector es como 3000 veces más eficiente en la conversión de potencia de RF a C.D. en niveles de medición de potencia de 100 pWatts (-70 dBm). La salida del diodo detector es de cerca de 50 nanovolts. Este pequeño nivel de señal requiere un cuidadoso diseño para prevenir pérdidas de señal y efectos de termopar que interfieran la señal deseada, ver figura 1.53.

La caja del sensor de potencia está diseñado para bajas pérdidas térmicas. La caja A actúa como un dissipador de calor del colector de RF o como fuente para calor causado por el manejo. La región de baja conductividad B entrega calor a un extremo del diodo, y a la región de alta conductividad C, la cual transfiere éste hacia el extremo opuesto del diodo. La región de alta conductividad D distribuye el calor de B y C uniformemente. La región E balancea el calor de C a D con el que va de B a D. La región F bloquea la transferencia de calor del circuito (caja) G.

* MONTURAS

La utilidad de los elementos detectores de microondas está íntimamente ligada con el diseño de la estructura del montaje. La estructura de la montura podría ser modificada para acoplar la impedancia de la línea con la del elemento sensor, para evitar reflexiones. Para una mejor utilidad, la estructura debe mantener la condición de bajo VSWR sobre un rango extenso de frecuencias posible. La importancia de obtener un acoplamiento está indicado por un factor de aproximadamente 1 % de la potencia de entrada, la cual es reflejada para un VSWR de 1.22.

Si el elemento detector está conectado directamente al final de la guía de onda, hay una componente de conductancia asociada con la radiación dentro de un espacio abierto y una componente de susceptancia asociada con la reflexión del final de la guía de onda. La radiación es eliminada y el circuito abierto es obtenido en el elemento detector para ligar una sección cerrada de un cuarto de onda.

El acoplamiento entre el cable coaxial y una montura de un bareter está mostrado en la figura 1.54, así como su circuito equivalente.

Resumiendo, el error debido a pérdidas de potencia por reflexiones en el termistor y la montura del bareter, es también

necesario determinar que magnitud de potencia disponible es absorbida por el elemento detector y que fracción de la potencia es disipada por pérdidas en la montura. Esta es una medición de la eficiencia de la montura y está determinada por la comparación del valor de la potencia obtenida cuando se conoce la cantidad de potencia de C.D. y una cantidad de potencia de RF que es aplicada alternativamente a la montura.

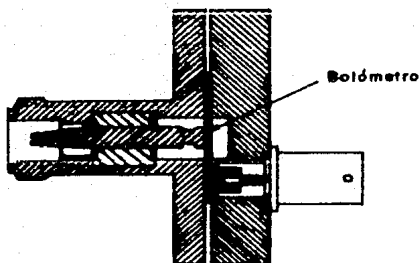
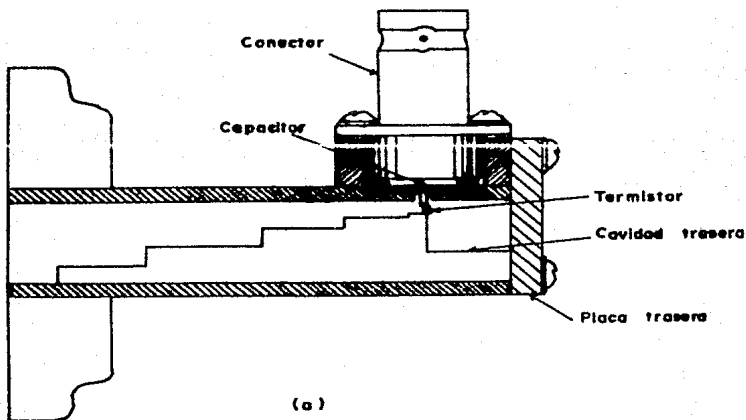


Figura 1.54

Una calibración exacta del puente de C.D. es usada para medir totalmente la potencia de C.D. en el elemento detector. La eficiencia podría ser del 100 % si el total de potencia de la montura que es usada para calentar el elemento bolométrico fuera absorbida por el sensor. La eficiencia es usualmente dada por:

$$\eta = \frac{\text{Potencia absorbida por el bolómetro}}{\text{Potencia disipada por la montura del bolómetro}}$$

La eficiencia comercial está en un rango de 95 al 98 % .

CAPITULO 2

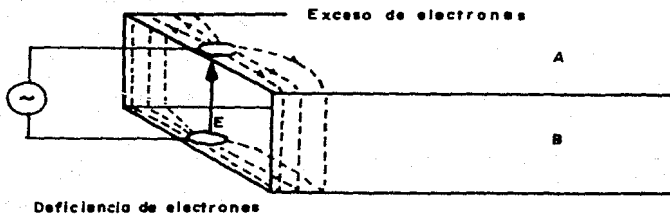
PARTES CONSTITUTIVAS DEL EQUIPO DE MICROONDAS

2.1 INTRODUCCION

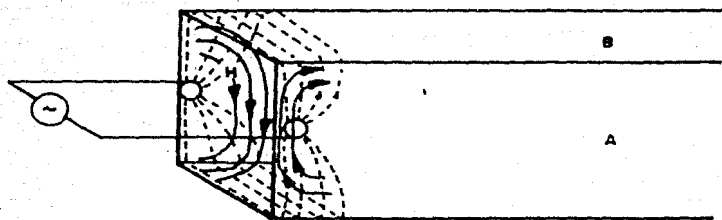
El principal propósito de un sistema de microondas es el de transportar la información por medio de ondas electromagnéticas de un punto a otro.

La guía de onda es un tubo conductor a través del cual la energía es transferida en forma de ondas electromagnéticas. El tubo no es considerado como un portador de corriente, así como ocurre en una línea conductora, pero tiene sus límites que mantienen a las ondas en un espacio cerrado. El tubo consiste de un metal conductor uniforme pero con una sección transversal constante, la cual comúnmente es cuadrada o circular.

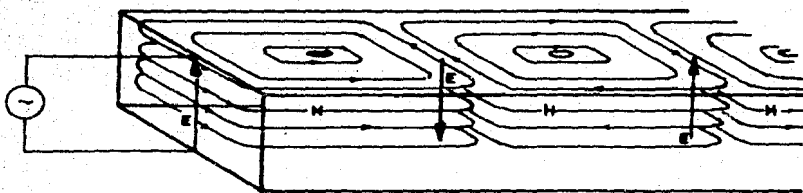
Para dar un pequeño bosquejo sobre como se comportan o transfieren las ondas electromagnéticas a través de una guía de onda, asumiremos la existencia de un oscilador, el cual produce fluctuaciones eléctricas de alta frecuencia. El oscilador es conectado a la pared de un tubo rectangular, en un instante este causa un exceso de potencial en lo alto de la pared y una deficiencia en la base de la misma. Ahí existe una diferencia de potencial como se esta mostrando en la figura 2.1(a) por medio del vector E . El vector indica la posición y la dirección del potencial, la diferencia de potencial entre las paredes crea una corriente eléctrica, la cual a su vez crea un campo magnético



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1

alrededor de ella, como se indica en la figura 2.1(b) por medio del vector H (hay una línea mostrando la posición y dirección del campo magnético). Entonces, como el oscilador lentamente disminuye su polaridad, los vectores creados por la corriente en la pared generan otra corriente por inducción a lo largo de la guía de onda, esta misma crea otras, y así sucesivamente se crean mas vectores E y H . Entonces en cualquier punto de la pared interna de la guía de onda, uno podrá "observar" los electrones en la proximidad del primero. Consecuentemente se puede observar en la figura 2.1(c) tres etapas cada una separada por medio ciclo del oscilador donde se indican los vectores E y H . La anterior explicación estuvo relacionada para cuando el oscilador es conectado a la guía de onda, los electrones se mueven, así como también se mueven las fuerzas magnética y eléctrica, debido a que el movimiento de las cargas eléctricas puede ocurrir aunque no exista un acoplamiento visible entre ellas (efecto Faraday y Lenz).

El presente capítulo pretende mostrar los dispositivos y elementos usados principalmente dentro del banco de trabajo de microondas del laboratorio (figura 2.2), con el objeto de familiarizarse con cada elemento en términos generales.

2.2 GUIAS DE ONDA

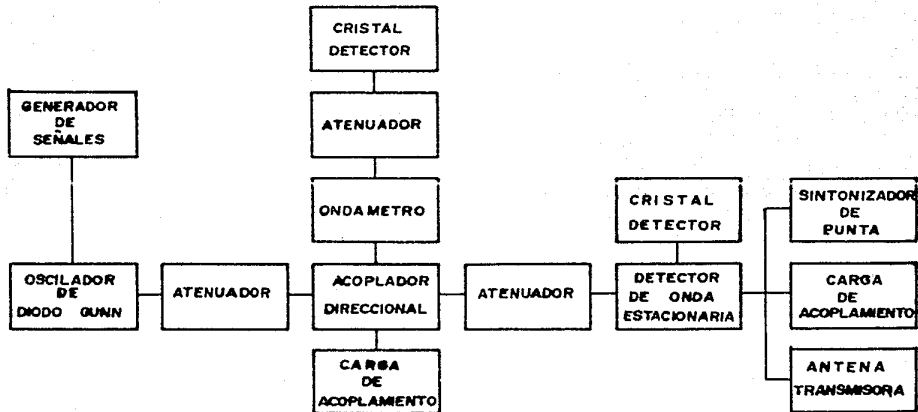
Una línea de transmisión en general se puede definir como un dispositivo para transmitir o guiar energía de un punto a otro. La energía puede estar en forma de señal de información (palabras, imágenes, datos, musica, etc.). Las líneas de transmisión son de una variedad infinita, pero independientemente del tipo, longitud o construcción, todas funcionan de acuerdo con los principios básicos.

Las líneas de transmisión se pueden clasificar en dos grupos principales: (1) las que tienen modos electromagnéticos transversales (TEM) y (2) las que tienen modos transversales de orden superior.

En un modo TEM perteneciente al grupo (1), tanto el campo magnético como el eléctrico son enteramente transversales a la dirección de propagación. No existe componente de E y H en la dirección de propagación. Todas las líneas bifilares, como las líneas de transmisión coaxial o de dos conductores, son ejemplos de los tipos del modos TEM.

En un modo de orden superior (grupo (2)) siempre tienen por

TRANSMISOR



RECEPTOR

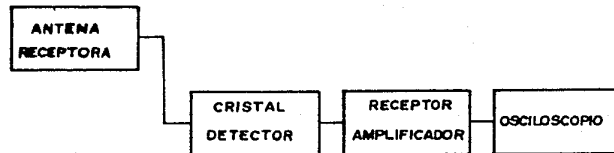


Figura 2.2

lo menos una componente de campo eléctrico o magnético en la dirección de propagación. Como ejemplos se tienen: las guías de onda de conductor hueco sencillo, las varillas dieléctricas y las fibras ópticas.

La línea de transmisión de dos conductores se debe de construir de la manera mas eficiente posible, con pérdida de potencia mínima. Esto suele crear problemas especialmente relacionados con las frecuencias que manejan. A frecuencias altas, los efectos de la capacitancia e inductancia de cualquier conductor se vuelven significativos, sobre todo si las líneas de transmisión tienen longitud considerable. Cuando la energía de alta frecuencia es aplicada en una línea de transmisión, es retardada por las capacitancias e inductancias propias de la línea y distribuidas en toda la longitud de la misma. Debido a tal retardo la energía de entrada a menudo recorre un ciclo entero antes de que la energía correspondiente al comienzo del ciclo llegue al otro extremo de la línea.

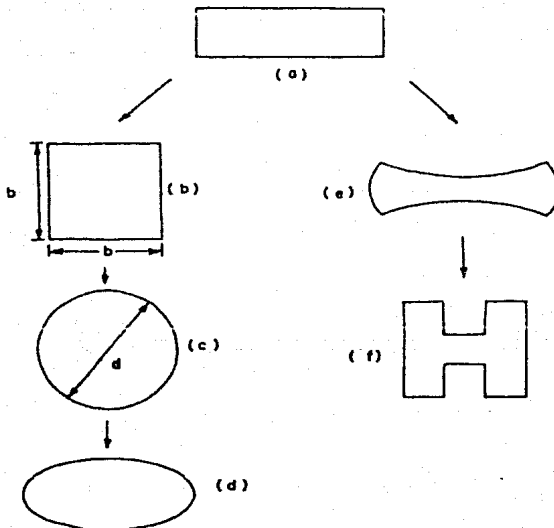


Figura 2.3

Como se analizará la guía de onda a frecuencia de microondas tiene pérdidas totalmente inferiores a las de cualquier otro tipo de línea de transmisión, esta es una entre las características más importantes que se mencionarán posteriormente. En la guía de onda el campo electromagnético se introduce a partir de una espira de alambre o cualquier otro tipo de sonda que emita radiación. Por lo común, las guías de onda son de sección rectangular o circular, pero existe una variedad infinita de formas en que se puede tener una guía de onda. En la figura 2.3 se muestran algunas de las diferentes formas de guía de onda indicando las derivaciones de la guía de onda rectangular al hacerle pequeñas transformaciones.

* GUIA DE TRANSMISION PLANA PARALELA INFINITA

Como una introducción a las guías de onda, se considera una línea de transmisión plana paralela infinita (figura 2.4). Es una línea de dos conductores que es capaz de guiar energía en un modo

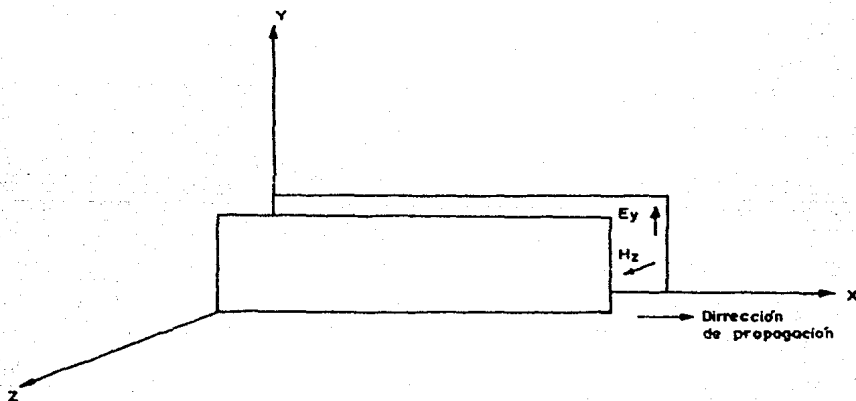


Figura 2.4

TEM con E en dirección Y. Sin embargo, a frecuencias suficientemente altas también pueden transmitirse modos de orden superior, este tipo de transmisión entre planos paralelos sirve como punto de arranque para explicar los modos de orden superior.

Considérese el modo de orden superior en que el campo eléctrico es en cualquier punto dirigido en la dirección Y, con transmisión en la dirección X; es decir, el campo eléctrico tiene sólo una componente E_y . Puesto que E_y es transversal a la dirección de transmisión, este modo se llama modo transversal eléctrico (TE). Si bien E es en cualquier punto transversal, H tiene componentes longitudinales, así como transversales. Si se suponen láminas perfectamente conductoras, las condiciones en la frontera requieren que E_y sea cero en las láminas. Sin embargo, E no necesita ser cero en puntos retirados de las láminas. Es posible determinar las propiedades de una onda TE del tipo que se analiza, considerándola como constituida por dos ondas planas TEM oblicuamente hacia uno y otro lado entre las láminas.

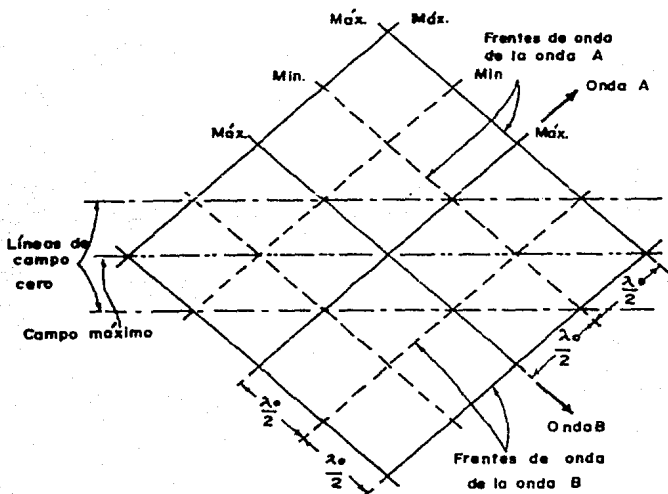


Figura 2.5

Sin embargo, considérese primero la situación que existe cuando ondas planas TEM de la misma frecuencia que viajan en el espacio libre se intersecan con cierto ángulo, como se indica en la figura 2.5. Se supone que las ondas están polarizadas linealmente con E perpendicular a la página. Los frentes de onda, o superficies de fase constante, se indican para las dos ondas.

Las líneas continuas (señaladas con "max" muestran en donde el campo es máximo, con E dirigido hacia afuera de la página. Puede considerarse que estas líneas representan las crestas de las ondas. Las líneas punteadas (señaladas como "min") muestran en donde el campo es mínimo, o sea, donde E es de magnitud absolutamente máxima, pero dirigido hacia adentro de la página. Puede pensarse que estas líneas representan los canales de las ondas. Donde la cresta de una onda coincide con el valle de la otra, existiendo ahí una cancelación, la resultante de E en el punto es cero. Cuando coincidan cresta con cresta o valle con valle hay un reforzamiento, la resultante de E en el punto se duplica. En relación con la figura 2.5, es entonces claro que en todos los puntos a lo largo de las líneas de punto y raya el campo siempre es cero, mientras que a lo largo de la línea indicada por raya y doble punto, el campo se refuerza y tiene un valor máximo.

Puesto que E es cero a lo largo de las líneas de punto y raya, las condiciones en la frontera serán satisfechas en las láminas planas perfectamente conductoras, colocadas a lo largo de estas líneas perpendiculares a la página. Las ondas, sin embargo, no se reflejarán en las láminas con un ángulo de reflexión igual al ángulo de incidencia, y las ondas incidentes provenientes del exterior no penetrarán en la región entre las láminas. Pero si dos ondas planas (A y B) se envían entre las láminas partiendo del extremo izquierdo, viajarán hacia la derecha mediante reflexiones múltiples entre las láminas, como se muestra por las trayectorias de onda en la figura 2.6(a). Los frentes de onda (perpendiculares a las trayectorias de las ondas) para estas ondas son como se indica en la figura 2.6(b). Aquí el campo entre las láminas es el mismo que entre la figura 2.5, con las líneas sólidas indicando que E es hacia afuera (un máximo) y las líneas discontinuas que E es hacia adentro (un mínimo). En las láminas la resultante de E es siempre cero.

Aunque las dos ondas componentes que se han estado considerando son ondas planas del modo TEM, la onda resultante pertenece a un modo de orden superior TE. Es una propiedad importante de la onda de modo TE que no será transmitida a no ser que la longitud de onda sea suficientemente corta. La longitud de onda crítica en la que ya no es posible la transmisión se llama longitud de onda de corte. Es posible, por medio de un análisis calcular la longitud de onda de corte en función del espaciamiento entre las láminas.

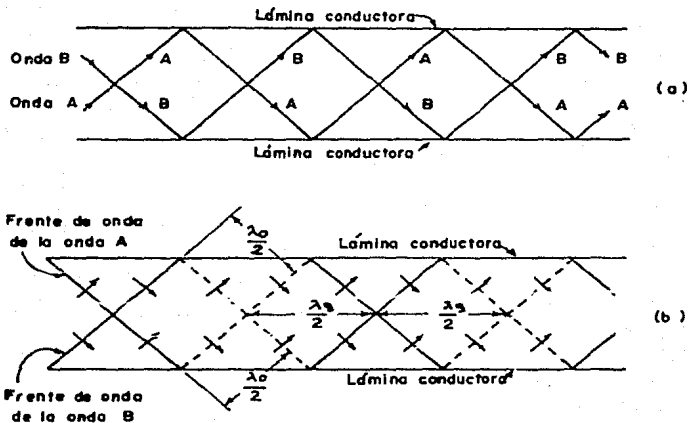


Figura 2.6

En la figura 2.7, descompóngase la onda TE en dos ondas componentes TEM que viajan en las direcciones X' y X'' . Estas direcciones forman un ángulo θ con las láminas conductoras (el eje X). El campo eléctrico está en la dirección Y (perpendicular a la página). El espaciamiento entre las láminas es a . De acuerdo con la figura 2.7 adviértase que E_y' de la onda X' y E_y'' de la onda X'' se cancelan en un punto como A en la lámina conductora y se refuerzan en el punto B, a la mitad entre las láminas puesto que la distancia

$$BD = C'B = CB = \frac{\lambda_0}{4} \quad \text{EC. 2.1}$$

donde λ_0 es la longitud de onda de la onda TEM en el espacio ilimitado lleno con el mismo medio que entre las láminas. Entonces, si $-E_y'$ es hacia dentro de la página (negativo) en el punto C, y E_y'' es hacia afuera de la página (positiva) en el punto D, las dos ondas se cancelarán en A. También se

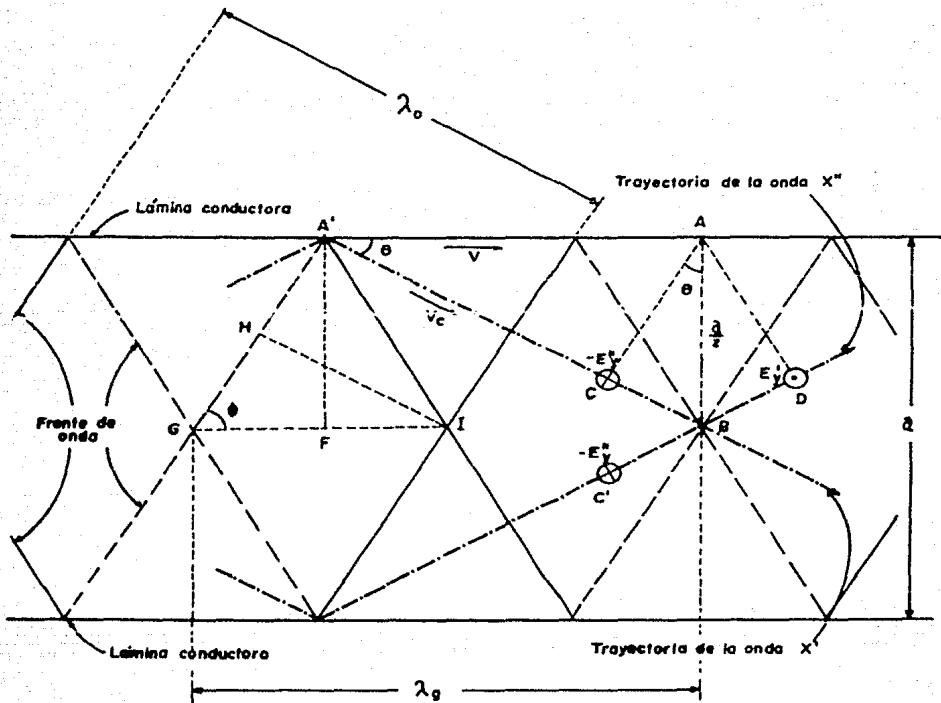


Figura 2.7

reforzarán en B puesto que cuando el campo $-E_y'$ se mueve de C a B, el campo $-E_y''$ se habrá desplazado de C' a B. También se deduce que

$$AB \operatorname{sen} \theta = \frac{a}{2} \operatorname{sen} \theta = \frac{\lambda_o}{4} \quad \text{EC. 2.2}$$

o bien

$$\lambda_0 = 2a \operatorname{sen} \theta$$

EC. 2.3

donde: λ_0 = longitud de onda (mts.)
 a = espaciamiento entre láminas conductoras (mts.)
 θ = ángulo entre la dirección de la onda componente y las láminas conductoras

De acuerdo con la ecuación 2.3, obsérvese que para una determinada separación de láminas a , la longitud de onda más larga que puede transmitirse en un modo de orden superior ocurre cuando $\theta = 90^\circ$. Esta longitud de onda es la longitud de onda de corte λ_{0c} del modo de orden superior. Entonces, para $\theta = 90^\circ$,

$$\lambda_{0c} = 2a$$

EC. 2.4

Introduciendo las ecuaciones 2.4 en 2.3 queda

$$\operatorname{sen} \theta = \frac{\lambda_0}{\lambda_{0c}} \quad \theta = \operatorname{sen}^{-1} \frac{\lambda_0}{\lambda_{0c}}$$

En consecuencia, en corte para cualquier modo ($\lambda_0 = \lambda_{0c}$) el ángulo $\theta = 90^\circ$. En estas condiciones las ondas componentes para este modo se reflejan hacia uno y otro lado entre las láminas, como en la figura 2.8(a), y no avanzan en la dirección X. Por consiguiente, existe un estado de estancamiento entre las láminas al no propagarse la energía. Si la longitud de onda λ_0 es ligeramente menor que λ_{0c} , θ es menor que 90° y la onda avanza en la dirección X aunque mucho se refleja en las láminas, como en la figura 2.8(b). Al reducirse más la longitud de onda, θ se hace menor, como se indica en la figura 2.8(c), hasta que para longitudes de onda muy cortas, la transmisión para este modo se aproxima a las condiciones en un medio ilimitado.

