

TEMA 5

Dispositivos Activos de Microondas II: Osciladores

Quizá el dispositivo que más importancia está cobrando en estos días: el oscilador. Su cuidadoso diseño se debe a su gran influencia en la calidad final de todos los sistemas heterodinos, que son la base de todos los sistemas de comunicación y difusión que están funcionando en frecuencias de Microondas. Características como el ruido de fase y la precisión son fundamentales a la hora de conseguir alcanzar todas las potencialidades que ofrecen las modernas técnicas de modulación digital de las señales.

5.1 OSCILADORES DE MICROONDAS

Las técnicas de diseño de osciladores de menor frecuencia son válidas en el rango de las microondas, siempre teniendo en cuenta dos detalles: 1) los dispositivos activos a usar serán los específicos de estas frecuencias y 2) la ausencia de un elemento fundamental como es la bobina, hace que se exploren otro tipo de estructuras que cumplan la función de oscilador.

Dentro de estas podríamos citar los osciladores basados en dispositivos de Resistencia Negativa: diodos Gunn y diodos Impatt, que basan su funcionamiento en su capacidad de presentar una resistencia negativa efectiva en sus terminales, con lo que la teoría de circuitos dice que son capaces de generar energía en lugar de disiparla, como ocurre en las resistencias normales. A estos osciladores, se los denomina como de 2 Terminales.

Si utilizamos los transistores MESFET, HBT y HEMT, estaremos ante los osciladores de 3-Terminales, que seguirán pautas de diseño similares a los de más baja frecuencia, aunque adaptándose a las frecuencias de microondas. Como sabemos, los dispositivos activos cambian, pero también cambiarán los circuitos resonantes dando lugar, como ejemplo muy reconocible, a osciladores basados en Resonadores Dieléctricos (DRO).

De nuevo, y como en los amplificadores, si necesitamos generar una oscilación de muy alto nivel, cabrá la opción de generarla directamente con un tubo de Microondas, como veremos en el último apartado del capítulo: el magnetrón y el klistrón de reflexión son ejemplos de ello. También, es evidente, podremos generar la oscilación en baja señal y posteriormente amplificarla con amplificadores de tubos.

Como una especificidad más, estudiaremos un bloque funcional que nos posibilitará el diseño de osciladores de milimétricas: el multiplicador, que como su propio nombre indica, aprovecha la no linealidad en la respuesta entrada-salida de algún dispositivo, activo o pasivo, para generar N-armónicos de la señal original y extraer en su salida el n-armónico deseado.

Todo lo que es común a todos los osciladores se ha tratado con suficiente extensión en Electrónica de Comunicaciones; simplemente vamos a enumerar cuales son las características básicas de un oscilador:

- Frecuencia de oscilación, la de la componente fundamental
- Potencia de Salida, la entregada a la carga sólo a la frecuencia fundamental
- Nivel de Armónicos, relación en dB entre la potencia del armónico más fuerte y la potencia del fundamental