Es evidente en la figura 2.7, que un punto de fase constante de la onda TE se mueve en la dirección X con una velocidad v que es mayor que la de las ondas componentes. La velocidad de fase v_c de las ondas TEM componentes es la misma que para una onda en un medio ilimitado de la misma especie del

que llena el espacio entre las láminas conductoras. Esto es,

$$V_z = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad \left[\text{m/seg} \right] \quad \text{EC. 2.5}$$

donde μ = permeabilidad del medio (H/m)
 ϵ = permitividad (F/m)

según la figura 2.7, se deduce que

$$\frac{V_z}{V} = \frac{A'C}{A'A} = \cos \theta \quad \text{EC. 2.6}$$

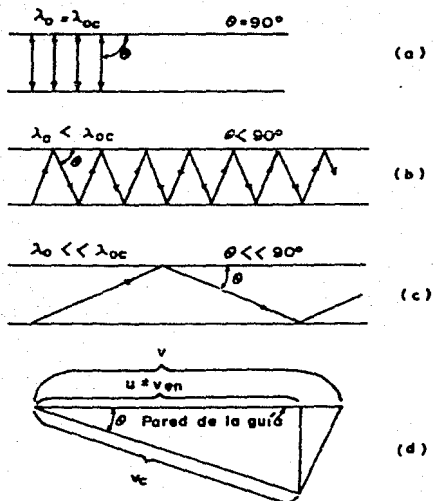


Figura 2.8

$$V = \frac{V_c}{\cos \theta} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon} \cos \theta}$$

EC. 2.7

De acuerdo con la ecuación 2.7, la velocidad de fase v de una onda TE se aproxima a un valor infinito cuando se aumenta la longitud de onda hacia el valor de corte. Por otro lado, v se aproxima a la velocidad de fase v_c en un medio sin fronteras cuando la longitud de onda se hace muy corta. Entonces, la velocidad de fase de una onda de modo de orden superior en la guía formada por las láminas es siempre igual o mayor que la velocidad en un medio ilimitado. La energía, sin embargo, se propaga con la velocidad de la onda componente de zigzag.

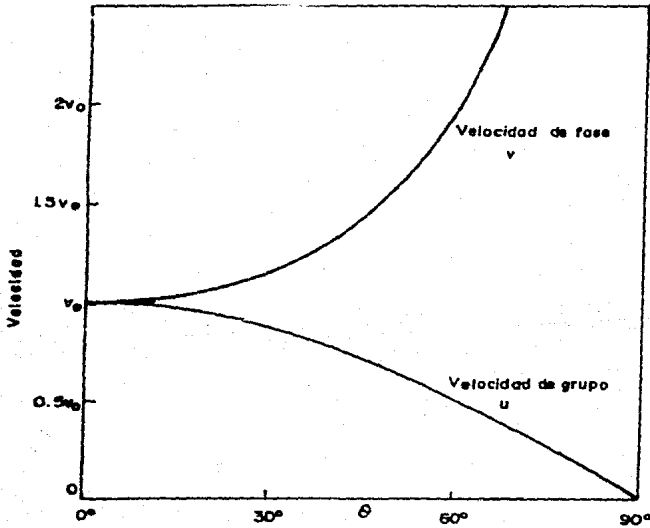


Figura 2.9

Entonces, $v_{en} = v_c \cos \theta$, de acuerdo con ello, la velocidad de la energía v_{en} es siempre igual o menor que la velocidad correspondiente a un medio sin límites. Cuando la longitud de onda se aproxima a la de corte, la velocidad de fase tiende a infinito mientras que la velocidad de la energía se aproxima a cero. Esta es otra forma de decir que la onda degenera en una onda estacionaria y no propaga energía con la longitud de onda de corte o con longitudes de onda más largas. Las magnitudes relativas de las diversas velocidades se muestran en el triángulo de la figura 2.8(d).

Puesto que la longitud de onda es proporcional a la velocidad de fase, la longitud de onda λ del modo de orden superior en la guía esta dada en terminos de la longitud de onda λ_0 en un medio ilimitado por

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\cos \theta} \quad \text{EC. 2.8}$$

La velocidad de fase y la velocidad de grupo (o de energía) en la guía, como función de θ , se muestra en la figura 2.9. Cuando θ se aproxima a 90° , la velocidad de fase se hace infinita mientras que la velocidad de la energía tiende a cero.

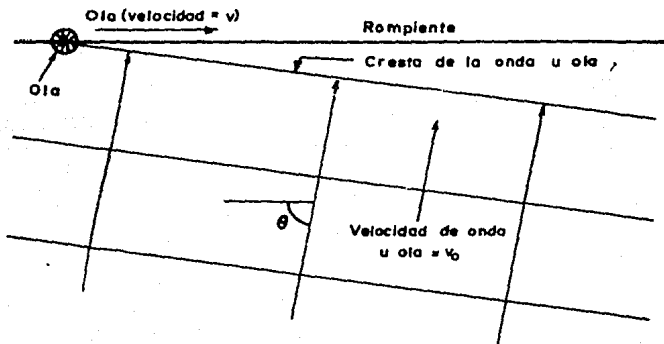


Figura 2.10

Las velocidades se expresan en términos de la velocidad de fase v_c de la onda en un medio ilimitado. La situación aquí es análoga a la acción de las ondas de agua en un rompeolas. Ahí, como se sugiere en la figura 2.10, una pequeña porción de agua se mueve a lo largo del rompeolas cuando una cresta de ola (punto de fase constante) pega en el rompeolas. La velocidad v de la cresta de agua es mayor que la velocidad de la ola v_0 . La velocidad de la cresta puede hacerse infinita si se llegara a hacer 90° .

La figura 2.7 muestra un factor importante para el modelo final de la guía de onda, ya que el modelo final dependerá de la longitud de onda de la guía de onda (λ_g) y el valor es diferente a la longitud de onda λ_0 . También muestra que la longitud de onda de la guía de onda es siempre mas grande que la longitud de onda λ_0 . La siguiente teoría es con objeto de encontrar la relación entre la longitud de onda de la guía de onda (λ_g) y las longitudes de onda: de la onda TEM en el espacio ilimitado (λ_0) y de corte (λ_c).

De la figura 2.7 podemos obtener:

$$A'F = \frac{a}{2}$$

$$IH = \frac{\lambda_0}{2}$$

$$GI = \frac{\lambda_g}{2}$$

el ángulo formado por

$$A'GI = \phi$$

del triángulo A'FG

$$\text{tang } \phi = \frac{a/2}{\lambda_g/4} = \frac{2a}{\lambda_g} \quad \text{EC. 2.9}$$

similarmente del triángulo IHG

$$\text{sen } \phi = \frac{\lambda_0/2}{\lambda_g/2} = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \quad \text{EC. 2.10}$$

pero

$$\tan^2 \theta = \frac{\sin^2 \theta}{\cos^2 \theta} = \frac{\sin^2 \theta}{1 - \sin^2 \theta} \quad \text{EC. 2.11}$$

de las ecuaciones 2.4, 2.9 y 2.10 en 2.11 se obtiene

$$\left(\frac{\lambda_{oc}}{\lambda_g} \right)^2 = \frac{(\lambda_o / \lambda_g)^2}{1 - (\lambda_o / \lambda_g)^2}$$

simplificando

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - (\lambda_o / \lambda_{oc})^2}} \quad \text{EC. 2.12}$$

La línea de transmisión plana paralela infinita que se ha considerado es una idealización y no un tipo que se aplique en la práctica. Las guías de onda reales para modos de orden superior normalmente toman la forma de un solo conductor hueco. La guía rectangular hueca es una forma común. No obstante el análisis anterior para la guía de transmisión plana paralela infinita es de valor práctico, porque las propiedades de las ondas de modo

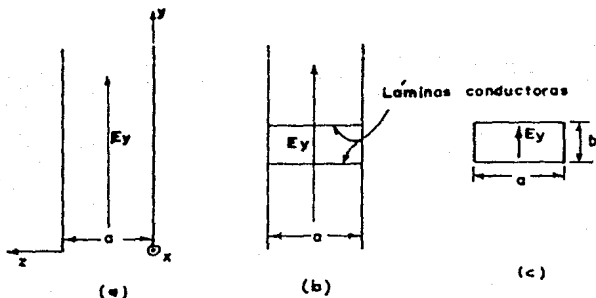


Figura 2.11

TE, como las que se explican arriba, son las mismas en una guía rectangular de ancho a que entre dos planos paralelos infinitos separados por una distancia a . Esto se concluye a partir del hecho de que si se introducen láminas infinitamente conductoras perpendiculares a E entre los planos paralelos, el campo no se distorsiona. Entonces, si una onda de modo TE con campo eléctrico en la dirección Y se desplaza en la dirección X , como se indica en la figura 2.11(a), la introducción de láminas perpendiculares a E_y , como en la figura 2.11(b), no distorsiona el campo. Las láminas conductoras forman ahora un recinto completo de forma rectangular. Al quitar las láminas más allá del recinto rectangular, dejando la guía de onda rectangular hueca que se muestra en la figura 2.11(c). Las longitudes de onda de corte para los modos TE, dada por la ecuación 2.4 para la guía plana paralela infinita se aplican también para esta guía rectangular de ancho a . Para el tipo de los modos TE se ha considerado hasta ahora (solo la componente E_y) la dimensión b (figura 2.11(c)) como no crítica.

* GUIA DE ONDA RECTANGULAR Y SUS MODOS TE

Para proporcionar mas información acerca de como se comportan las ondas en una guía hueca se podría hacer uso de las ecuaciones de Maxwell. La elección de coordenadas se hace para que las condiciones en la frontera para la guía rectangular puedan después aplicarse más fácilmente, por ello la elección de coordenadas rectangulares.

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \nabla E_x - \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(a)}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \nabla E_y - \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(b)}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \nabla E_z - \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(c)}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} + \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(d)}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} + \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(e)}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} + \mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = 0 \quad \text{EC. 2.13(f)}$$

Las ecuaciones de divergencia para el caso de espacio libre de carga ($\rho = 0$)

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \quad \text{EC. 2.13(g)}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \quad \text{EC. 2.13(h)}$$

Para obtener las componentes de campo de un modo TE en una guía de onda rectangular hueca de ancho a y altura b a partir de las ecuaciones anteriores se seguiría la siguiente secuencia.

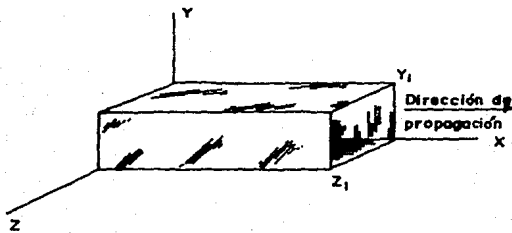


Figura 2.12

Se introducen las restricciones de variación armónica respecto al tiempo y una onda que viaja en la dirección X (dirección de la guía). Posteriormente se hace una elección del tipo de modo de transmisión de orden superior que va a analizarse. Entonces puede considerarse una onda eléctrica transversal (TE) para la que $E_x=0$ o una onda magnética transversal para la que $H_x=0$. Al seleccionarse el tipo TE se sabe que debe haber una componente H_x , puesto que una onda de modo superior siempre tiene una componente longitudinal de campo y si E_x es cero significa que H_x debe ser diferente de cero. Entonces se escriben las componentes de campo restante en términos de H_x . Luego se obtiene una solución de una ecuación de onda escalar de H_x que satisfaga las condiciones de frontera de la guía rectangular. Esta solución se sustituye en las ecuaciones para las otras componentes de E_y , E_z , H_z y H_y . En esta forma se concluye con el siguiente conjunto de ecuaciones que proporcionan la variación de cada componente de campo con respecto al espacio y al tiempo, de acuerdo a la figura 2.12.

$$H_x(x, y, z, t) = H_0 \cos \frac{n\pi y}{y_1} \cos \frac{m\pi z}{z_1} e^{j\omega t} \quad \text{EC. 2.14}$$

$$H_y = \frac{j H_0}{k^2} \frac{n\pi}{y_1} \sin \frac{n\pi y}{y_1} \cos \frac{m\pi z}{z_1} e^{j\omega t} \quad \text{EC. 2.15}$$

$$H_z = \frac{j H_0}{k^2} \frac{m\pi}{z_1} \cos \frac{n\pi y}{y_1} \sin \frac{m\pi z}{z_1} e^{j\omega t} \quad \text{EC. 2.16}$$

$$E_y = \frac{j Z_0 H_0}{k^2} \frac{m\pi}{z_1} \cos \frac{n\pi y}{y_1} \sin \frac{m\pi z}{z_1} e^{j\omega t} \quad \text{EC. 2.17}$$

$$E_z = -\frac{j Z_0 H_0}{k^2} \frac{n\pi}{y_1} \sin \frac{n\pi y}{y_1} \cos \frac{m\pi z}{z_1} e^{j\omega t} \quad \text{EC. 2.18}$$

$$E_x = 0 \quad \text{EC. 2.19}$$

donde

- γ = constante de propagación = $\alpha + j\beta$
- α = constante de atenuación
- β = constante de fase
- Z_T = impedancia de onda transversal = $j\omega\mu/\gamma$
- H_0 = constante
- n = entero (0, 1, 2, 3, 4, 5,)
- m = entero (0, 1, 2, 3, 4, 5,)
- k = constante

$$k = \sqrt{\gamma^2 - j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$$

EC. 2.20

o bien

$$k = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1}\right)^2}$$

EC. 2.21

Como se puede observar las soluciones para las componentes de campo considerando el significado de los enteros m y n . Es evidente que para $m=1$ y $n=0$ solo se tienen tres componentes de campo H_x , H_z y E_y , cada una de estas no tiene variación con respecto a Y , pero cada una tiene una variación de un semiciclo con respecto a Z . Es decir, E_y tiene una variación senoidal a través de la guía (en la dirección Z , siendo un máximo en el centro y cero en las paredes) y no tiene variación como función de Y .

Si $m=2$, se tiene una variación de dos semiciclos de cada componente de campo como una función de Z . Para $n=1$, existe una variación de un semiciclo de cada componente de campo respecto a Y . En consecuencia por ello se dice que m ó n indican el número de variaciones de semiciclos de cada componente de campo respecto a Z y Y , respectivamente. Las combinaciones de estos valores representan una configuración diferente de campo o modo en la guía, por ello cualquier modo TE puede ser designado con la notación TE_{mn} , donde m es el número de variaciones (semiciclos) en la dirección Z (normalmente se considera como el ancho de la guía) y n es el número de variaciones (semiciclos) en la dirección Y (normalmente el alto de la guía).

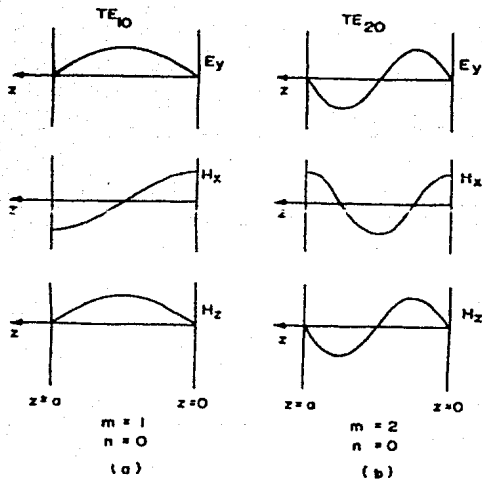


Figura 2.13

Como ejemplo se considerarán los modos siguientes:

Modo TE_{10}

Para este modo, $m=1$ y $n=0$, solo tiene tres componentes que no son cero: E_y , H_x y H_z . Las seis componentes del campo para el modo TE_{10} son:

$$E_y = \frac{\delta Z_{yx} H_0}{k^2} \frac{\pi}{z_1} \sin \frac{\pi z}{z_1} e^{-\gamma x}$$

$$H_x = H_0 \cos \frac{\pi z}{z_1} e^{-\gamma x}$$

$$H_z = \frac{Y H_0}{k^2} \frac{\pi}{z_1} \operatorname{sen} \frac{\pi z}{z_1} e^{j\omega t}$$

$$E_x = 0$$

$$E_y = 0$$

$$H_y = 0$$

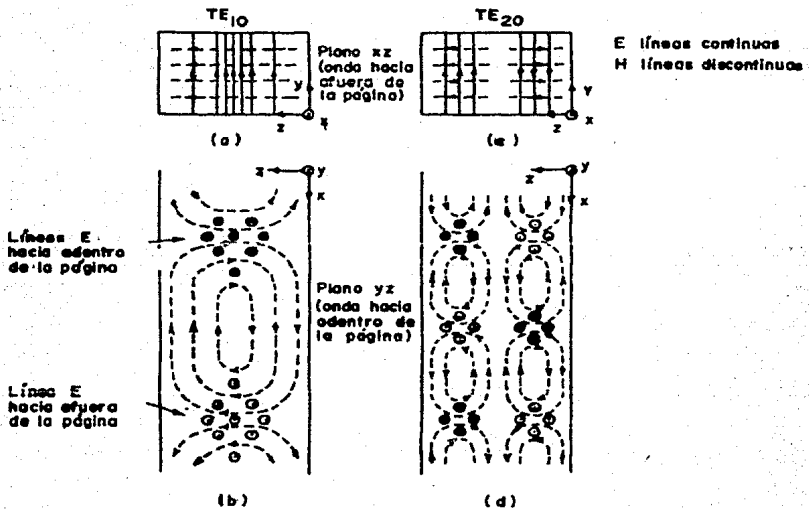
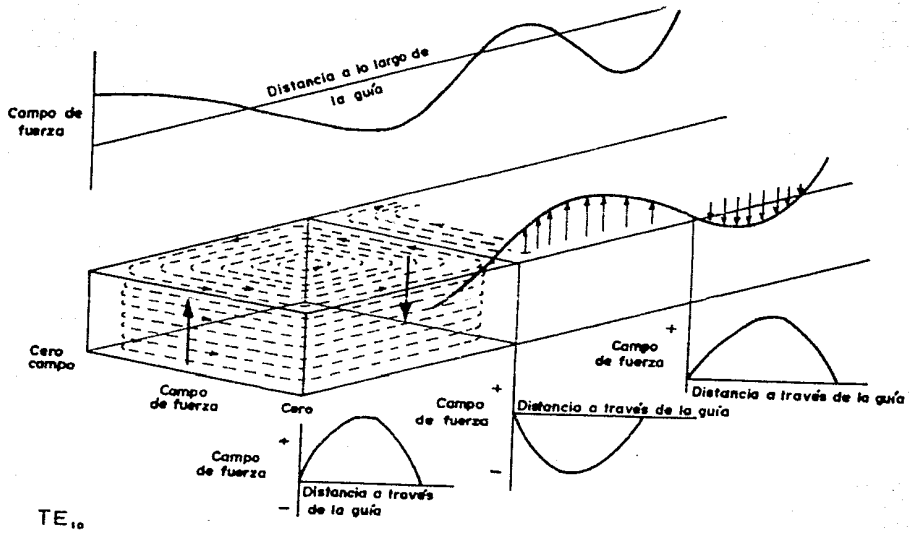


Figura 2.14

Figura 2.15



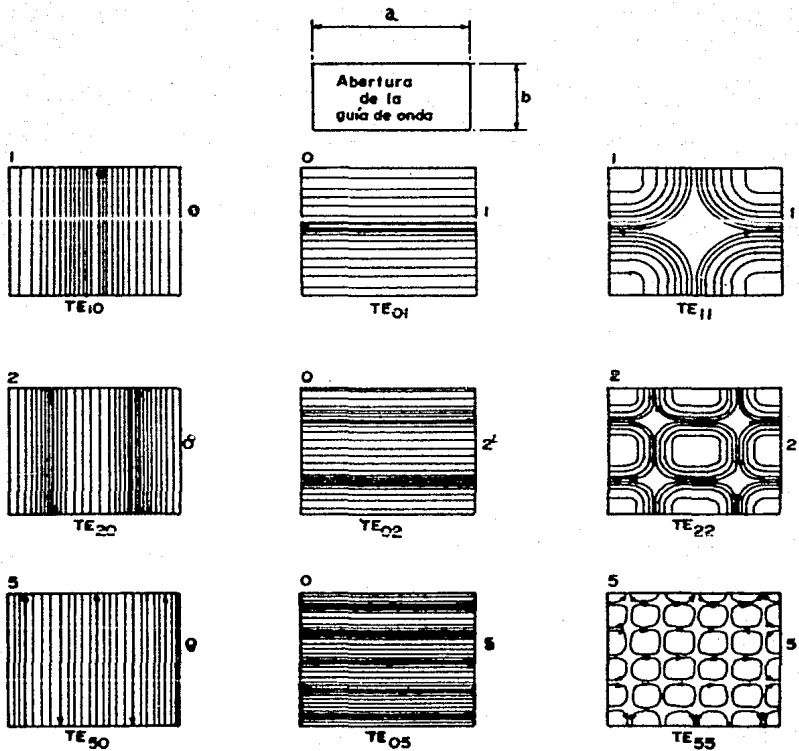
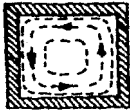


Figura 2.16



TM₁₁



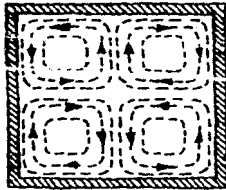
TM₂₁



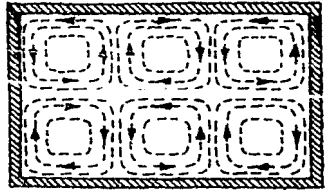
TM₃₁



TM₁₂



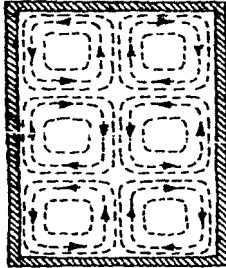
TM₂₂



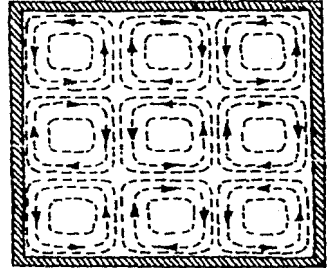
TM₃₂



TM₁₃



TM₂₃



TM₃₃

Figura 2.17

Las variaciones de estas componentes como función de Z se ilustran en la figura 2.13(a). No existe variación con respecto a Y . Este modo tiene la longitud de corte más larga que cualquier modo de orden superior, por ende, la frecuencia de transmisión más baja en una guía de onda rectangular hueca debe ser en el modo TE_{10} . Una sección transversal y longitudinal (vista superior) de la guía es mostrada en las figuras 2.14(a) y 2.14(b), respectivamente.

Modo TE_{10}

Para este modo $m=2$ y $n=0$, la figura 2.13(b) muestra las componentes del campo en función de Z . Una sección transversal y longitudinal (vista superior) de la configuración del campo de este modo es mostrada en las figuras 2.14(c) y 2.14(d), respectivamente.

La solución que se ha obtenido indica que modos son posibles en la guía de onda rectangular hueca. Sin embargo, el modo o modos particulares que se presentan realmente dependerán de las dimensiones de la guía, el método de excitación de la guía y las irregularidades o discontinuidades de la misma. El campo resultante en la guía es igual a la suma de los campos de todos los modos presentes. Las figuras 2.16 y 2.17 muestran algunos otros modos de ondas eléctricas transversales y ondas magnéticas transversales, respectivamente.

* ATENUACIÓN Y FRECUENCIA DE CORTE PARA UNA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Al igualar las ecuaciones 2.20 y 2.21 se obtendrá

$$\left(\frac{n\pi}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1}\right)^2 = \gamma^2 - j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon) \quad \text{EC. 2.22}$$

Si se supone un medio dieléctrico sin pérdidas en la guía ($\sigma = 0$) y despejando γ de la ecuación 2.22

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1}\right)^2 - \omega^2\mu\epsilon} \quad \text{EC. 2.23}$$

A frecuencias suficientemente bajas el último término de la ecuación 2.23 es menor que la suma de los dos primeros términos bajo el signo de raíz cuadrada. Para esta condición γ es real, por ende la onda se atenúa. En esta condición se dice que la onda o modo no se propaga.

A frecuencias suficientemente altas el último término de la ecuación 2.23 es mayor que la suma de los dos primeros términos bajo el signo de raíz cuadrada. En esta condición γ es imaginaria y por lo tanto la onda se propaga sin atenuación.

Cuando se tiene que $\gamma = 0$, la frecuencia donde se obtuvo dicho valor se llama frecuencia de corte. Para frecuencias mayores a la de corte, este modo se propaga sin atenuación, mientras que a frecuencias más bajas que la de corte, el modo se atenúa.

Se debe notar que $\sqrt{\omega^2\mu\epsilon}$ es igual a la constante de fase β_0 para una onda que viaja en un medio no limitado del mismo material dieléctrico que llena la guía. Entonces la ecuación se puede escribir:

$$\gamma = \sqrt{k^2 - \beta_0^2} \left[\frac{1}{m} \right]$$

donde $\beta_0 = \sqrt{\omega^2\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

β_0 = constante de fase en un medio no limitado
 λ_0 = longitud de onda en un medio no limitado

$$k = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1}\right)^2}$$

Para frecuencias mayores a la de corte ($\beta_0 > k$). Entonces:

$$\gamma = \sqrt{k^2 - \beta_0^2} = j\beta$$

donde $\beta = 2\pi/\lambda = \sqrt{\beta_0^2 - k^2}$

β = constante de fase en la guía (rad/m)
 λ = longitud de onda en la guía (m)

Para frecuencias altas ($\beta_0 \gg k$) se tiene que la constante de fase β en la guía se aproxima a la constante de fase β_0 en un medio no limitado. Por otro lado, a frecuencias menores que la de corte $\beta_0 < k$

$$\gamma = \sqrt{k^2 - \beta_0^2} = \alpha$$

donde α = es la constante de atenuación

A frecuencias baja ($\beta_0 \ll k$) nótese que la constante de atenuación α tiende a un valor constante k .

Para frecuencias de corte, $\beta_0 = k$ y $\gamma = 0$, se tiene

$$\omega^2 \mu \epsilon = \left(\frac{n\pi}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1} \right)^2$$

Por ello la frecuencia de corte es

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m}{z_1} \right)^2} \quad [\text{Hz}]$$

La longitud de onda de corte es

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{z_1} \right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{n}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m}{z_1} \right)^2}} \quad [\text{m}]$$

donde λ_{∞} es la longitud de onda en un medio no limitado a la frecuencia de corte (longitud de onda de corte) para cualquier modo TE_{mn} en una guía de onda hueca. Como ejemplo para el modo TE_{10} se tiene:

$$\lambda_c = 2Z_1$$

El rango de operación técnico de la guía de onda es aproximadamente 400 MHz.-135,000 MHz. La tabla 2.1 muestra las dimensiones de las guías de onda recomendadas para usarse en esta banda.

RCSB Number	RETMA Designation	JAN Type			I. E. C. Designation	Inside Dimension in Inches		Frequency Range Dominant Mode in GHz		Wavelength cms for Dominant Mode	Cut off for TEDI Mode		Theoretical Attenuation Lowest to Highest Frequency dB/100 Ft.			Theoretical CW Breakdown Power 750 mm. Hg (megawatts)
		Brass	Alumin.	Silver		Width	Height	f1	f2		Frequency GHz	Wavelength cms	Brass	Alumin.	Silver	
WG 00	WR-3300					22,000	11,500	313	450	97.0	48.5	157	116.8	93.02	800.0 - 740.0	
WG 0	WR-3100					21,000	10,500	305	680	98.7	44.8	284	106.60	06.04	324.0 - 821.0	
WG 1	WR-1800					15,000	7,500	444	744	76.0	38.0	377	91.5	07.09	218.0 - 465.0	
WG 2	WR-1500					15,000	7,500	470	750	63.9	40.0	393	76.3	08.10	210.0 - 321.0	
WG 3	WR-1150					11,500	5,750	650	060	46.9	31.9	514	58.4	12.16	126.0 - 195.0	
WG 4	WR-975					9,750	4,875	750	1120	40.0	26.79	605	49.6	16.33	98.0 - 135.0	
WG 5	WR-770					7,700	3,850	960	1,450	31.5	20.7	767	39.1	18.21	57.5 - 81.5	
WG 6	WR-650	RG 69/U	RG 103/U		R14	6,500	3,250	1120	1,700	26.79	17.65	908	33.04	317.212	40.2 - 58.0	
WG 7	WR-510				R16	5,100	2,550	1,450	2,200	20.7	13.64	116	25.9	60.40	25.2 - 35.8	
WG 8	WR-430	RG 104/U	RG 105/U		R22	4,300	2,150	1,700	2,600	17.65	11.54	1375	21.82	789.585	17.5 - 25.2	
WG 9A	WR-340	RG 112/U	RG 113/U		R26	3,400	1,700	2,200	3,300	13.64	9.10	1735	17.3	1,086.82	11.8 - 16.0	
WG 10	WR-284	RG 48/U	RG 75/		R32	2,840	1,420	2,600	3,950	11.54	7.60	2100	14.42	1,478.1000	.940 - .641	
WG 11A	WR-239				R40	2,290	1,145	3,300	4,900	9.10	6.12	2500	11.60	1,501.162	7.3 - 10.4	
WG 12	WR-187	RG 49/U	RG 95/U		R48	1,872	872	3,950	5,850	7.60	5.13	3156	9.51	2,791.193	1.77 - 1.122	
WG 13	WR-158				R58	1,590	795	4,900	7,200	6.12	4.25	3710	8.09	2,832.224	1.84 - 1.42	
WG 14	WR-137	RG 60/U	RG 106/U		R70	1,372	622	5,850	8,200	5.13	3.66	4,290	6.98	4.612.308	2.95-1.94	
WG 15	WR-112	RG 51/U	RG 68/U		R84	1,122	497	7,050	10,000	4.25	3.00	5,260	5.70	5.614.31	3.50-2.74	
WG 16	WR-90	RG 52/U	RG 67/U		R100	900	400	8,200	12,400	3.00	2.00	6,560	4.57	8.646.220	5.49-3.83	
WG 17	WR-75				R120	750	375	10,000	15,000	2.66	2.42	7,880	3.81	10.1 - 7.12	7.20-1.10	
WG 18	WR-62	RG 91/U		RG 107/U	R140	622	311	12,400	18,000	2.42	1.67	9,490	3.16	12.76-11.15	.600-.850	
WG 19	WR-51				R150	510	255	15,000	22,000	2.00	1.37	11,600	2.59	17.5 - 12.7	.440-.600	
WG 20	WR-42	RG 53/U	RG 121/U	RG 66/U	R220	420	170	16,900	24,000	1.67	1.13	14.10	2.12	22.7 - 15.2	.160-.240	
WG 21	WR-34				R260	340	170	22,000	33,000	1.37	910	17.70	1.73	33.3-23.3	.130-.185	
WG 22	WR-28	RG 96/U			R320	280	140	26,500	40,000	1.13	750	21.10	1.422	21.9 - 15.0	.095 - 14.5	
WG 23	WR-22	RG 96/U			R460	224	112	33,000	50,000	960	600	26.35	1.178	31.0 - 20.9	.082 - .090	
WG 24	WR-19				R500	188	094	40,500	60,000	750	500	31.4	.955	40.3 - 27.7	.047 - .064	
WG 25	WR-15	RG 98/U			R620	148	074	50,000	75,000	600	400	39.90	.752	52.9 - 39.1	.029 - .042	
WG 26	WR-12	RG 99/U			R740	122	061	60,000	90,000	500	330	48.50	.620	93.3 - 62.2	.020 - .029	
WG 27	WR-10				R900	100	050	75,000	110,000	400	272	59.00	.508	106 - 70.5	0.002	
WG 28	WR-8				R1200	080	040	90,000	140,000	333	214	73.7	.407	113.0		

TABLE 2. 1

2.3 TIPOS DE SECCIONES LONGITUDINALES DE GUIA DE ONDA

La construcción de un sistema donde se apliquen guías de onda requiere además de la sección longitudinal recta de una variedad de formas longitudinales, esto es, formas tales que permitan interconectar dispositivos y/o líneas terminales, sin perder la sección transversal establecida. Es usual tener diferentes modelos como los que se indican en la figura 2.18, tales como: curvaturas graduales, curvaturas agudas, codos, torsiones y U's. Cada una tiene sus variaciones dependiendo sobre la aplicación y

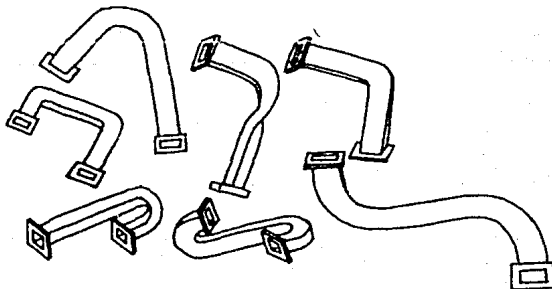
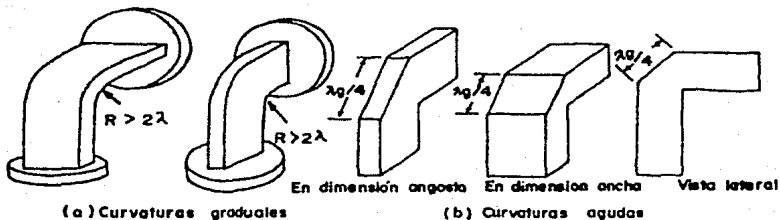


Figura 2.18

la frecuencia a ser utilizada. Hay que tomar en cuenta las terminales al utilizar este tipo de guías de onda, donde las bridas (chapa de cierre entre guías) deben de estar bien diseñadas y construidas, para que al momento de ensamblar las guías de onda, las irregularidades en las curvas no establezcan la onda estacionaria ocasionando pérdidas de potencia.

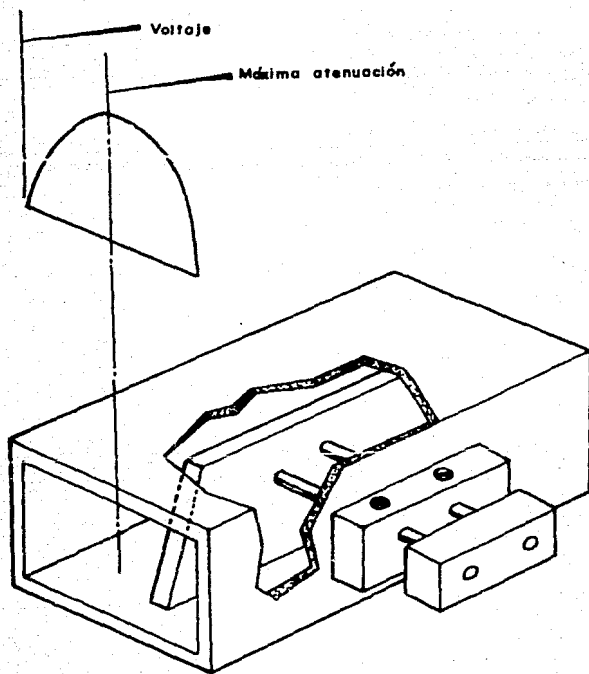


Figura 2.19

2.4 ATENUADOR

Esta unidad consiste de una tira adelgazadora la cual es revestida con un material conductor (en este caso NICROME). La tira es superpuesta en la guía de onda en angulo recto a el ancho de la pared, esto es, paralela con el voltaje (campo E) dentro de la guía de onda. Una parte de la energía fluye bajo la guía de onda pasando en esta hoja conductora y siendo absorbida por ella. Cuando el elemento es puesto en el centro de la guía de onda existe el máximo de energía absorbida, como puede verse en la figura 2.19 en donde se muestra que el voltaje máximo ocurre a lo largo de la línea central de la guía de onda. El mecanismo que soporta el atenuador es diseñado de esta manera, ya que puede ser fácil de ajustar y producir determinada absorción (atenuación) requerida.

El mecanismo de atenuación es simple como se indica en la figura 2.20. El vector voltaje, el cual es un indicador de una diferencia de potencial, se encuentra a través de la hoja del material conductor. Los electrones en el material son trasladados de tal manera que la diferencia de potencial es cancelada dentro de la guía de onda y así sobre una cierta distancia el vector voltaje de las ondas electromagnéticas puede ser decrecido produciendo atenuación. Al introducir gradualmente el aspa se producen disturbios dentro de la guía de onda obteniendo así pequeñas reflexiones.

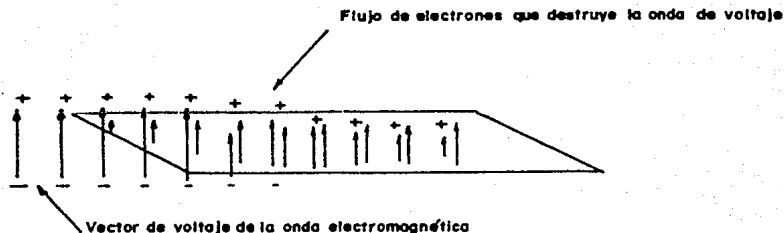


Figura 2.20

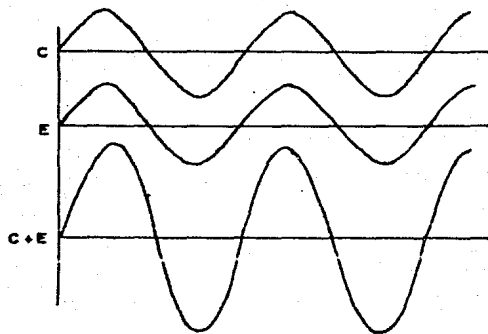


Figura 2.21(b)

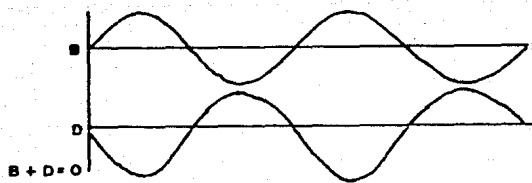


Figura 2.21(c)

Entonces al alimentar una señal dentro de la guía de onda principal, en (1), puede producir señales en la salida de (2) y (3). Similarmente alimentando en (2), se pueden producir señales en las salidas (1) y (4). Este arreglo puede trabajar correctamente únicamente en una frecuencia (debido a la separación de $1/4 \lambda_g$). Para incrementar la banda sobre la cual el acoplamiento trabajará, el número de ranuras es incrementado y su tamaño es reducido, así cada ranura acoplará menos potencia. El acoplamiento entre las ranuras no es necesariamente igual.

La relación de la potencia en la guía secundaria, C+E, a la potencia de entrada es llamado el factor de acoplamiento de la componente. Naturalmente la cancelación de B+D puede nunca ser exacta y en ella existirá una pequeña señal resultante a la

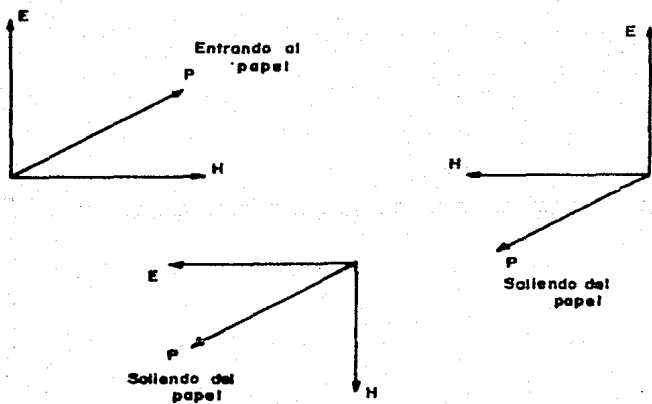


Figura 2.22

salida de (4) . La relación de esta señal de error, B+D, a la señal, C+E, la cual puede ser únicamente la señal en el secundario, es llamada directividad y es tomada como una medición de la calidad del acoplamiento

$$\text{Factor de acoplamiento} = \frac{\text{Potencia en 3 (C + E)}}{\text{Potencia en 1 (A)}}$$

$$\text{Directividad} = \frac{\text{Potencia en 4 (B + D)}}{\text{Potencia en 3 (C + E)}}$$

EL segundo tipo de acoplamiento directo, su construcción y análisis se basan en la dirección de propagación de las ondas de acuerdo a los campos E y H de la figura 2.22.

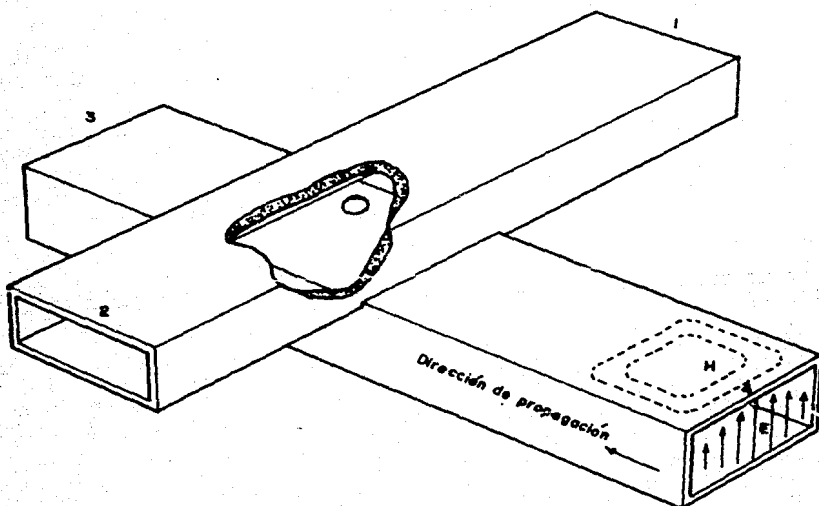


Figura 2.23

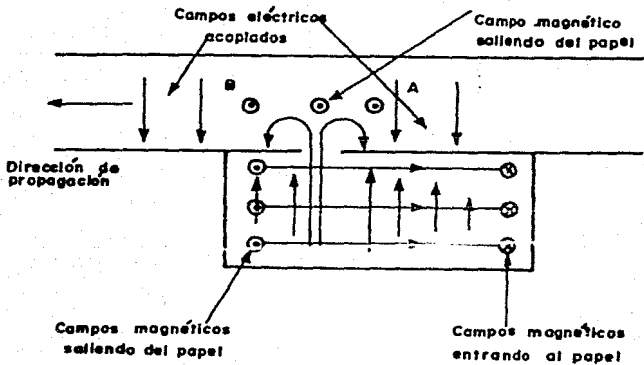


Figura 2.24(a)

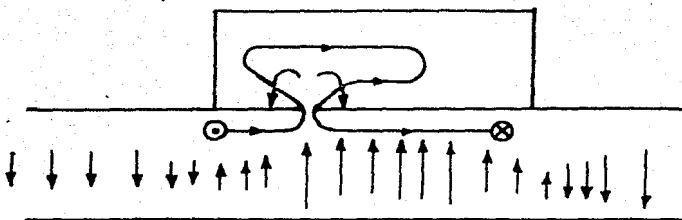


Figura 2.24(b)

La construcción de este tipo de acoplamiento es mostrado en la figura 2.23, un simple orificio a través de la pared de la guía de onda común, es la forma de acoplamiento. En la figura 2.24 se indican los campos magnético y eléctrico actuantes. El campo eléctrico sale a través de la ranura y se propaga dividiéndose en ambos sentidos como se muestra en la figura 2.24(a). El campo magnético rodea al campo eléctrico como se indica en la figura 2.24(b), consecuentemente refiriendonos a la figura 2.24(a) de nuevo en la posición "A" el campo magnético está saliendo del papel y el campo eléctrico está verticalmente apuntando hacia abajo. Simplemente en la posición "B" el campo magnético y el campo eléctrico están en la misma dirección que "A". De acuerdo a las reglas de propagación, existe propagación de derecha a izquierda y no habrá acoplamiento en otra dirección. Este tipo de acoplamiento de campo eléctrico y magnético es aún directivo fuera de cualquier sistema multirranura espaciada por un cuarto de longitud de onda. Alimentando en (1) de la figura 2.23 significa que la potencia será distribuida para que salga por (2) y (3). La razón de la potencia que sale en (3) a la que entra por (1) de nuevo se llamará factor de acoplamiento. Alimentando en la dirección opuesta, es decir en (2), el acoplamiento transmitirá potencia a (1) y (4). La dirección de acoplamiento es la razón de las potencias en las salidas de la segunda guía de onda (se dice 3 y 4), cuando la potencia está siendo alimentada dentro de la primera guía de onda (se dice 1).

2.6 CARGAS DE ACOPLAMIENTO

Las cargas de acoplamiento son usadas para absorber potencia con tan poca reflexión como sea posible. Ellas tienen una variedad de usos como es en la parte terminal de un acoplamiento directo o en la terminal de salida en una componente de transmisión de la guía de onda cuando se ejecuta cualquier medición. Para el instante en la figura 2.23, si se alimenta señal en (1), en (2) para la antena y (3) para un elemento medidor de frecuencia, entonces en (4) únicamente tiene una pequeña cantidad de la potencia total, en esta se terminaría en una carga de acoplamiento. Si no existiera esta terminal entonces puede ser una fuente de error porque la reflexión dentro de (4) (quizas de la antena en (2)) reflejaría en (4) dentro de (3) y puede reducir la aproximación de la medición hecha aquí.

La carga es contenida en una pequeña sección de la guía de onda, con una pestaña (reborde o brida) en un extremo y bloqueada por una pared metálica en el otro. La cuña disipadora es hecha de

una resina cargada con acero pulverizado. La energía en la microonda entra en la resina y crea la corriente de EDDY en el acero para ser disipada en forma de calor. El elemento es de forma cónica para limitar la reflexión de las ondas a un mínimo y absorber la mayor cantidad posible de potencia.

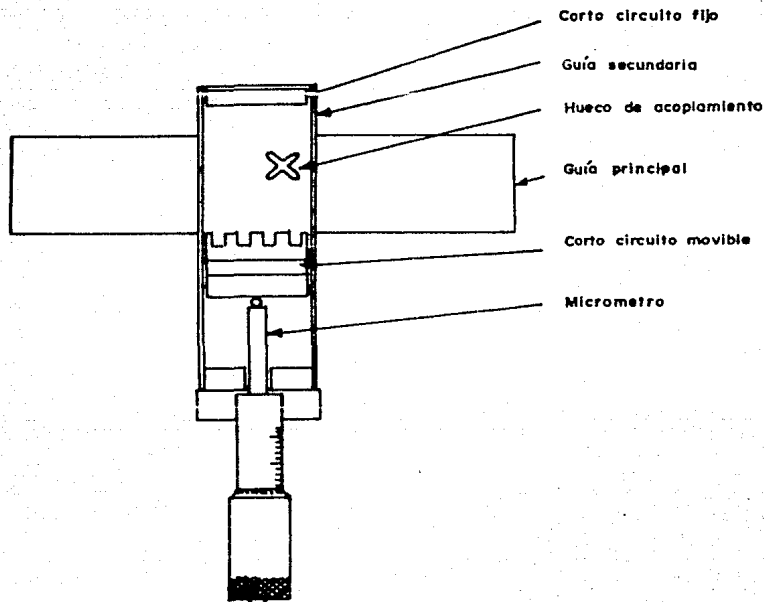


Figura 2.25

2.7 ONDAMETRO

Aunque hay muchos diferentes tipos y formas de ondámetros todos ellos trabajan en base al mismo principio.

Una cámara auxiliar acoplada a la guía de onda es ajustada hasta llegar a ser resonante en la frecuencia de operación de la energía que fluye en la guía de onda principal. Sobre estas condiciones la cavidad puede guardar energía absorbiendo algunas de las ondas que viajan en la guía de onda. Para operar el ondámetro la longitud es ajustada por medio de un micrometro hasta que el decrecimiento en la señal es notado dentro de la guía. Con medir la longitud de la cavidad con una previa calibración, la frecuencia de alimentación puede ser encontrada.

El ondámetro en el banco de laboratorio esta construido como se muestra en la figura 2.25. Dos guías de onda son acopladas en

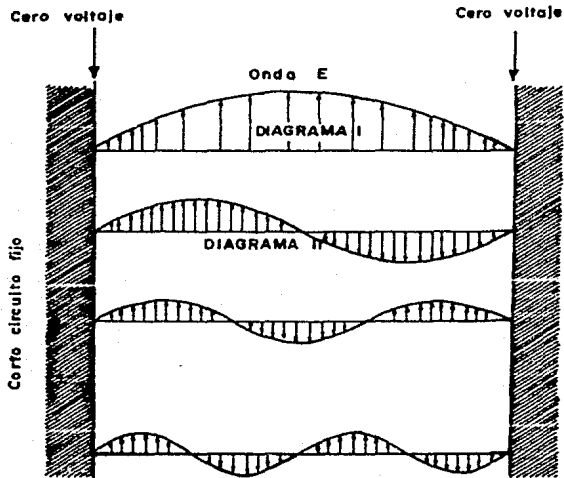


Figura 2.26

ángulo recto por medio de un acoplamiento de forma de cruz. La segunda guía es cortada en un extremo por un material fijo plateado, en el otro extremo es colocado un émbolo móvil. Si un corto circuito es colocado a través de la guía de onda, entonces en aquel punto el voltaje debe ser cero (un voltaje no puede existir dentro de una zona conductora porque los electrones en este se mueven de tal forma que se destruye el voltaje). Además en el ondámetro la única señal que puede existir es una que tiene un voltaje mínimo en esos dos puntos. Alguno de los posibles modos que puede tener son indicados en la figura 2.26. La longitud del ondámetro es elegida de tal manera que únicamente el modo mostrado en el diagrama 1 de la figura 2.26 puede existir. Sobre el rango de frecuencia de 8,000 MHz. a 12,000 MHz. la cavidad nunca llegará a ser bastante larga para provocar el siguiente modo del diagrama en la figura 2.26.

La ventaja de este tipo de ondámetros es debido a que la cavidad es la mitad de una longitud de onda de la guía de onda y el micrómetro puede ser calibrado directamente con esta. Como λ_g es usada frecuentemente en cálculos durante el diseño de componentes es un factor comúnmente conocido.

2.8 CRISTAL DETECTOR

El cristal detector es montado dentro de una línea coaxial junto a el ancho de la pared de la guía de onda. La onda electromagnética excita a los electrones a fluir dentro de una barra y un poste (pila), estos electrones fluyen pasando dentro del cristal conectado al poste. En la caja de cristal hay una pequeña losa de silicio, un lado es conectado directamente a la caja, mientras el otro lado es conectado a un extremo de un fino alambre de tungsteno. Este contacto tiene la especial propiedad que la energía puede fluir en un sentido y en otro no. El silicio tiene poco exceso de electrones, consecuentemente cuando el voltaje es aplicado, en un sentido existe un pequeño flujo de electrones del silicio al tungsteno. Cuando el voltaje es invertido y los electrones son requeridos a salir del tungsteno al silicio, una gran corriente puede fluir debido a que el tungsteno es un metal y tiene un exceso de electrones libres. La característica del cristal puede mostrarse en la figura 2.27 donde en esta puede observarse que aplicando un voltaje en una dirección produce una corriente, mientras que aplicando el voltaje en la dirección opuesta virtualmente no produce flujo de corriente.

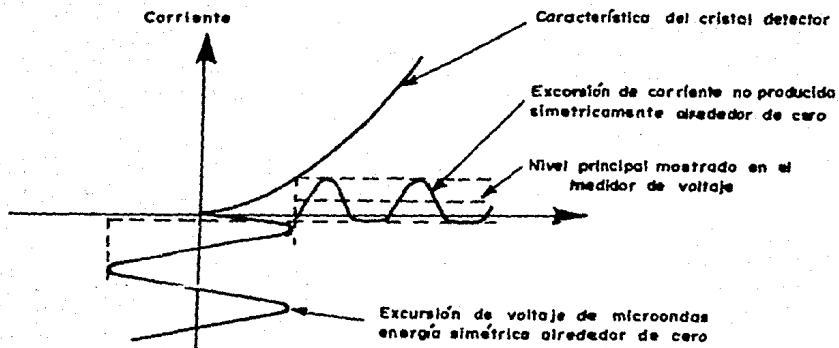


Figura 2.27

Este sistema puede ser usado para detectar energía de microondas. La forma usual de detección de voltaje o corriente con un galvanómetro (bobinas) es imposible en frecuencias de microondas porque el voltaje oscilaría tan rápido que el sistema indicador no detectaría el movimiento. No obstante, aplicando este voltaje a un elemento no lineal, como un cristal, produce rectificación. Cuando el voltaje oscila negativamente no existe flujo de corriente, pero oscilando positivamente existe un flujo de corriente. Consecuentemente la corriente de salida de un cristal no es muy grande e igualmente distribuida alrededor de cero.

El cristal debe ser conectado en el sistema de la guía de onda como se muestra en la figura 2.28, ya que es importante que las pérdidas por capacitancia se mantengan en una baja cantidad, de lo contrario la energía de las microondas puede ser disipada en aquella capacitancia.

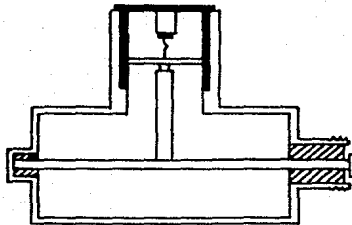


Figura 2.28

2.9 DETECTOR DE ONDA ESTACIONARIA

Debido a reflexiones existe un voltaje estacionario en la guía de onda. Midiendo su amplitud y posición se obtiene información completa del tipo de carga terminal en la guía de onda. La onda estacionaria es analizada por una punta de prueba la cual es insertada a través de una ranura en la parte ancha de la guía de onda. La punta es conectada directamente a un cristal el cual rectifica el movimiento de alta frecuencia de los electrones en la punta. La ranura debe estar a lo largo de la línea central en la pared ancha de la guía de onda porque esta es la única línea por donde no fluyen electrones (como se puede observar en la figura 2.1(a)). Todos los electrones fluyen lejos de o hacia esta línea pero nunca cruzan. Esto significa que no debe haber caída de voltaje a través de esta línea (naturalmente en esta línea existe un cambio de voltaje, este es el que se trata de medir). Sin embargo, si se hace una ranura a lo largo de esta línea no habrá diferencia en la propagación de las ondas. La ranura debe ser hecha cuidadosamente, para ello debe ser centrada exactamente a lo largo de la cara ancha y ser tan estrecha como sea posible. También para ayudar a reducir las fugas es conveniente hacer la ranura tan profunda como sea posible. De las

figuras 2.7 y 2.16 se puede observar que el voltaje varia a través de la pared ancha de la guía de onda, siendo máximo en medio y cero en la esquina, en modo fundamental de la guía de onda (TE₁₀).

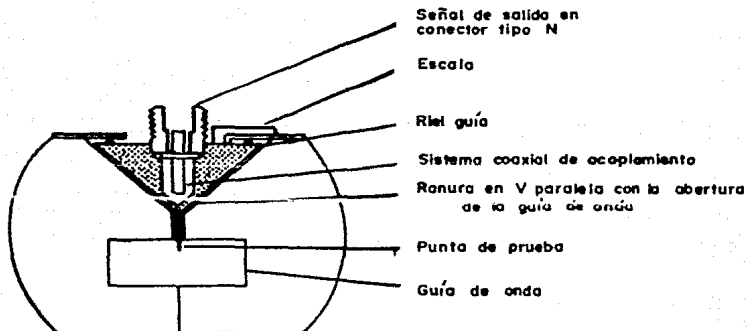


Figura 2.29

Esto significa que la ranura debe estar localizada exactamente a lo largo de la línea central para que la punta de prueba cense únicamente las variaciones periódicas de la onda estacionaria, de lo contrario detectará otras variaciones cuando esta se deslice arriba y abajo de los lados de la montura en el modo de la guía de onda. También se debe de mantener el acoplamiento al no variar la penetración de la punta de prueba. Por otro lado, la placa superior de un detector de onda estacionaria esta manufacturada con un alto grado de exactitud y debe tenerse cuidado de no causar distorsiones durante su manejo. La punta de prueba esta situada en un soporte que se mueve en la placa superior, el soporte esta formado de tal manera que se puede mover a lo largo de la ranura fácilmente. La punta de prueba excita una línea coaxial y esta a su vez excita un cristal detector que opera como se habia explicado anteriormente. La posición relativa de la punta de prueba esta indicada en un extremo de la guía de onda por medio de un escala relativa.

Un canal de guía de onda puede ser hecho como se muestra en la figura 2.29. Este método de construcción permite que la ranura y las superficies guía para el soporte de la punta de prueba sean maquinadas al mismo tiempo. También permite hacer todas las juntas a lo largo de la parte baja de la línea central de la guía de onda, la cual es un punto de cero corriente. La ranura es angosta y profunda, el soporte de la punta de prueba tiene forma de V y es colocado en el surco en V del canal. Este toca el surco en tres pequeños arcos de contacto de manera que el meneo y juego de lado han sido reducidos al mínimo. La punta de prueba es un alambre delgado de cobre que está cubierto de PTFE como aislamiento del soporte (PTFE politetrafluoroetileno conocido como teflón o fluón, un plástico de baja pérdida). El acoplamiento de esta punta con la guía de onda produce una señal en la entrada del cristal de cerca de 23 dB sobre un rango de frecuencia de 8,200 MHz a 12,400 MHz. Este acoplamiento es adecuado para la detección y aún es lo suficientemente bajo para producir un error tangible por distorsión de la onda estacionaria.

2.10 ANTENA TIPO CORNETA

La corneta para guía de onda, cuando es excitada por una guía de onda trabaja de una manera similar al megáfono. Esta restringe la energía en un patrón angosto, reduciendo la tendencia a propagarse, y por lo tanto incrementa la intensidad de la radiación a lo largo de un patrón o rayo particular.

Esta propiedad la cual está basada en enfocar los rayos de microondas en una dirección determinada es la que la hace tan útil. La energía puede ser dirigida, por lo tanto, iluminará objetos distantes, o será transmitida a un receptor lejano con el mínimo de interferencia de transmisores vecinos. También la potencia efectiva, y por lo tanto, el rango efectivo del transmisor es incrementado porque su potencia ha sido concentrada en un patrón útil.

El mecanismo de concentración es similar al del modo de generación en la guía de onda. Si la fuente de microondas fuera un punto del cual se radiaran todas las ondas, entonces la situación simple de la figura 2.30(a) coexiste con propagación omnidireccional de las ondas. No obstante, una serie de fuentes de la misma longitud de onda son puestas en una línea, dos de las cuales se muestran en la figura 2.30(c) entonces la interferencia entre las fuentes tiene lugar en las líneas ab, cd, ef, etc., son los puntos donde el máximo de las ondas de las dos fuentes

coinciden, donde de hecho las dos perturbaciones se suman para hacer un pico patrón resultante. Entre estas líneas existen otras que son mínimos donde las dos perturbaciones se cancelan para no producir señal.

Consecuentemente mirando a través de las líneas b, d, f, etc., la perturbación va a través de picos y ceros, como se muestra en la figura 2.30(b). Si el número de fuentes se

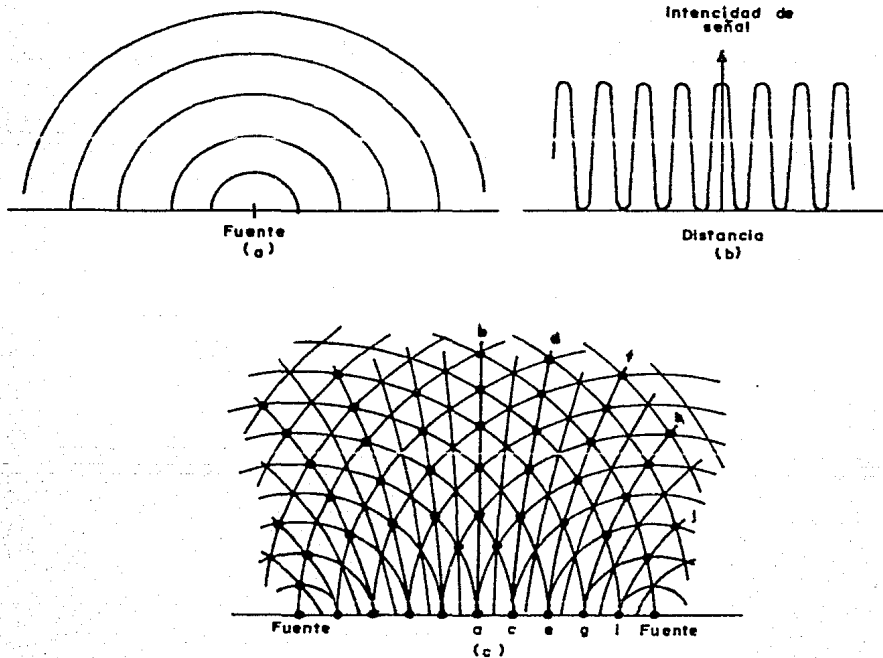


Figura 2.30

incrementa, la longitud de onda continúa siendo la misma, sin embargo puede observarse que la separación de los picos en la figura 2.30(b) se incrementará si su intensidad se incrementa. La apertura de una corneta para guía de onda puede ser considerada como una multitud de fuentes de la misma frecuencia y la misma fase, por lo tanto, el patrón será similar al de la figura 2.30(c). Sin embargo, en el caso de la corneta las fuentes no son de la misma intensidad, de hecho, debido a que la corneta es una extensión de la guía de onda la variación de potencia a través de la apertura es la misma que en la guía de onda, siendo más fuerte en medio y cero en los extremos como se vera en la figura 2.31(a). El resultado de esto es la reducida intensidad en las bandas de los extremos del patrón y la intensificación de los margenes (bordes) centrales. El patrón final es mostrado en la figura 2.31(b), consecuentemente por interferencia la corneta para guía de onda produce un haz directivo con lobulos laterales. Esto significa que a lo largo de la línea central AB de la figura 2.31(b) la potencia ha sido concentrada a un valor superior al nivel que pudo haberse esperado si el radiador hubiera sido omnidireccional como en la figura 2.30(a). Este incremento de potencia sobre la omnidireccional es llamada la ganancia de la corneta.

Si la apertura es incrementada en su tamaño, el número de fuentes se incrementa y la agudeza de los lobulos se incrementa también. Esto significa que la ganancia de la antena se

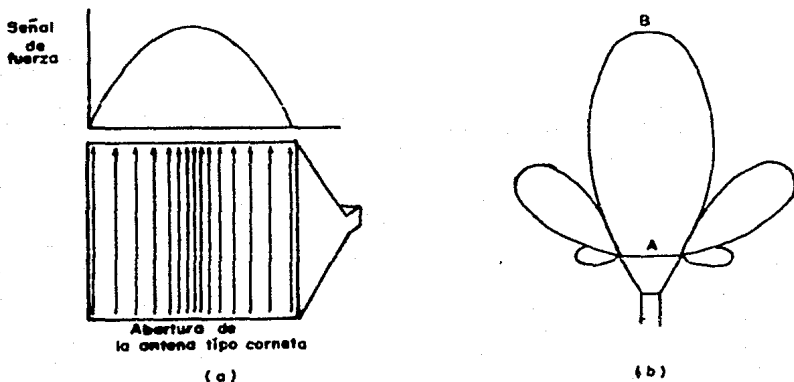


Figura 2.31

incrementa, por lo tanto, una gran antena tiene una alta ganancia.

Esto se aplica independientemente de la forma y del tipo de alimentación para el sistema. Para ilustrar este punto considérese el patrón primario de una corneta o reflector como el mostrado en la figura 2.32(a). Porque esta es asimétrica, el eje XY es mas largo que VW, esto significa que el patrón es delgado y agudo debido al gran numero de fuentes a lo largo de XY (es delgado y agudo en angulo recto a XY). Sin embargo a lo largo de

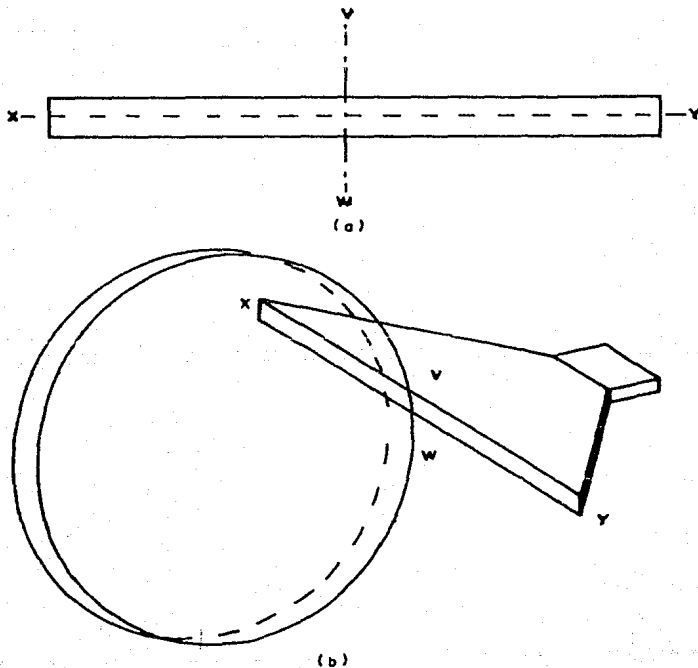


Figura 2.32

sea posible para lograr lo que se puede llamar un perfecto desacoplamiento. Ambos métodos de terminación son usados extensivamente.

El más simple corto circuito es una lámina plana empotrada a través de la apertura de la guía de onda. Si esta es un conductor perfecto entonces toda la onda incidente "A" y la onda hacia atrás "B" se suman para producir la onda estacionaria.

En el caso del corto circuito perfecto, el coeficiente de reflexión es uno y el promedio de onda estacionaria es infinito. Es importante producir un corto circuito que refleje el 100 % de la potencia porque es necesario producir un conductor perfecto de electricidad. Aún el mejor material es ligeramente resistivo y consecuentemente cuando una onda electromagnética incide sobre este, los electrones internos no están perfectamente libres para moverse y así se pierde algo de energía en superar esta resistencia, por lo tanto, la onda reflejada es menor en amplitud de la onda incidente, es decir, la onda estacionaria nunca será infinita. Si una lámina cubierta de cobre es altamente pulida, casi ópticamente plana y es empotrada en una pieza de guía de onda igual y cuidadosamente preparada tal que no haya hendiduras, entonces el promedio del pico al valle de la onda estacionaria producirá ocasionalmente un funcionamiento del corto circuito casi perfecto. Sin embargo, dichos buenos funcionamientos son raramente requeridos para el uso normal de un corto circuito. La aplicación típica de un corto circuito esta ilustrada en la figura 2.33 donde este se requiere para cancelar una reflexión de la barra y poste de un transformador coaxial en la guía de onda por la adición de una señal igual pero opuesta a la reflexión. Este es el uso mas comun de un corto circuito en una guía de onda. Una inspección de la construcción de la montura del ondámetro de la figura 2.25 y muchos otros artefactos que son familiares en un banco de microondas mostrarán que muchos componentes están terminados por un corto circuito fijo o variable.

Si la situación de cancelación de reflexión de la figura 2.33 se requiere sobre un gran rango de frecuencia, entonces es necesario que la posición del corto circuito sea ajustable. Hay dos diseños de corto circuito variable, los tipos de contacto y no contacto. El tipo de contacto es ilustrado en la figura 2.34 y consiste de una lámina de alta conductividad metálica con uñas de muelle fijas a ella. Debido a que el metal tiene baja resistencia entonces el voltaje de la onda electromagnética en la guía de onda es destruido en el choque con la placa. Consecuentemente en el plano de la placa hay una alta corriente y un bajo voltaje. Esta condición se repite por sí misma cada media longitud de onda hacia abajo de la guía como puede ser visto del tren de onda estacionaria de la figura 2.34 mostrando ceros en los punto A, B

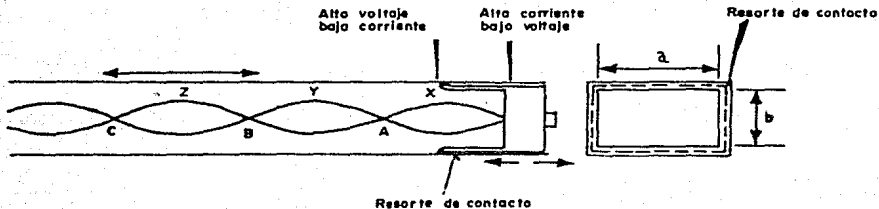


Figura 2.34

y C espaciados por media longitud de onda. Entre estos puntos hay picos de onda donde la situación es exactamente el reverso de esos puntos A, B y C. En estos puntos X, Y y Z un cuarto de longitud de onda más allá de A, B y C el voltaje es máximo y la corriente es mínima. Esto significa que cualquier contacto hecho en X, Y y Z no será un buen contacto porque hay cero corriente ahí (o cercana a cero en el caso imperfecto). Sin embargo el corto circuito de contacto es hecho en la placa de metal (el cual es el punto de alta corriente) y un conjunto de uñas de muelle de longitud de aproximadamente un cuarto de la longitud de onda conecta a la pared de la guía de onda en el punto de baja corriente. Este método de construcción elimina los problemas mecánicos de hacer casi imposible un deslizamiento eléctrico perfecto con la pared de la guía de onda en el plano del corto circuito, por el método de transformación de cuarto de onda. Este método de transformación de cuarto de onda es ampliamente usado en muchas otras aplicaciones no necesariamente relacionadas en puntos de alta y baja corriente. Todo lo que es necesario apreciar de la técnica es el recordar que los patrones se repiten por sí mismos cada media longitud de onda y que una situación igual y opuesta siempre ocurre un cuarto de la longitud de onda más allá a lo largo de la guía.

La técnica de transformación de impedancia es también usada en el diseño del émbolo de no contacto, el cual tiene las ventajas obvias sobre el émbolo de contacto de larga vida debido

al desgaste por el uso y operación constante con el cambio de posición. La impedancia de una guía de onda (la cual es equivalente a la resistencia de un alambre) es controlada por las dimensiones "b" y "a" que son las dimensiones angosta y ancha de la apertura de la guía de onda. Debido a la impedancia proporcional de "b/a", para reducir la impedancia la dimensión angosta "b" de la guía de onda debe ser reducida, mientras que la dimensión ancha "a" debe permanecer constante. Esto puede ser comprendido considerando las paredes anchas de la guía de onda como las placas de una capacitancia las que son inducidas a permanecer juntas cuando el ancho es reducido. Manteniendo las placas de una capacitancia casi juntas, se incrementa el valor de la capacitancia y así reducirá su resistencia efectiva a corriente alterna. Consecuentemente reduciendo la dimensión angosta de la guía, se reduce su impedancia.

Una guía de onda con la dimensión ancha constante pero con dimensión angosta variable, a lo largo de su longitud de acuerdo con la figura 2.35, producirá una impedancia cercana a cero en su entrada. La primera sección P de la guía tiene una pequeña dimensión "b" siendo del orden de dos milésimas de pulgada. La segunda sección Q tiene solo una dimensión "b" ligeramente reducida, la tercera sección R es idéntica a la primera sección P, un sistema como este tiene una impedancia muy baja y de hecho aproximándose a un corto circuito perfecto.

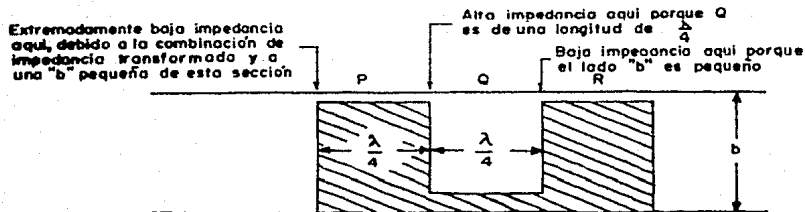


Figura 2.35

2.12 SINTONIZADOR DE PUNTA

Cuando se tiene acoplada permanentemente alguna carga para no producir reflexiones, la técnica es poner algún obstáculo en frente de la carga que producirá una onda reflejada igual y opuesta a la presentada por la carga. El resultado es entonces la cancelación de las reflexiones y un buen acoplamiento. Sin embargo, no es posible escoger un obstáculo para producir el acoplamiento sobre el rango de frecuencia deseado porque ambas reflexiones, de la carga y del obstáculo, tienen frecuencia propia y muchas no varían de la misma manera. Por lo tanto, ocasionalmente es necesario tener que cambiar el obstáculo de acoplamiento para cubrir la banda de frecuencia deseada. También hay numerosas ocasiones en que los obstáculos de acoplamiento no son requeridos permanentemente, es decir, se necesita que sean removibles y reemplazables para ser aplicados en diferentes

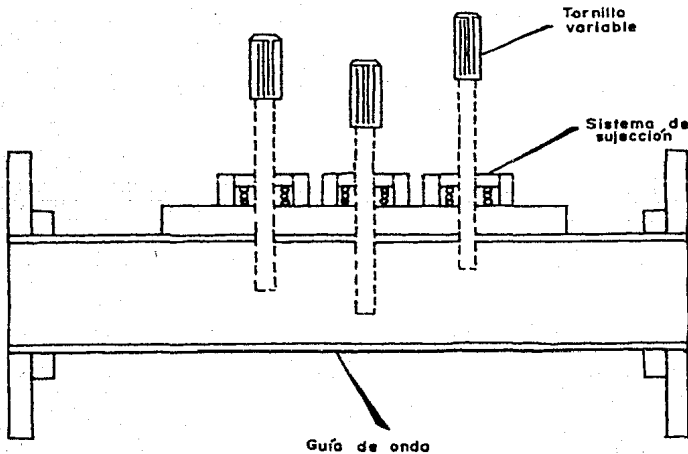


Figura 2.36

configuraciones. Es obvio que existe una buena cavidad para tener un obstáculo variable que produzca un acoplamiento variable en la guía de onda.

El más común y simple de estos dispositivos es el sintonizador de punta. En estos dispositivos un poste de metal es insertado a través de la pared ancha de la guía de onda a diferentes profundidades. Esto producirá un acoplamiento variable que en la posición correcta cancelará la carga desacoplada. La posición es importante por que si el poste fuera de un cuarto de longitud de onda errónea, entonces las reflexiones pueden aumentar mas que cancelar y el desacoplamiento resultante puede ser peor que antes. La posición del poste a lo largo del eje de la guía debe ser variable. Así el más complicado sintonizador de punta tiene el poste en un soporte muy similar a un detector de onda estacionaria. El poste penetra a la guía de onda a través de la pared ancha y viaja en una ranura a lo largo de la línea central de esta. Entonces la profundidad del poste puede ser ajustada para producir la misma magnitud de reflexión. Este instrumento es usualmente llamado una "impedancia variable".

Sin embargo, el instrumento anterior es complicado mecánicamente hablando para la mayoría de las necesidades. En un instrumento simple el poste variable esta imposibilitado de tener libertad de moverse a lo largo de la guía de onda. Esta fijado con otros dos postes similares, un total de 3 postes son colocados cuidadosamente para cubrir el máximo numero de posibilidades de fijaciones requeridas.

El sintonizador de 3 postes es mostrado en la figura 2.36. Los postes son simples tornillos los cuales se encuentran firmemente sujetos por un mecanismo de resorte. Esta unidad es acoplada en frente de la carga desconocida y cada tornillo ajustado en torno para proveer tan pequeña onda estacionaria como sea posible.

2.13 CORRIMIENTO DE FASE

La velocidad de las ondas de radio depende del medio en que se propagan, siendo menor en cualquier material en comparación a la que se presenta en el vacío. Una guía que es parcialmente ocupada con un dieléctrico producirá una velocidad total la cual estará entre aquella guía completamente llena y la guía completamente vacía. Si la carga en la guía es variada entonces la velocidad variará también. Esto significa que el máximo y el

mínimo de la onda puede recorrer su posición relativa a cualquier punto fijo en la pared de la guía de onda. Esto es utilizado en muchas aplicaciones incluyendo acoplamiento y balanceo de sistemas. Considerando de la figura 2.37(a) donde dos ondas viajan en diferente trayectoria y arriban en una unión de guía de onda donde ellas están ligeramente fuera de fase, por ello no se cancelan. El caso contrario ocurre en la figura 2.37(b) donde las ondas llegan fuera de fase. Cuando el sistema esta balanceado es

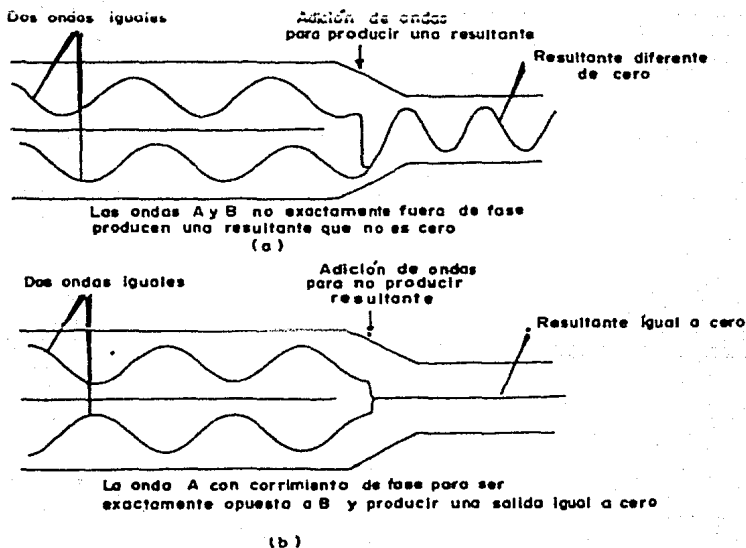


Figura 2.37

muy sensible a pequeños cambios de fase y podría, por tanto, ser usado para investigar pequeños cambios de fase producidos por otros objetos a lo largo de la guía de onda.

La construcción de un corrimiento de fase es idéntica a un atenuador como se mostro en la figura 2.19. Naturalmente para aumentar la aproximación y reducir el manejo mecánico, el corrimiento de fase debe ser más preciso que el atenuado, por ello tiene asociado un micrómetro al aspa deslizadora. La diferencia esencial entre el atenuador y el corrimiento de fase es el material por el que esta constituida el aspa en la guía. Como se menciona, el aspa del atenuador es revestida de una delgada capa de Nicrome, en cambio, el aspa del corrimiento de fase es hecha de "Distrene" (con perdidas no significativas). Cuando el aspa es colocada en la pared de la guía de onda, las ondas electromagnéticas prácticamente no sufren distorsión alguna, no obstante, cuando el aspa es colocada hacia la línea central de la guía de onda, la onda es corrida en fase más y más porque el aspa se encuentra ahora afectando la parte más grande de la onda la cual está en el centro de la guía de onda.

CAPITULO 3

TEORIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS EMPLEADOS

3.1 INTRODUCCION

Tanto en el equipo transmisor como en el receptor se encuentran algunos circuitos integrados (C.I.) que facilitan la obtención de un determinado fin. Los circuitos empleados son principalmente amplificadores operacionales, los cuales realizan la mayoría de las funciones como son: acoplamiento y amplificación lineal y logaritmica. Por otro lado los circuitos integrados reguladores de voltaje, nos proporcionan un voltaje regulado a escoger (positivo o negativo) sobre un rango de corrientes de carga. Sobre estos dispositivos se dará la teoría de su funcionamiento y sus limitaciones en el diseño de fuentes de alimentación. Otro tipo de circuito integrado es el VCO que nos proporcionará las ondas cuadrada y triangular que son la base del equipo transmisor. Por último tenemos un circuito amplificador de audiofrecuencias el cual amplifica la señal captada por el equipo receptor, siendo escuchada en una bocina que contiene el mismo.

3.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Los amplificadores operacionales son dispositivos amplificadores de alta ganancia y de acoplamiento directo. Son

usados para llevar a cabo una amplia variedad de funciones lineales (y algunas no lineales) y es frecuentemente referido como un circuito integrado (C.I.) lineal, o más precisamente analógico.

El amplificador operacional tiene una amplia versatilidad, además de economía, y ofrece las ventajas de los C.I. monolíticos: de dimensiones reducidas, alta velocidad, alta confiabilidad, bajo costo, estabilidad en un rango de temperatura, baja corriente y voltaje de offset.

El amplificador operacional esta integrado por varias etapas, las cuales dependen de las características del diseño. El amplificador operacional consiste comúnmente de cuatro bloques en cascada, los cuales se indican en la figura 3.1. La primera etapa es un amplificador diferencial, el segundo bloque esta compuesto por una o varias etapas de amplificación adicional, el tercer bloque es un buffer y el cuarto bloque es la salida. El buffer usualmente es un emisor seguidor, este en conjunto con la etapa de salida actúan como un desplazamiento de nivel, así que el voltaje de salida es aproximadamente cero para una entrada de cero volts.

La etapa de entrada es invariablemente un amplificador diferencial porque: tiene dos entradas (inversora, no inversora), una relación de rechazo de modo común (RRMC) muy alta y la señal es acoplada directamente a la entrada.

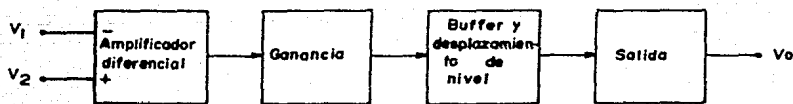


Figura 3.1
Etapas del amplificador operacional

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

El amplificador operacional ideal tiene las siguientes características:

RESISTENCIA DE ENTRADA	$R_i) \infty$
RESISTENCIA DE SALIDA	$R_o = 0$
GANANCIA DE VOLTAJE	$A_v) -\infty$
ANCHO DE BANDA	$BW = \infty$

$V_o = 0$ cuando $V_1 = V_2$ (independientemente de la magnitud de V_1). No varían sus características dentro de su rango de temperatura.

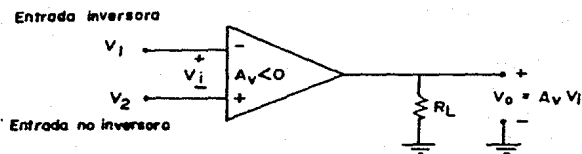


Figura 3.2
El amplificador operacional ideal

Se ilustra en la figura 3.3 el circuito equivalente de un amplificador operacional, el cual consiste de una impedancia de entrada R_i conectada entre las dos terminales de entrada V_1 y V_2 .

El circuito de salida consiste de una fuente controlada por voltaje ($A_d V_d$) y una resistencia (R_o) que son conectadas en serie entre la terminal de salida y tierra (una de las terminales esta siempre conectada a tierra).

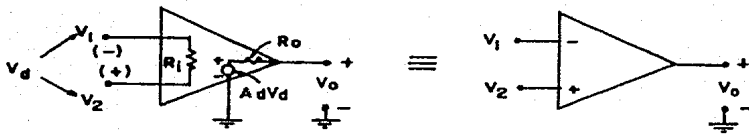


Figura 3.3
Circuito equivalente de un
amplificador operacional.

La ganancia de voltaje A_d del amplificador operacional es comúnmente muy grande (típicamente 100000) en comparación con los sistemas en que es empleado. Este factor comúnmente se asume que es infinito. Similarmente, la impedancia de entrada R_i es mucho más grande (típicamente 100 Kohms) que la resistencia externa del sistema y se asume frecuentemente que su valor es infinito. La resistencia de salida R_o es del orden de 100 ohms pero para muchas aplicaciones se considera despreciable. Cuando estas aproximaciones son hechas el amplificador operacional se considera como un elemento ideal.

Una muy importante observación que puede ser hecha alrededor de un amplificador operacional ideal es que el voltaje diferencial de salida $V_d = V_2 - V_1$ es aproximadamente igual a cero, la razón para esto es que $V_d = V_o / A_d$ (ver figura 3.3). Si V_o es infinito y A_d es infinito, V_d debe ser cero. En la práctica el voltaje de salida de un amplificador típico es menos de 10 volts. Si nosotros asumimos que $A_d = 100\ 000$, el voltaje diferencial de entrada que produce 10 volts en la salida es 100 microvolts, una cantidad tan pequeña que puede ser despreciable. Esto es muy similar a lo que ocurre en un amplificador operacional real, por ello podemos decir que la entrada de un amplificador operacional es una tierra virtual (corto circuito), esto implica que $V_1 = V_2$. Para este caso, la corriente en la resistencia de entrada R_i es usualmente despreciable, siendo del orden de un nanoampere, puesto que la impedancia entre V_1 y V_2 es muy grande,

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL INVERSOR

Cuando el amplificador operacional es usado como un amplificador lineal inversor, las resistencias externas R_1 y R_2 se conectan como se muestra en la figura 3.4, observando que la terminal no inversora es conectada a tierra.

Si el amplificador operacional es ideal ($i_d=0$) se tiene: ganancia de voltaje $A_v = V_o / V_i$ e $i_1 = i_2$, entonces:

$$i_1 = \frac{V_i - V_d}{R_1} = i_2 = -\frac{V_d - V_o}{R_2} \quad \text{EC. 3.1}$$

no obstante como $V_d = V_o A_d$ y $V_d \approx 0$ debido a que se considera como un amplificador operacional ideal, se tiene entonces que:

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2} \gg A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{EC. 3.2}$$

$$V_d = V_2 - V_1$$

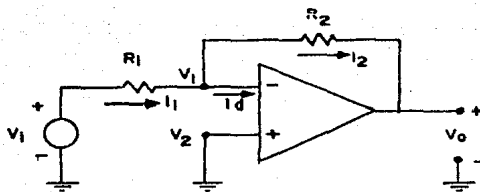


Figura 3.4
Amplificador operacional inversor

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL NO INVERSOR

La figura 3.5 muestra un amplificador operacional no inversor, el cual tiene una ganancia de voltaje mayor o igual que la unidad y su impedancia de entrada es infinita.

Si

$$V_i = V_1 = V_2$$

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

EC. 3.3

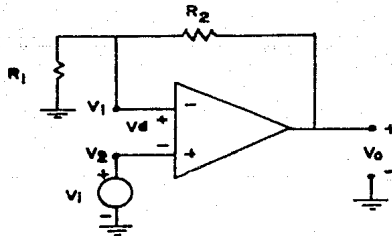


Figura 3.5
Amplificador operacional no inversor

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR

Un amplificador operacional comparador es aquél que nos proporciona una indicación relativa a dos voltajes de entrada. Si una entrada es un voltaje de referencia y la otra entrada es un voltaje desconocido, el amplificador operacional comparador indicará en su salida si el voltaje desconocido es mayor o menor que el voltaje de referencia, por medio de un nivel de C.D. .

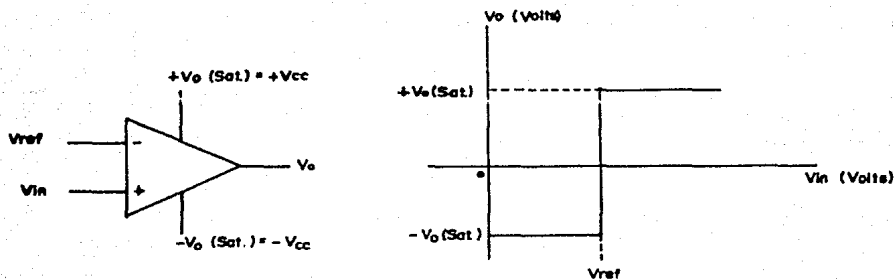


Figura 3.6
Circuito comparador básico

* COMPARADOR BASICO DE ENTRADA DIFERENCIAL

En este ejemplo, V_{ref} es el voltaje de referencia (positivo) que está aplicado a la entrada inversora del amplificador operacional. V_{in} es el voltaje de entrada desconocido, aplicado a la entrada no inversora. Cuando V_{in} es menor que el voltaje de referencia, la salida del amplificador operacional será el límite negativo de saturación $-V_o(sat)$. Cuando V_{in} se incrementa y sobrepasa al voltaje de referencia, la salida del amplificador operacional cambia al límite de saturación positiva, $+V_o(sat)$, como se muestra en la figura 3.6 .

Generalmente se desea que el comparador sea capaz de cambiar su estado en la salida tan rápido como sea posible. En este circuito el amplificador operacional trabaja en condición de malla abierta, por lo tanto, la diferencia de voltaje que se

requiere para cambiar la salida de un estado a otro es considerablemente pequeña, esencialmente

$$\frac{V_o(\text{sat}) - (-V_o(\text{sat}))}{A_v}$$

Ya que este voltaje es solamente de unos cuantos de cientos de microvolts, el factor dominante que determina el umbral exacto es el voltaje de offset del amplificador operacional, el cual puede ser en algunos casos poco mayor que ± 10 mV. Por esta razón la precisión de los comparadores puede ser anulada tanto que el voltaje diferencial de entrada es tan cercano a cero como cuando prácticamente la salida es cero.

Para nuestro caso tenemos un comparador con las siguientes características:

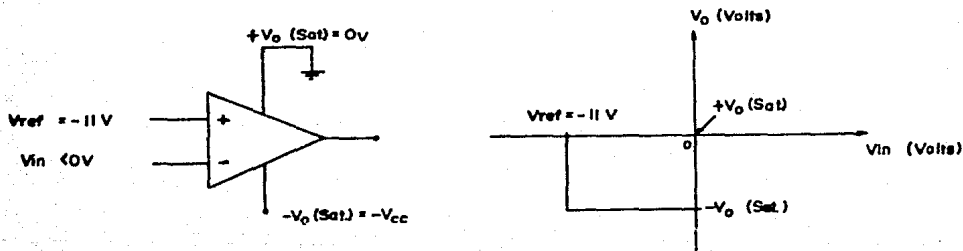


Figura 3.7
Circuito comparador básico utilizado en el
circuito de protección del diodo Gunn

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL LOGARITMICO

En este amplificador operacional se usa la relación alineal que existe en la unión p-n de los diodos, la cual esta basada en su característica voltaje-corriente.

Esta relación esta dada por:

$$i_d = I_0 [e^{V_d/\eta V_T} - 1] \quad \text{EC. 3.4}$$

$$V_T = \frac{k}{q} (T) = \frac{T}{11000} \text{ [Volts]} \quad \text{EC. 3.5}$$

donde: T = temperatura (grados Kelvin)
 I_0 = corriente de saturación inversa
 i_d = corriente del diodo
 V_d = voltaje del diodo
 η = 2 para corrientes pequeñas en los dispositivos de silicio

La figura 3.8 muestra el amplificador operacional logarítmico sencillo, donde el diodo esta conectado en la malla de realimentación y el voltaje de salida del amplificador operacional es una función logarítmica del voltaje de entrada.

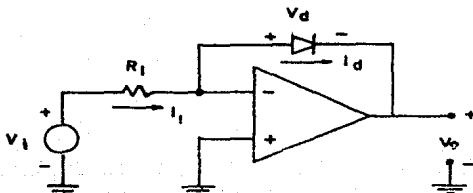


Figura 3.8
 Amplificador operacional logarítmico sencillo

La deducción de tal aseveración es como sigue:

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1} \quad , \quad i_d = I_1$$

$$V_d = \eta V_T (\ln \frac{V_i}{R_i} - \ln I_o)$$

$$V_o = -V_d = -\eta V_T (\ln \frac{V_i}{R_i} - \ln I_o)$$

EC. 3.6

Un amplificador de compresión de corriente alterna con respuesta pseudologarítmica puede obtenerse mediante el circuito de la figura 3.9 .

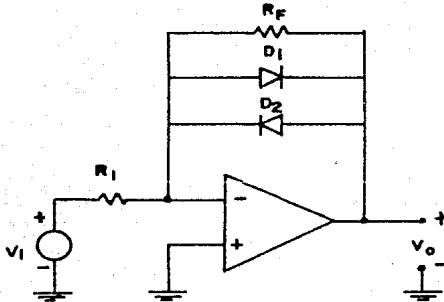


Figura 3.9
Amplificador operacional de compresión de corriente

Los diodos D1 y D2 generan la respuesta logarítmica para los voltajes positivos y negativos de salida respectivamente. La resistencia R_f se requiere para darle continuidad a la curva logarítmica en cero, como se indica en la figura 3.10 . Esta función de transferencia es llamada generador de función de diodo.

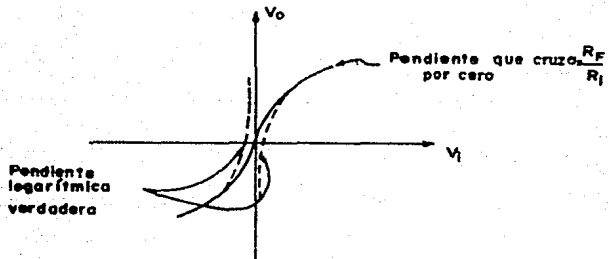


Figura 3.10
Esta función de transferencia es llamada
generador de función de diodo.

* COMPARACION DE PARAMETROS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

DESCRIPCION	PARAMETRO	BIPOLAR	BIFET	NORTON	UNIDAD
Ganancia de voltaje a malla abierta	A_{vol}	200	200	2.8	V/mV
Resistencia de entrada	R_{in}	2	10 (6)	1	Mohms
Resistencia de salida	R_{out}	75	-	8	ohms
Razón de rechazo de modo común	CMRR	90	100	-	dB
Voltaje de offset de entrada	V_{os}	1	1	-	mV

DESCRIPCION	PARAMETRO	BIPOLAR	BIFET	NORTON	UNIDAD
Corriente de polarización de entrada	Ibias	80nA	30pA	30pA	nA o pA
Corriente de offset de entrada	Ios	20nA	3pA	-	nA o pA
Desplazamiento	AVos/AT	15	3	-	mmV/oC
Ancho de Banda	BW	1	20	2.5	MHz
Slew Rate	SR	0.5	50	0.5	V/mms

*** DEFINICION DE TERMINOS PARA AMPLIFICADORES OPERACIONALES**

- SLEW RATE.- Es un parámetro que indica que tan rápido cambia el voltaje de salida con el tiempo.
- ANCHO DE BANDA.- Es el rango de frecuencias en el cual el voltaje de malla abierta del amplificador es mayor que la unidad.
- VOLTAJE DE OFFSET DE ENTRADA.- Es el voltaje de C.D. que puede ser aplicado entre las terminales de entrada para forzar al voltaje de salida en C.D. a cero volts.
- RELACION DE RECHAZO DE MODO COMUN(CMRR).- Es la relación de la amplificación del voltaje diferencial a la amplificación de voltaje de modo común.
- CORRIENTE DE OFFSET DE ENTRADA.- Es la diferencia entre las corrientes que entran a las dos terminales de entrada con la salida en cero volts.
- CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA.- Es el porcentaje de la corriente de entrada a las dos terminales con la salida a cero volts.

3.3 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE (VCO)

Un oscilador controlado por voltaje (VCO) es un circuito que proporciona una salida oscilatoria (típicamente una onda cuadrada o una onda triangular, o ambas) cuya frecuencia puede ajustarse sobre un rango controlado por un voltaje de C.D. Un ejemplo de un VCO es el C.I., NE 566, que contiene la circuitería necesaria para generar tanto a la onda cuadrada como a la onda triangular, cuya frecuencia se fija por medio de un capacitor y una resistencia externos y que varía un voltaje aplicado de C.D..

En la figura 3.11 se muestra que el NE 566 contiene fuentes de corriente para cargar y descargar un capacitor externo, C_1 , a un nivel impuesto por la resistencia externa, R_1 , y el voltaje de modulación de entrada de C.D..

Se utiliza un circuito disparador Schmitt para conmutar la fuente de corriente entre la carga y la descarga del capacitor.

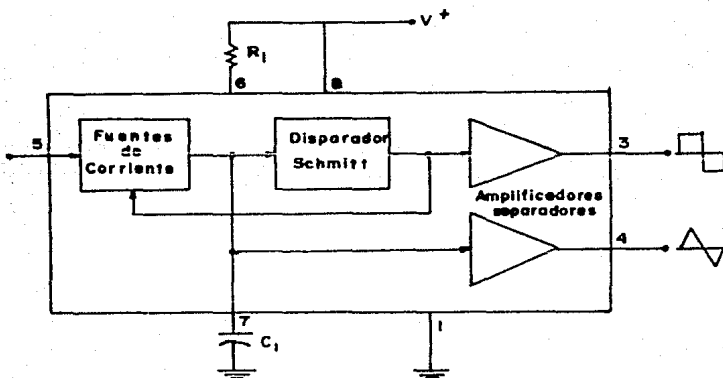


Figura 3.11
Generador de funciones NE566
diagrama a bloques

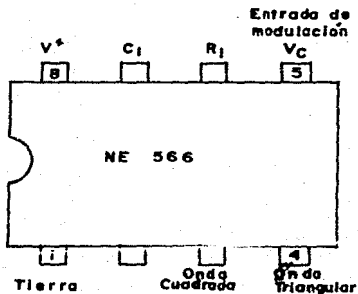


Figura 3.12
Configuración de terminales del NE566

El voltaje triangular desarrollado a través del capacitor y la onda cuadrada del disparador Schmitt se proporcionan como salidas a través de los amplificadores separados.

La figura 3.12 muestra el diagrama a bloques del C.I. NE566, proporcionándose también un resumen de las fórmulas y sus limitaciones de valor. El oscilador puede programarse dentro de un rango de frecuencia de 10 a 1 con la correcta selección de los elementos externos.

La frecuencia central de operación f_0 se calcula a partir de

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \frac{V^+ - V_s}{V^+} \quad \text{EC. 3.7}$$

con las siguientes limitaciones prácticas en los valores del circuito:

$$2 \text{ Kiloohms} < R_1 < 20 \text{ Kiloohms} \quad \text{EC. 3.8}$$

$(3/4) V^+ < V_{cc} < V^+$ EC. 3.9

$f_o < 1 \text{ MHz}$ EC. 3.10

$10 \text{ V} < V^+ < 24 \text{ V}$ EC. 3.11

3.4 CIRCUITOS INTEGRADOS REGULADORES DE VOLTAJE

Los reguladores de voltaje utilizados comprenden una amplia clase de circuitos integrados. Estas unidades contienen la circuitería necesaria para: la fuente de referencia, el amplificador de error, el dispositivo de control y la protección de sobrecarga. Todos estos contenidos en un solo circuito integrado.

La fuente de alimentación puede construirse en forma simple utilizando un transformador conectado a la línea de corriente alterna para aumentar o disminuir el voltaje al nivel deseado, posteriormente es rectificado por medio de un circuito puente (de diodos) de media onda o de onda completa. El voltaje es filtrado utilizando un capacitor para obtener finalmente el voltaje de corriente directa, regulando a este, por medio de un circuito integrado regulador de voltaje.

* REGULADORES DE VOLTAJE DE TRES TERMINALES

Los reguladores de voltaje pueden ser de dos tipos, unos regulan voltajes positivos y otros regulan voltajes negativos. Los reguladores de voltaje positivo proporcionan un rango de corriente el cual dependerá de su carga, como se representa esquemáticamente en la figura 3.13. Un regulador de voltaje fijo tiene un voltaje no regulado, V_{in} , aplicado a la terminal de entrada. Este entregará un voltaje de salida regulado, V_o , desde otra terminal, con la tercera terminal conectada a tierra. Para un circuito integrado en particular, las especificaciones del dispositivo proporcionan un rango de voltaje sobre el cual el voltaje de entrada puede variar para mantener el voltaje de salida regulado, V_o , sobre un rango de corriente de carga, I_o . Un voltaje diferencial salida-entrada debe mantenerse para que el circuito integrado opere, lo cual significa que el voltaje

variable de entrada debe de mantenerse siempre suficientemente alto para mantener una caída de voltaje a través del circuito integrado que permita una operación adecuada del circuito interno.

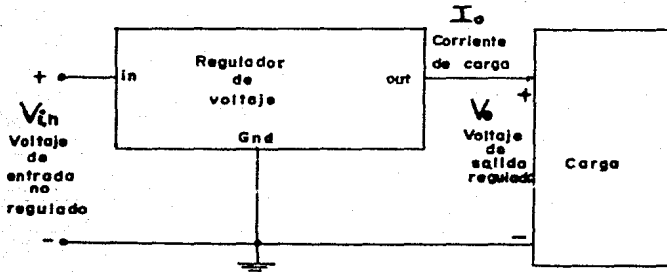


Figura 3.13
Representación a bloques de un regulador de voltaje de tres terminales.

Las especificaciones del dispositivo también muestran la cantidad de voltaje de salida, V_o , que resulta de cambios de la corriente de carga (regulación de carga) y el voltaje de entrada (regulación de línea).

Un grupo de reguladores de voltaje positivo fijos pertenecen a la serie 78, que proporcionan voltajes fijos desde 5 volts hasta 24 volts. La figura 3.14 muestra como se pueden conectar estos reguladores.

* FUNCIONAMIENTO DE LOS REGULADORES DE VOLTAJE DE LA SERIE 78XX

Un voltaje de corriente directa rectificado, filtrado y no regulado es la entrada, V_{in} , a la pata 1 del circuito integrado

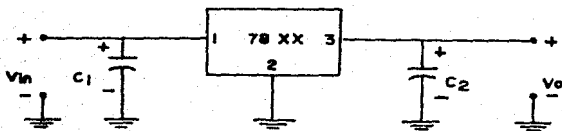


Figura 3.14
Regulador de voltaje positivo de la serie 78XX

regulador. Los capacitores conectados de la entrada o salida a tierra ayudan a mantener el voltaje de corriente directa en su valor y adicionalmente ayudan a filtrar las variaciones de voltaje a cualquier frecuencia elevada. El voltaje de salida de la pata 3 se encuentra disponible para conectar la carga. La pata 2 es la referencia a tierra del circuito integrado. Cuando se selecciona el voltaje de salida regulado fijo deseado, los dos dígitos después del prefijo 78 indican el voltaje de salida del regulador. La tabla 3.1 lista algunos datos típicos.

TABLA 3.1

C.I. reguladores de voltaje fijo positivo de la serie 78XX

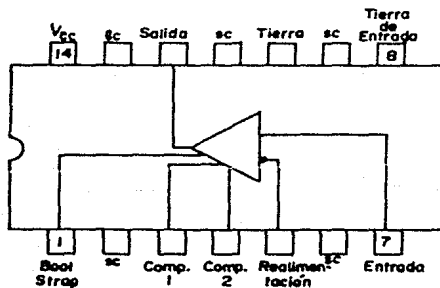
No del circuito	Voltaje + regulado	Mínimo Vin
7805	+ 5 V	7.3 V
7806	+ 6 V	8.3 V
7808	+ 8 V	10.5 V
7810	+ 10 V	12.5 V
7812	+ 12 V	14.6 V
7815	+ 15 V	17.7 V
7818	+ 18 V	21.0 V
7824	+ 24 V	27.1 V

3.5 CARACTERISTICAS DEL SN 76001 AN AMPLIFICADOR DE AUDIO

- 1 Watt eficaz sobre 8 ohms con distorsión armónica total de 0.65 % .
- Corriente de pico de salida de 1 Amper.
- Rango de tensión de alimentación de 4 a 13 Volts C.D..
- Alta impedancia de entrada.

El SN 76001 AN es un circuito integrado monolítico diseñado para aplicaciones como excitador y amplificador de potencia a frecuencias desde 50 Hz hasta 40 KHz.

Por su alta impedancia de entrada y baja corriente de polarización proveen un funcionamiento excelente para aplicaciones de audio portátil, por su alta capacidad de pico puede ser utilizado para la excitación directa de transistores de potencia complementarios en amplificadores de alta potencia.



sc = Sin conexión
Boot Strap = Circuito autoelevador

Figura 3.15

CAPITULO 4

TRANSMISOR

4.1 INTRODUCCION

El transmisor es un sistema que proporciona las condiciones necesarias de polarización para el diodo Gunn, además cuenta con un generador de señales (senoidal, triangular y cuadrada), que sirven de moduladoras para la microonda portadora generada por el diodo Gunn.

El transmisor cuenta también con una entrada para micrófono de manera que la voz sirva como moduladora y poder completar de esta forma un enlace más práctico entre el transmisor y el receptor.

4.2 FUENTE DE ALIMENTACION

Una fuente de alimentación práctica se construye para convertir el voltaje de línea de 120 volts en un voltaje de corriente directa regulado. El circuito comprende un transformador para convertir el voltaje de línea al nivel de voltaje de corriente alterna deseado, mediante un puente rectificador de onda completa y un capacitor se rectifica y

filtra la señal de voltaje de corriente alterna, obteniendo con esto un voltaje de corriente directa no regulado. Para obtener el voltaje de corriente directa regulado se introduce un regulador de voltaje, obteniendo un nivel de voltaje estable.

* LOS CIRCUITOS INTEGRADOS REGULADORES DE VOLTAJE EN LA FUENTE DE ALIMENTACION

Los reguladores de voltaje son un grupo popular de circuitos integrados (C.I.) lineales. Un C.I. regulador de voltaje recibe una entrada de voltaje de C.D. relativamente constante y suministra como salida un valor relativamente más bajo de un voltaje de C.D., dicho voltaje se mantiene fijo o regulado sobre un amplio rango de corriente de carga, y voltaje de entrada. Partiendo de un voltaje de alimentación de C.A., se puede desarrollar un voltaje de C.D. de estado estacionario rectificando el voltaje de C.A., y filtrando posteriormente a un nivel de C.D. para finalmente regularlo con un circuito integrado regulador de voltaje.

* REGULACION DE VOLTAJE CON FILTRO Y VOLTAJE DE RIZADO

Antes de entrar en los detalles del circuito filtro sería apropiado considerar el método usual de clasificar los circuitos de tal manera que sean más capaces de comparar la efectividad de un circuito como filtro. La figura 4.1 muestra el voltaje de salida típica de un filtro, que se utiliza para definir algunos factores de la señal.

El voltaje filtrado de salida de la figura 4.1 tiene un valor de C.D. y una pequeña variación de C.A. (rizado). Aunque una batería tiene esencialmente un voltaje de salida constante o C.D., el voltaje de C.D. derivado de una señal de C.A. por medio de la rectificación y el filtrado presentará una pequeña variación denominada rizo. Entre más pequeña sea la variación de la señal (rizado) con respecto al nivel de C.D. la operación del circuito filtro será mejor.

$$r = \text{rizado} = \frac{\text{Voltaje de rizado (rms)}}{\text{Voltaje de C.D.}} \times 100$$

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{c.d.}} \times 100$$

EC. 4.1

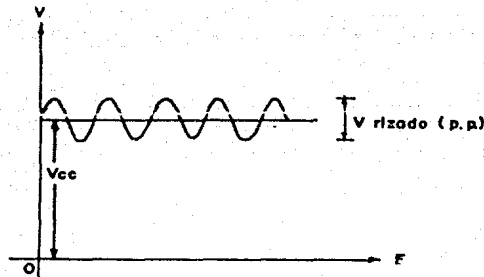


Figura 4.1
Forma de onda del voltaje del filtro que muestra los voltajes de C.D. y rizado.

* REGULACION DE VOLTAJE

Otro factor de importancia en una fuente de voltaje es la cantidad de cambio en el voltaje de salida sobre el rango de operación del circuito. El voltaje proporcionado a la salida sin carga (sin ningún flujo de corriente de la fuente de alimentación) se reduce cuando se tiene que entregar corriente de la fuente de alimentación. Cuando cambia este voltaje con respecto al voltaje sin carga se describe por un factor denominado regulación de voltaje;

$$R.V. = \text{regulación de voltaje} = \frac{\text{Voltaje sin carga} - \text{Voltaje a plena carga}}{\text{Voltaje a plena carga}} \times 100$$

EC. 4.2

$$R.V. = \frac{V_{sc} - V_{pc}}{V_{pc}}$$

EC. 4.3

donde: R.V. = regulación de voltaje
 V_{sc} = voltaje sin carga
 V_{pc} = voltaje a plena carga

Si el valor de voltaje a plena carga es el mismo que el valor del voltaje sin carga, la regulación de voltaje calculada es cero por ciento, lo cual es lo ideal que se puede esperar. Este valor significa que la alimentación es una fuente de voltaje verdadera para la cual el voltaje de salida es independiente de la corriente que proporciona la fuente. El voltaje de salida que se obtiene de la mayoría de las fuentes de alimentación, disminuye cuando la cantidad de corriente que circula desde la fuente de alimentación aumenta. Entre más pequeña sea la reducción de voltaje, menor es el porcentaje de regulación y mejor es la operación del circuito suministrador de voltaje.

* FACTOR DE RIZADO DE LA SEÑAL RECTIFICADA

La señal rectificada de onda completa tiene un menor porcentaje de rizado y por consiguiente una señal mejor rectificada que la señal rectificada de media onda.

Para una señal rectificada de media onda el V_{cc} de salida es V_{cc}=0.318 V_m. El valor rms de la componente de C.A. de señal es V_r(rms)=0.385V_m, entonces el porcentaje de rizado es;

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{c.d.}} \times 100 = \frac{0.385 V_m}{0.318 V_m} \times 100 = 121 \% \quad \text{EC. 4.4}$$

La correspondiente para una rectificación de onda completa es;

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{c.d.}} \times 100 = \frac{0.308 V_m}{0.636 V_m} \times 100 = 48 \% \quad \text{EC. 4.5}$$

La cantidad de factor de rizado de una señal rectificadora de onda completa es alrededor de 2.5 veces más pequeña que el de la señal rectificadora de media onda y proporciona una señal mejor filtrada. Hay que notar que los valores del factor de rizado son valores absolutos y no dependen del voltaje de pico.

La figura 4.2 muestra la forma de onda aproximadamente de salida por medio de una línea de carga y descarga. Esto es razonable puesto que el análisis de carga no lineal y descarga que en la realidad tiene lugar es complejo de analizar y debido a que los resultados llevarán a valores que concuerdan muy bien con mediciones reales que se han hecho de circuitos.

La forma de onda de la figura 4.2 muestra el voltaje de salida aproximado para una señal rectificadora de onda completa. Del análisis de esta forma de onda de voltaje se pueden obtener la siguiente relación;

$$V_r(\text{rms}) = \frac{V_r(\text{p.p.})}{2\sqrt{3}} \quad \text{EC. 4.6}$$

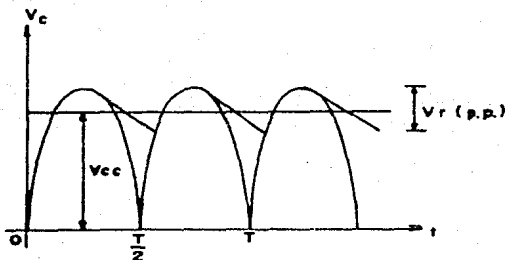


Figura 4.2
Operación del filtro con capacitor.
Voltaje de salida filtrado

* VOLTAJE DE RIZADO, V_r (rms)

Si,

$$V_r(\text{rms}) \approx \frac{I_{cc}}{4\sqrt{3}fC} \left(\frac{V_{cc}}{V_m} \right) \quad \text{EC. 4.7}$$

(onda completa)

Donde f es la frecuencia del voltaje de potencia de alimentación sinusoidal (normalmente 60 Hz), I_{cc} es la corriente promedio que fluye del filtro por la carga y C es el valor del capacitor del filtro.

Otra aproximación que puede hacerse para simplificar la ecuación 4.7 es suponer que cuando estamos utilizando cargas livianas (es la que tiene un factor de rizado menor que, el 6.5%) típicamente el valor de V_{cc} es solamente algo menor que V_m de tal manera que $V_{cc} = V_m$, y la ecuación puede escribirse como

$$V_r(\text{rms}) \approx \frac{I_{cc}}{4\sqrt{3}fC} \quad \text{EC. 4.8}$$

(onda completa carga liviana)

Finalmente, podemos incluir el valor típico de la frecuencia de línea ($f=60$ Hz) y las otras constantes en la ecuación entonces nos queda

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4 I_{cc}}{C} = \frac{2.4 V_{cc}}{R_L C} \quad \text{EC. 4.9}$$

(onda completa-carga liviana)

donde: I_{cc} en miliamperes,
 C en microfaradios
 R en kilohms

* DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Para nuestro caso se requiere una fuente de alimentación con las siguientes características.

Voltaje regulado +/- 18 volts

Corriente típica 300 mA

Primero el transformador de línea reduce el voltaje de 120 volts rms, a un voltaje de 24 volts rms.

Entonces

$$V_m = V_p = \sqrt{2} V_{rms} = \sqrt{2} (24) = 33.94 \text{ Volts}_{p-p}$$

El voltaje de rizado, utilizado en la ecuación 4.9 es entonces

$$V_r(\text{rms}) = \frac{24 I_{cc}}{C} = \frac{24(300)}{2200} = 0.327 \text{ Volts}$$

El voltaje de rizado de pico es entonces (utilizando la ecuación 4.6)

$$V_{r_{p-p}} = \sqrt{3} V_r(\text{rms}) = \sqrt{3} (0.327) = 0.566 \text{ Volts}$$

El nivel de corriente directa del voltaje a través del capacitor C de 2200 microfaradios es

$$V_{cc} = V_m - V_{r_{p-p}} = 33.94 - 0.566 = 33.374 \text{ Volts}$$

El voltaje de rizado a través del capacitor cuando opera a 300 miliamperes de carga es

$$r = \frac{24 I_{cc}}{C V_{cc}} \times 100 = \frac{24(300)100}{2200(33.374)} = 0.98\%$$

El voltaje a través del capacitor tiene un rizado de alrededor de 0.98 % y cae hasta un voltaje mínimo de

$$V_{in_{min}} = V_m - 2V_{r_{p-p}} = 33.94 - 2(0.566) = 32.808 \text{ Volts}$$

Las especificaciones del dispositivo se encuentran en la tabla 3.1 y determinan el V_{in} mínimo que se requiere para mantener la regulación de línea en 21 volts. El voltaje más bajo que se debe mantener a través del condensador es un poco mayor que 32.808 volts.

Al bajar el valor del condensador o al aumentar la corriente de carga se obtendrá un voltaje de rizado mayor y un voltaje mínimo más bajo a través del capacitor. Siempre y cuando este voltaje mínimo permanezca sobre 21 volts, el 7818 mantendrá un voltaje de salida regulado de +18 volts.

De las especificaciones para el 7818, el cambio de voltaje máximo es 360 mV. Esto significa que la regulación de voltaje de salida será siempre menor que el 2%, ya que:

$$V_{sc} - V_{pc} = 0.360 \text{ Volts}$$

$$R.V. = \frac{V_{sc} - V_{pc}}{V_{pc}} \times 100 = \frac{0.360}{18} \times 100 = 2\%$$

4.3 GENERACION DE SEÑALES

Características:

- Frecuencia de operación : 500 Hz. $< f < 5000$ Hz
- POLARIZACION
- Corriente típica : -200 mA de C.D.
- Voltaje típico : -10 V de C.D.

Señales Generadas:

- Triangular
- Simulación de senoidal
- Cuadrada
- Voz (aceptada como señal moduladora)

El generador de señales toma la voz del micrófono que se ha de conectar, primero se amplifica para darle una amplitud uniforme a todas las señales y después se atenúa con el control de amplitud.

Estas señales son las moduladoras de la señal generada por el diodo Gunn y están limitadas en amplitud debido a que el diodo opera dentro de una pequeña región lineal de manera que si sobrepasamos ciertos límites, la señal se saturará y en el peor de los casos, el dispositivo puede ser destruido.

Primero se trató de generar la señal cuadrada, dicha señal sirvió como base para poder generar, por medio de integraciones, las ondas triangular y senoidal. Pero se presentaron los siguientes problemas; después de cada integración la señal iba disminuyendo y había que amplificarla a cada paso de integración, además de que cada una de las etapas de integración realizan una función de filtrado sobre cierto rango de frecuencia que depende del valor de los componentes que se empleen. Debido a estos inconvenientes se abandonó esta forma de generar las señales triangular y senoidal.

Luego se intentó generar las señales en forma independiente, pero nos encontramos con el problema de que los osciladores de ondas senoidales están en función de capacitores variables o en función de dos resistencias que deben variar al mismo tiempo y que deben ser de un valor muy exacto entre ellas (oscilador de puente de Wien). Entonces decidimos utilizar un VCO como generador de las señales cuadrada y triangular.

* DISEÑO DE LA ETAPA GENERADORA DE SEÑALES

Partiendo del C. I. NE 566 que es un oscilador controlado por voltaje (VCO), el cual genera las señales cuadrada y triangular montadas sobre una componente de C.D. y que tiene las siguientes características de operación:

$$f_o = \frac{2}{R_1 C_1} \left(\frac{V^+ - V_C}{V^+} \right)$$

$$2 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 20 \text{ k}\Omega$$

$$f_0 \leq 1 \text{ MHz}$$

$$0.75 V^+ \leq V_c \leq V^+$$

$$10 \text{ V} \leq V^+ \leq 24 \text{ V}$$

donde V^+ es el voltaje de polarización y V_c es el voltaje de control.

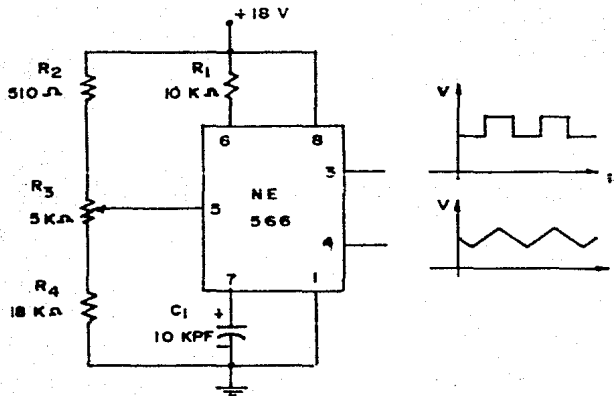


Figura 4.3
Conexión de elementos externos para el VCO NE566

El circuito de la figura 4.3 muestra como se puede ajustar la frecuencia de las ondas cuadrada y triangular de salida utilizando el voltaje de entrada, V_c , para variar la frecuencia de dichas señales. El potenciómetro R3 permite variar V_c desde alrededor de 13.78 V hasta cerca de 18 V, sobre el rango completo de frecuencia de 10 a 1 (en este caso escogeremos el rango de 500 a 5000 Hz aproximadamente). Con el centro del potenciómetro colocado en la parte superior, el voltaje de control es

$$V_c = \frac{R_2 + R_1}{R_2 + R_3 + R_4} V^+ = \frac{5000 + 18000}{510 + 5000 + 18000} (18) = 17.61 \text{ Volts}$$

como se puede observar V_c (V^+ ya que 17.61 Volts < 18 Volts) obteniéndose una frecuencia baja (f_{ol}) de salida de

$$f_{ol} = \frac{2}{10000 C_1} \left(\frac{18 - 17.61}{18} \right) = 500 \text{ Hz}$$

$$C_1 = \frac{2}{10000 (500)} \left(\frac{18 - 17.61}{18} \right) = 8.666 \text{ kpF}$$

$$C_1 = 10 \text{ kpF}$$

$$f_{oh} = \frac{2}{10000 (10 \times 10^{-9})} \left(\frac{18 - 17.61}{18} \right) = 433 \text{ Hz}$$

Con el cursor del potenciómetro R3 colocado en la parte inferior el voltaje de control es

$$V_c = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + R_4} V^+ = \frac{18000 (18)}{510 + 5000 + 18000} = 13.78 \text{ Volts}$$

Como se puede observar V_c > 0.75V+ = 13.5 Volts. Obteniéndose una frecuencia superior de salida de

$$f_{oh} = \frac{2}{10000 (10 \times 10^{-9})} \left(\frac{18 - 13.78}{18} \right) = 4688 \text{ Hz}$$

Hasta este momento hemos obtenido las ondas cuadrada y triangular con frecuencia variable y montadas sobre una componente de C.D.

4.4 DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DEL TRANSMISOR

Para el manejo de la onda cuadrada necesitamos quitarle la componente y amplificarla a 20 Vpp (esta magnitud se escogió al azar, ya que lo que vamos a necesitar es que todas las señales tengan una misma amplitud para posteriormente poderlas atenuar con un solo control de amplitud). Para quitarle la componente se utiliza C2 y R5, donde R5 sirve de descarga a C2.

Posteriormente se utiliza un amplificador operacional no inversor para darle la ganancia aproximada de 20 Vpp, en la terminal 1 del selector de señales.

Debido a que la configuración del circuito es la de un filtro, procederemos a calcular su ganancia y frecuencia de corte.

Para el circuito de la figura 4.4 sabemos que se trata de un filtro paso altas de primer orden con una pendiente de +20 dB/Década.

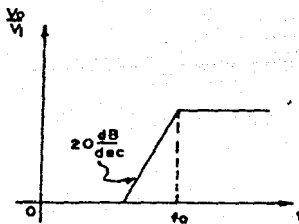
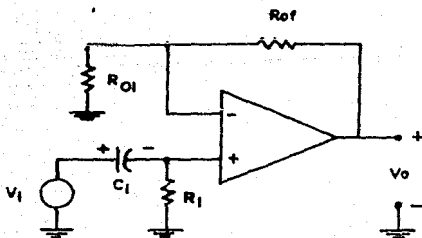


Figura 4.4
Configuración de filtro paso altas y
su respuesta en frecuencia

Su ganancia es:

$$A_v = 1 + \frac{R_{of}}{R_{oi}} \quad \text{EC. 4.10}$$

Para la onda triangular se tiene:

$$A_v = 1 + \frac{4.7k\Omega}{1k\Omega} = 5.7$$

Para la onda cuadrada obtenemos:

$$A_v = 1 - \frac{2.7k\Omega}{1k\Omega} = 3.7$$

Y la frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i} \quad \text{EC. 4.11}$$

Para ambas señales:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1000)(100 \times 10^{-6})} = 1.6 \text{ Hz}$$

Para la señal triangular, primero le ponemos un amplificador operacional seguidor, para proporcionarle más corriente, ya que de esta señal se tiene que tomar para amplificar la misma señal triangular y generar una señal pseudo-senoidal por medio de una doble integración logarítmica. Después del amplificador operacional seguidor, se elimina la componente de C.D. con C3 y R8 donde R8 sirve como descarga a C3 de manera que este capacitor no almacene energía al paso del tiempo, y con un amplificador operacional no inversor se le da la amplitud de 20 Vpp, esto es en la terminal 2 del selector de señales.

Para generar una señal pseudo-senoidal (senoidal para fines prácticos) mediante una doble integración logarítmica, la cual se ha explicado previamente, debido a que al generar esta señal se atenúa y deforma, el valor de R11, R12, R13 y R14 se encontraron prácticamente para darle la mejor forma posible de una señal senoidal, posteriormente a esto se amplificó hasta obtener 20Vpp

en la terminal 3 del selector de señales con un amplificador operacional no inversor.

Para el manejo de la voz, se utiliza un amplificador operacional no inversor que amplifica la señal del micrófono a un nivel cercano a los 20 Vpp en la terminal 4 del selector de señales.

Con las señales de la misma amplitud en el selector se envían a un circuito atenuador el cual se encarga de mantener las señales a un valor entre 1 y 6 Volts pico a pico, ya que estas señales están montadas en una componente de C.D. negativa y variable de hasta -13 Volts típicos, que son necesarios para que el diodo funcione en un rango aproximadamente lineal (entre -8 y -13 volts de C.D.).

* AMPLIFICADOR OPERACIONAL SUMADOR

Probablemente uno de los circuitos más útiles del amplificador operacional que se utiliza en las computadoras analógicas es el amplificador operacional como sumador. En la figura 4.5 se muestra un circuito sumador con dos entradas, las cuales proporcionan un medio de sumar algebraicamente (adicionar) los voltajes de entrada, cada uno multiplicado por un factor de ganancia constante y unitario para nuestro caso.

El voltaje de salida puede expresarse en términos de las entradas de la siguiente forma;

$$V_c = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 \right)$$

Donde v_1 es el valor de la señal y varía entre 1 Vpp y 6 Vpp

v_2 es el valor de la componente y varía entre -3 V y -10 V de c.d.

y $R_1 = R_2 = R_f = 10 \text{ K}$

En otras palabras, cada entrada agrega un voltaje a la salida.

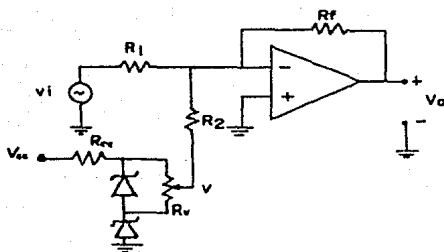


Figura 4.5
Amplificador operacional sumador

4.5 CIRCUITO DE PROTECCION PARA EL DIODO GUNN

El circuito de protección para el diodo Gunn consta de un circuito regulador discreto de voltaje y un circuito comparador de voltaje. El circuito regulador de voltaje mantiene fijo el voltaje de colector del transistor de salida en -12.5 Volts de C.D., esto con el fin de que si por algún motivo (envejecimiento del dispositivo principalmente) se llega a poner en corto el transistor de salida, T2, el voltaje entre las terminales del diodo Gunn no sobrepasará más de los -12.5 Volts de C.D. del circuito regulador. Sin embargo, además de esta protección tenemos un circuito el cual comparará el voltaje de -11 Volts de C.D. que se logró mediante un divisor de voltaje, y el voltaje que se tenga en el emisor del transistor de salida, T2. Cuando la diferencia entre estos voltajes es cero, o que el voltaje de la terminal inversora del amplificador operacional es mayor que -11 Volts, la salida cambiará de -18 a 0 Volts de C.D.. Con esto se logra que el transistor T3 deje de operar por lo que el diodo Gunn quedará "flotando" y entre sus terminales no habrá caída de potencial, quedando entonces protegido para sobre voltaje y corto entre colector y emisor del transistor de salida, T2. Además, el circuito de protección cuenta con un voltmetro y un amperímetro que indicarán el consumo en el diodo Gunn de ambos parámetros.

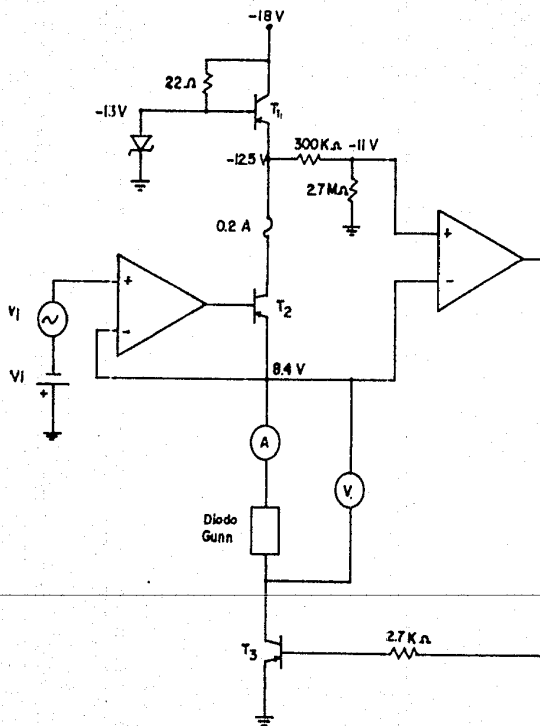


Figura 4.6
Circuito de protección para el diodo Gunn.

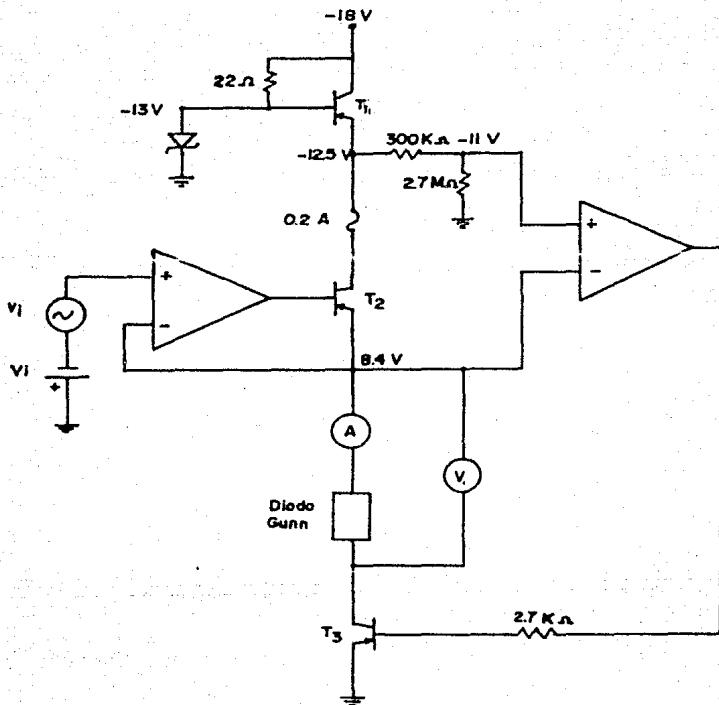


Figura 4.6
Circuito de protección para el diodo Gunn.

CAPITULO 5

RECEPTOR

5.1 INTRODUCCION

La recepción se lleva a cabo mediante una antena receptora y un cristal detector, los cuales son parte integrante del banco de trabajo cuya operación fue explicada en el capítulo 2. La finalidad del equipo receptor es la de poder controlar la señal, proporcionándole la amplitud necesaria para que sea captada por la etapa amplificadora de audio y/o por el osciloscopio.

La etapa amplificadora de audiofrecuencias viene a completar, en una forma más práctica el estudio y la comprensión de las ondas electromagnéticas (en este caso las microondas) cuando viajan a través del espacio libre.

5.2 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Para la recepción se necesitan las siguientes características en la fuente de alimentación :

Voltaje regulado ± 12 Volts

Corriente típica 300 mA

Por otro lado el transformador de línea será de 120 Volts rms, a 15 Volts rms.

Entonces

$$V_m = V_p = \sqrt{2} V_{rms} = \sqrt{2}(15) = 21.213 \text{ Volts}_{rms}$$

y el voltaje de rizado, utilizado en la ecuación 4.9, es entonces

$$V_r(rms) = \frac{2.4 I_{cc}}{C} = \frac{2.4(300)}{2200} = 0.327 \text{ Volts}$$

y el voltaje de rizado de pico es entonces (utilizando la ecuación 4.6)

$$V_{r_{pico}} = \sqrt{3} V_r(rms) = \sqrt{3}(0.327) = 0.566 \text{ Volts}$$

el nivel de C.D. y el voltaje a través del capacitor C de 2200 microfaradios es

$$V_{cc} = V_m - V_{r_{pico}} = 21.213 - 0.566 = 20.647 \text{ Volts}$$

el voltaje de rizado a través del capacitor cuando opera a 300 miliamperes de carga es

$$r = \frac{2.4 I_{cc}}{C V_{cc}} \times 100 = \frac{2.4(300)}{2200(20.647)} \times 100 = 1.585 \%$$

el voltaje a través del capacitor tiene un rizado de alrededor de 1.585 % y cae a un voltaje mínimo de

$$V_{in_{min}} = V_m - 2V_{r_{pico}} = 21.213 - 2(0.566) = 20.081 \text{ Volts}$$

Las especificaciones del dispositivo se encuentran en la tabla 3.1 y determinan el V_{in} mínimo que se requiere para mantener la regulación de línea en 14.6 Volts. El voltaje más bajo que se debe de mantener a través del capacitor es un poco mayor que 20.081 Volts. Al bajar el valor del capacitor o al aumentar la corriente de carga se obtendrá un voltaje de rizado mayor y un voltaje mínimo más abajo a través del capacitor.

Siempre y cuando este voltaje mínimo permanezca sobre 14.6 Volts, el regulador 7812 mantendrá el voltaje de salida regulado en +12 Volts.

De las especificaciones del 7812, el cambio de voltaje máximo es 250 milivolts. Esto significa que la regulación del voltaje de salida será siempre menor que el 1.585 %, ya que:

$$V_{sc} - V_{pc} = 0.250 \text{ Volts}$$

$$R.V. = \frac{V_{sc} - V_{pc}}{V_{pc}} \times 100$$

$$R.V. = \frac{0.250}{16} \times 100 = 1.585 \%$$

5.3 AMPLIFICACION DE SEÑALES

En la parte receptora llegamos a tener máximo 30 milivolts pico a pico de señal montada sobre una componente negativa de corriente directa para una distancia de cero centímetros entre las antenas tipo corneta (transmisora y receptora) y sin atenuación por parte del equipo de microondas. En base a lo anterior procedemos a eliminar la componente de corriente directa y amplificar la señal a un valor aproximado de 20 Volts pico a pico para la salida del osciloscopio, esto se logra con un amplificador operacional no inversor cuya ganancia mínima es unitaria y con la resistencia de realimentación se fija la ganancia adecuada en este caso 1, 10, 100 y 1 000 veces el nivel de señal recibida. Con este voltaje a la salida se transfiere la señal al osciloscopio.

5.4 ETAPA DE AMPLIFICACION DE AUDIO

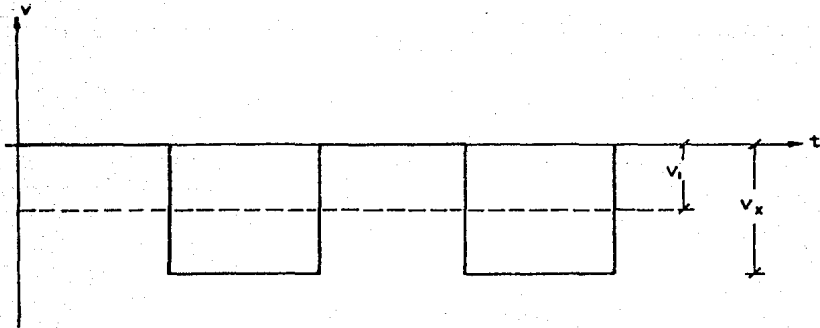
De la señal de 30 milivolts sin componente de corriente directa se manda a otro amplificador operacional de ganancia

variable entre 1 y 50 para poder ajustar la señal a la entrada de la etapa de potencia y así evitar la saturación y distorsión a la salida. La etapa de audio es de 1 Watt eficaz, esto evitará la realimentación positiva (bocina-micrófono) en caso de que ésta se presente, ya que las pruebas se llevan a cabo en la misma mesa de trabajo.

CONCLUSIONES

El principal problema que se presentó en el desarrollo de este trabajo fué el comprender perfectamente el funcionamiento del diodo Gunn, de donde se estableció que la etapa de alimentación debería presentar una componente de voltaje directo, la cual polariza al diodo dentro de su región de trabajo, esto es en su región de resistencia negativa.

Como una breve comparación, se observó que la fuente de alimentación proporcionada por el fabricante, junto con el banco de trabajo de microondas opera como una fuente de conmutación que proporciona una componente de corriente directa, que al ser observada en el osciloscopio, presenta aproximadamente la siguiente forma de onda;



De aquí se puede observar que al variar la amplitud se guardaba la relación mostrada en la figura, esto es;

$$V_i = \frac{V_x}{2}$$

Donde se considera que V_x es el valor pico a pico de una señal de corriente alterna (cuadrada) y que lleva asociada una componente de corriente directa ($V_x/2$). Se observó también que la señal de corriente alterna tiene una frecuencia constante de alrededor de 1 KHz. En realidad esta fuente está conmutando de un valor alto (V_x) a un valor bajo (cero volts) con una frecuencia de 1 KHz aproximadamente.

El prototipo realizado en cambio proporciona una alimentación con las siguientes características;

FRECUENCIA DE OPERACION	500 < f < 5000 Hz
POLARIZACION	I típica = -150 mA V típica = -8 V c.d.
SEÑALES GENERADAS	Triangular Senoidal(simulación) Cuadrada Voz(aceptada como señal moduladora)

La fuente cuenta además con un circuito de protección que limitará tanto el voltaje como la corriente que llegan al diodo de manera que se evite una sobrecarga en el diodo.

Debido a que las señales recibidas son de apenas unos cuantos milivolts o tal vez un poco menos (esto debido a pérdidas en el equipo, el canal de transmisión o a la distancia entre la antena transmisora y la antena receptora) se tuvo la necesidad de contar con un equipo capaz de amplificar cada una de estas señales a un nivel adecuado de manera que se puedan observar directamente en el osciloscopio o que se puedan escuchar a través de una bocina conectada a un amplificador de audio.

Este trabajo tiene como objeto el hacer más didáctico y completo el banco de trabajo, mediante la observación de varios

tipos de señales (incluso la voz) así como el introducir al alumno en los dispositivos empleados y en los elementos de que consta el banco de trabajo, para de esta manera entender más a fondo las prácticas que se realizan con este equipo.

BIBLIOGRAFIA

- MICROONDAS, K.C. GUPTA, EDITORIAL LIMUSA.
- SPECIAL ISSUE ON MICROWAVE SEMICONDUCTORS, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL 59 No. 8, AGOSTO 1971.
- ELECTRONIC CIRCUITS AND APPLICATIONS, B. GROB, EDITORIAL McGRAW-HILL.
- HANDBOOK OF MICROWAVE TECHNIQUES AND EQUIPMENT, H.E. THOMAS, EDITORIAL PRENTICE HALL.
- ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS, G.KENNEDY, EDITORIAL McGRAW-HILL.
- THE RADIO AMATEURS HANDBOOK, PUBLISHED BY THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE.
- ELECTRONICS FROM THEORY AND PRACTICE, J. FISHER & B. GATLAND, EDITORIAL PERGAMON.
- FUNDAMENTALS OF RF AND MICROWAVE POWER MEASUREMENTS, APPLICATION NOTE 64-1 AUGUST 1977, HEWLETT PACKARD.
- EXPERIMENTAL MICROWAVES, A.W. CROSS, MARCONI INSTRUMENTS LIMITED 1977.
- ELECTROMAGNETISMO, J.D. KRAUS, EDITORIAL McGRAW-HILL.
- MANUAL DE FORMULAS ELECTRONICAS, SIMBOLOS Y DEFINICIONES, J.R. BRAND, EDITORIAL CECSA.
- ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS; R. BOYLESTAD & L. NASHELSKY, EDITORIAL PRENTICE HALL.

- MICROELECTRONICS: DIGITAL AND ANALOG CIRCUITS AND SYSTEMS, J. MILLMAN, EDITORIAL McGRAW-HILL.
- AMPLIFICADORES OPERACIONALES, DISEÑO Y APLICACION; G.E. TOBEY, G. GRAEME & L. HUELSMAN, EDITORIAL DIANA.
- ELECTRONIC CIRCUITS DISCRETE AND INTEGRATED, D. SCHILLING & C. BELOVE, EDITORIAL McGRAW-HILL.
- I.C. OP-AMP COOKBOOK, W. G. JUNG, HOWARD W. SAMS & Co., INC.

GLOSARIO

- REGION DE DEFLEXION. (1) Región de agotamiento, región de rarefacción. Región de un semiconductor que contiene los iones aceptores y donadores cuyos huecos o electrones supernumerarios han sido suprimidos. (2) Parte del canal de un transistor MOS de efecto de campo en la cual no existen portadores de carga.
- AMPLIFICADOR PARAMETRICO. Dispositivo capaz de amplificar la energía asociada con una señal de radiofrecuencia y cuyo funcionamiento se basa en la existencia de una reactancia alineal cuyo valor varía periódicamente.
- FACTOR DE CALIDAD. Coeficiente (índice) de calidad, factor (cifra) de mérito; factor (coeficiente) de sobretensión. (1) De un circuito o dispositivo, reactancia (inductiva o capacitiva) dividida por la resistencia. (2) Factor de mérito igual a la relación entre la energía almacenada y la energía disipada; corrientemente se usa para definir la eficacia de un condensador, de una auto-inducción o de un circuito sintonizado. En el caso de un condensador puede definirse como la relación entre la reactancia en serie y la resistencia efectiva en serie. Factor de resonancia, factor de almacenamiento (de energía), figura (factor de mérito/ Q , factor Q), factor de calidad, factor de sobretensión. Medida de relación entre la energía almacenada y la rapidez de disipación en ciertos tipos de elementos, de estructuras o de materiales eléctricos. El valor del factor de calidad de un material magnético o dieléctrico es igual, a una frecuencia dada, a 2 veces la relación entre la energía máxima almacenada por ciclo y la energía disipada por ciclo en el material. NOTA: En un circuito oscilante, en estado de resonancia, el valor del factor de calidad es el cociente de la diferencia de potencial en las terminales del circuito, por la fuerza

electromotriz que se supone aplicada en serie con el circuito.

- TIEMPO DE RELAJACION. Acción provocada por un cambio repentino en las condiciones de un circuito o un sistema que necesita un intervalo observable de tiempo para su inicio.
- FIGURA DE RUIDO, FACTOR DE RUIDO(NF). (1) En los amplificadores y otros dispositivos, resultado numérico de dividir la razón de señal a ruido a la entrada por la razón señal a ruido a la salida. (2) En los sistemas lineales, a determinada frecuencia de entrada (razón R/r), donde R representa la potencia de ruido total por unidad de ancho de banda (a una frecuencia de salida correspondiente) obtenible en las terminales de salida, y r simboliza la parte de aquélla engendrada a la frecuencia de entrada por la terminación de entrada, cuya temperatura de ruido es la normal (290°K) a todas las frecuencias. (3) Ruido añadido a un sistema de transmisión por un dispositivo intercalado en él, sobre el ruido de agitación térmica o ruido de Johnson ya presente en el sistema.// (Radificación) Factor (cifra) de ruido. Razón de la potencia de ruido de un receptor radioeléctrico supuesto lineal, a la potencia de ruido que habría a la salida de ese receptor si no hubiera en él más fuentes de ruido que las existentes en la impedancia exterior conectada a la entrada, supuestas a una temperatura especificada, por ejemplo 300°K .
- TIEMPO DE RECUPERACION EN SENTIDO INVERSO. Tiempo necesario para que la tensión o la corriente alcance un estado especificado después de haber sido conmutada instantáneamente entre dos condiciones especificadas la primera con corriente en sentido directo y la segunda con polarización inversa.
- TIEMPO DE RELAJACION. Tiempo de desplazamiento de un electrón en un metal, antes de que sea dispersado y pierda su cantidad de movimiento.
- SATURACION. Efecto por el cual la magnitud de salida conserva un valor límite (límite superior o límite inferior) invariable cuando la magnitud de entrada toma un valor cualquiera superior a un valor crítico (umbral superior) o inferior a otro valor crítico (umbral inferior).
- MOVILIDAD. Velocidad media de deriva de los portadores de carga por unidad de campo eléctrico en un semiconductor homogéneo.
- CAVIDAD RESONANTE. Cavidad o cámara de paredes metálicas en la cual pueden excitarse campos electromagnéticos alternos a la frecuencia de resonancia de la cavidad, frecuencia ésta

que es susceptible de variación mediante elementos de posición ajustable (pistón, diafragma) y capaces de reflejar las ondas electromagnéticas. Utilizanse las cavidades resonantes como elemento de acoplamiento entre guía de onda de diámetros diferentes, como filtro o como red de impedancia.

- RESONANCIA. (1) Fenómeno presentado por un sistema en el cual el período de las oscilaciones libres es aproximadamente el mismo que el de las oscilaciones forzadas. (2) Condición existente, respecto a determinada frecuencia, en un circuito resonante con capacitancia C e inductancia L , cuando la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva son de igual magnitud, lo cual ocurre respecto a una frecuencia única (la de resonancia) para cada combinación de valores de C y L . Como las reactancias capacitiva e inductiva son de signos opuestos, se neutralizan mutuamente, y entonces la única oposición a la circulación de corriente, a la frecuencia de resonancia, es la de la resistencia óhmica del circuito resonante.
- CONSTANTE DE ATENUACION. Rapidez de decrecimiento exponencial de la amplitud; matemáticamente, parte real de la constante de propagación. En el caso de una onda plana progresiva, rapidez de la disminución exponencial de la amplitud de la componente del campo o de la componente de la tensión, o de la corriente en la dirección de propagación.
- IRIS. Placa conductora montada a través de la guía de onda, ocupando parte de su sección transversal, y que tiene por fin introducir una impedancia.
- CONSTANTE DE FASE; CONSTANTE DE DESFASAJE. Parte imaginaria de la constante de propagación. En el caso de una onda plana progresiva de determinada frecuencia, velocidad del aumento lineal del retardo de fase de una componente del campo en la dirección de propagación, en radianes por segundo.
- RELACION DE ONDA ESTACIONARIA (VSWR). Relación de onda estacionaria de tensión. Cociente de las amplitudes del campo eléctrico transversal en un plano de máxima amplitud y en el punto correspondiente del plano adyacente de campo mínimo.

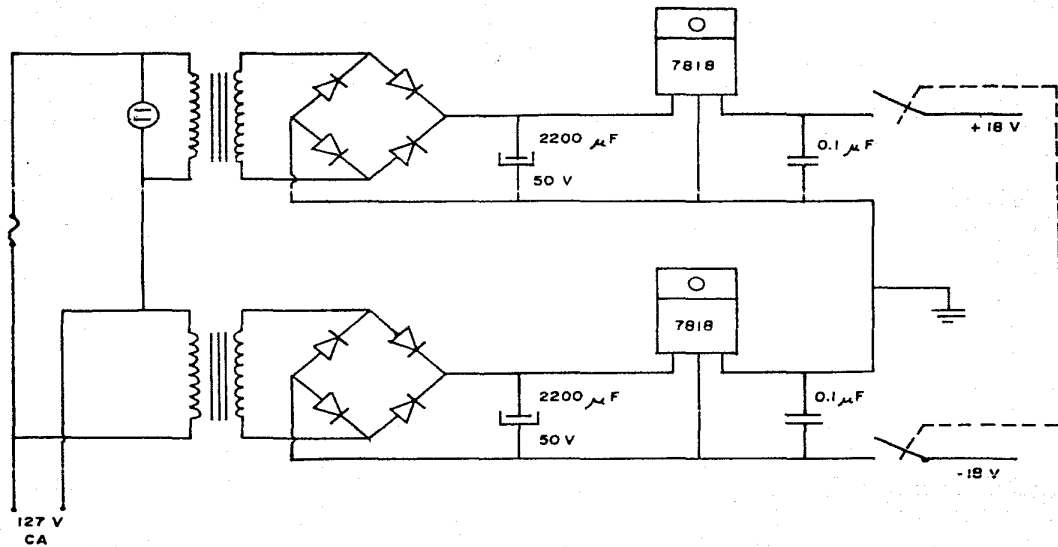


DIAGRAMA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL TRANSMISOR

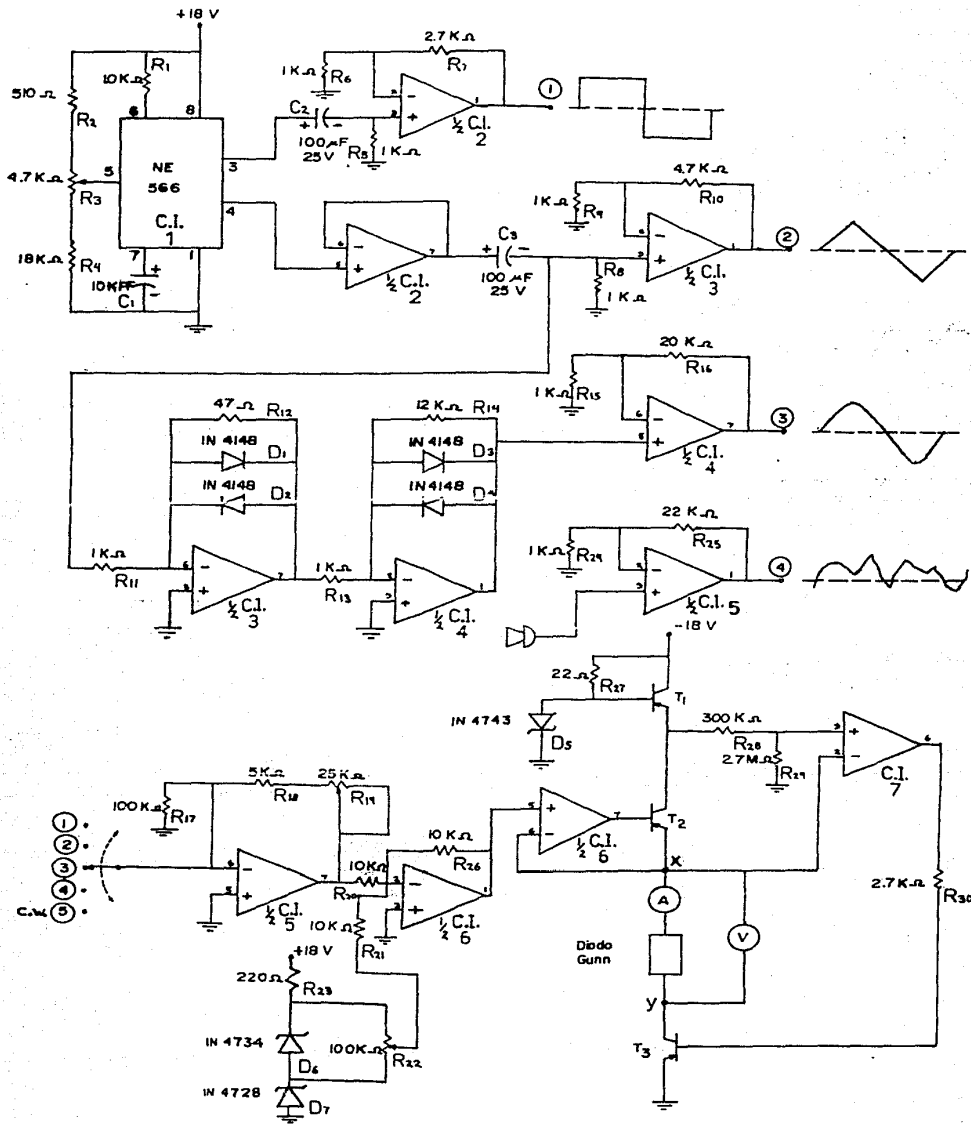


DIAGRAMA DEL TRANSMISOR

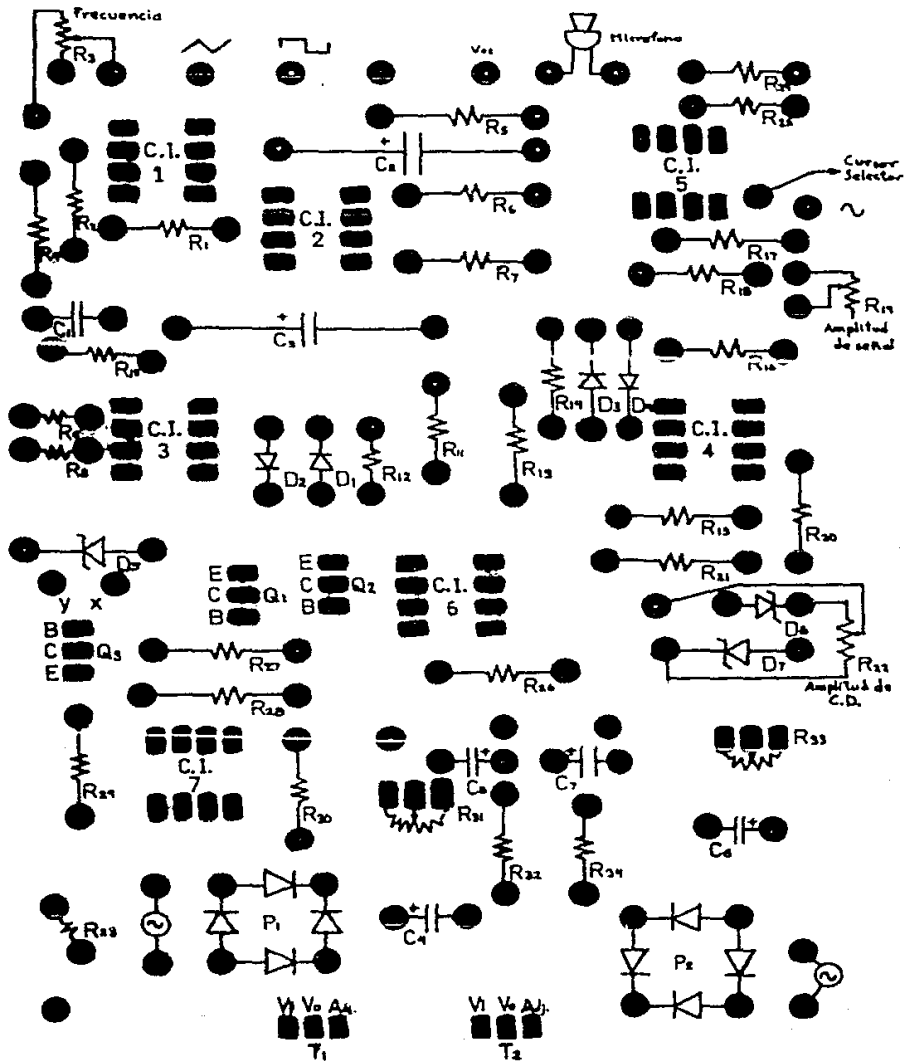


DIAGRAMA DEL TRANSMISOR

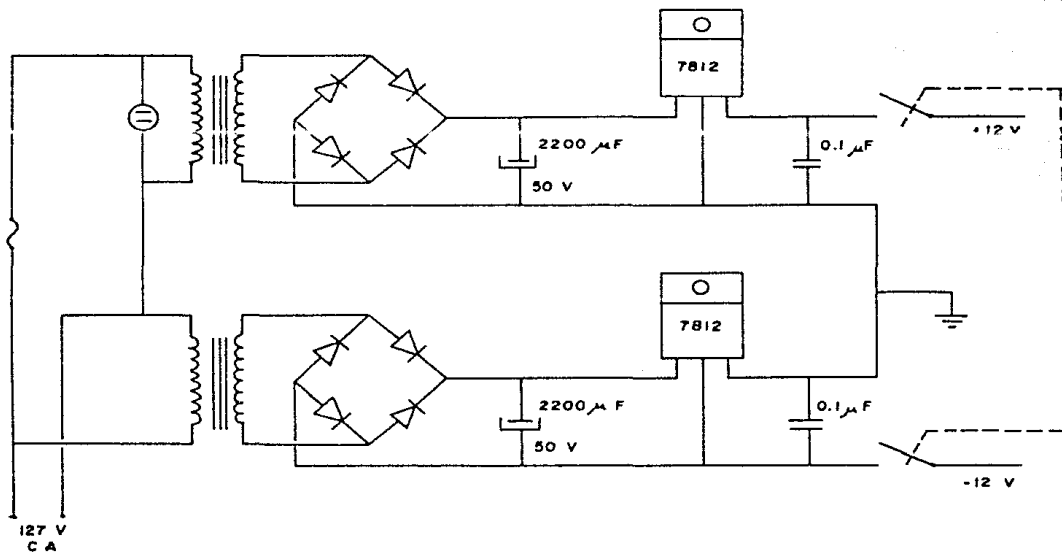


DIAGRAMA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL RECEPTOR

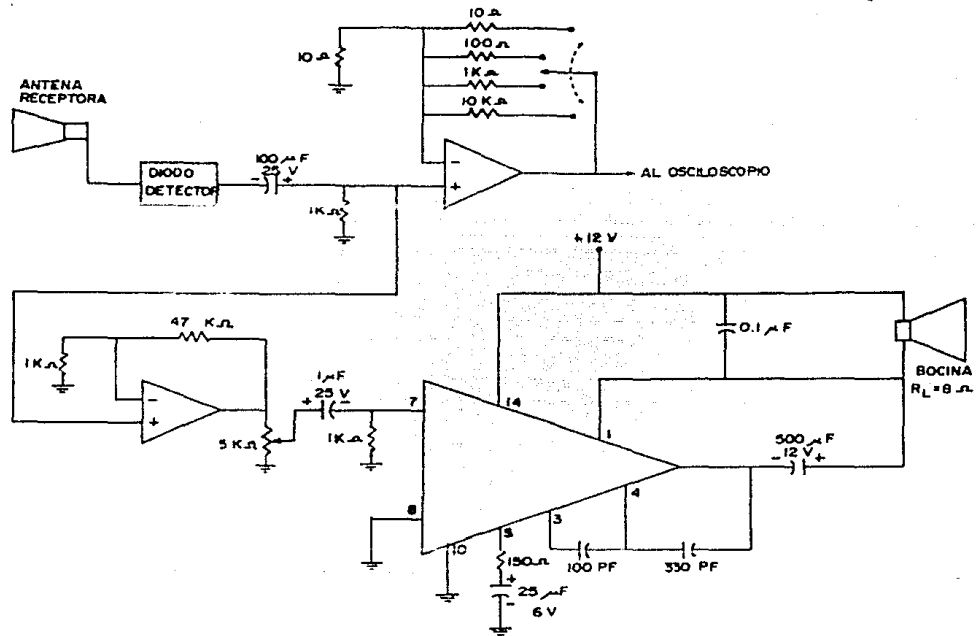


DIAGRAMA DEL RECEPTOR