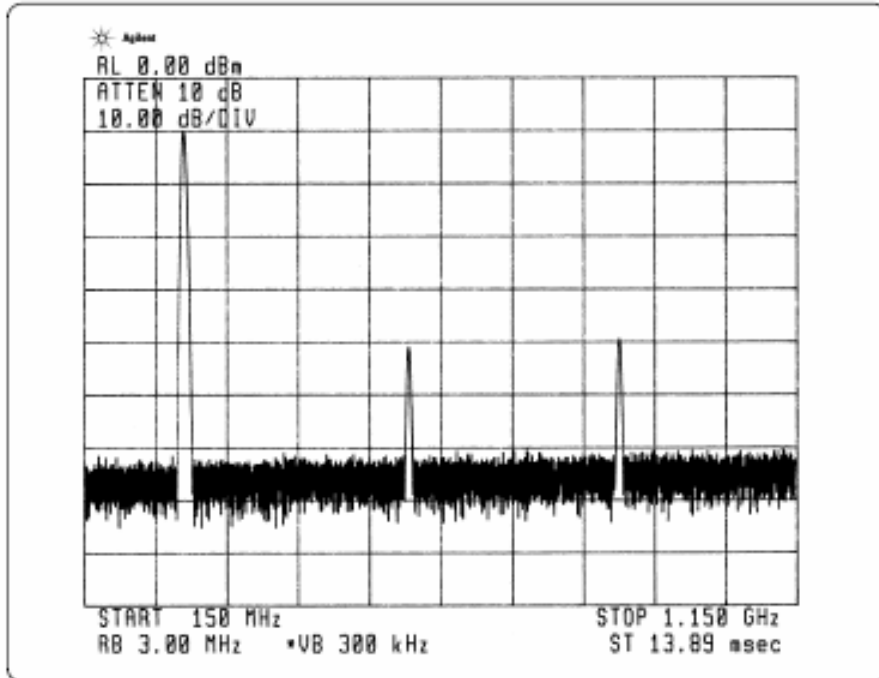
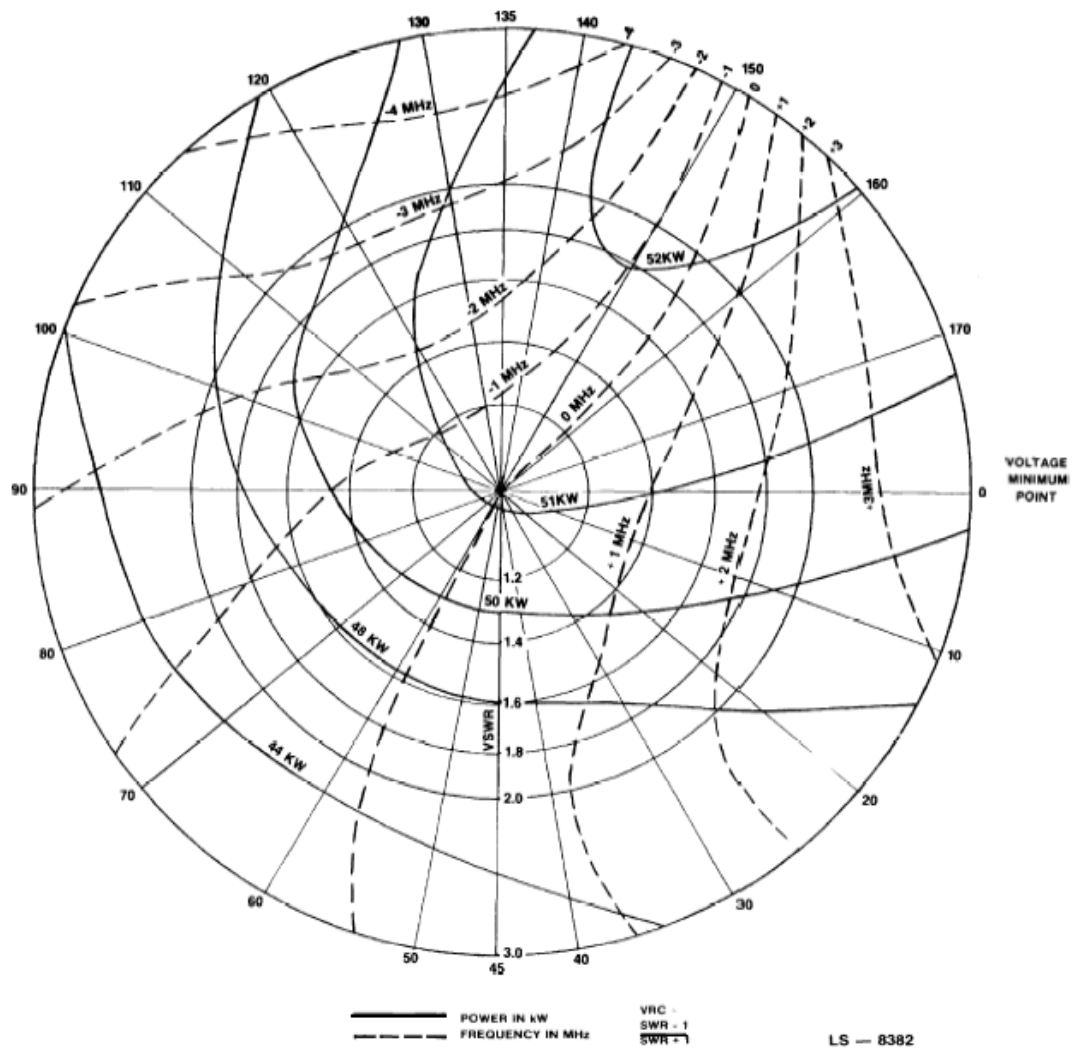


Figure 3. Harmonic distortion test

Fuente: www.home.agilent.com

- Nivel de espurios, relación en dB entre la potencia (máxima) de las frecuencias no múltiplos de la fundamental y la de éste.
- Rendimiento, Potencia de señal en la carga / Potencia en DC en %
- Sintonía (VCO), margen de frecuencias que recorre (barre) el oscilador al modificar el circuito resonante
- PULLING, variación de la frecuencia al modificar la carga; se especifica para un VSWR dado, normalmente 1,5 o 2
- PUSHING, variación de la frecuencia con la polarización
- Diagrama de Rieke, contornos de frecuencia y potencia constante del oscilador (función de la carga)



Fuente: www.burle.com/cgi-bin/byteserver.pl/pdf/s94600e.pdf

- Espectro de Ruido AM y FM, pureza espectral de la señal en las cercanías de la frecuencia de oscilación.

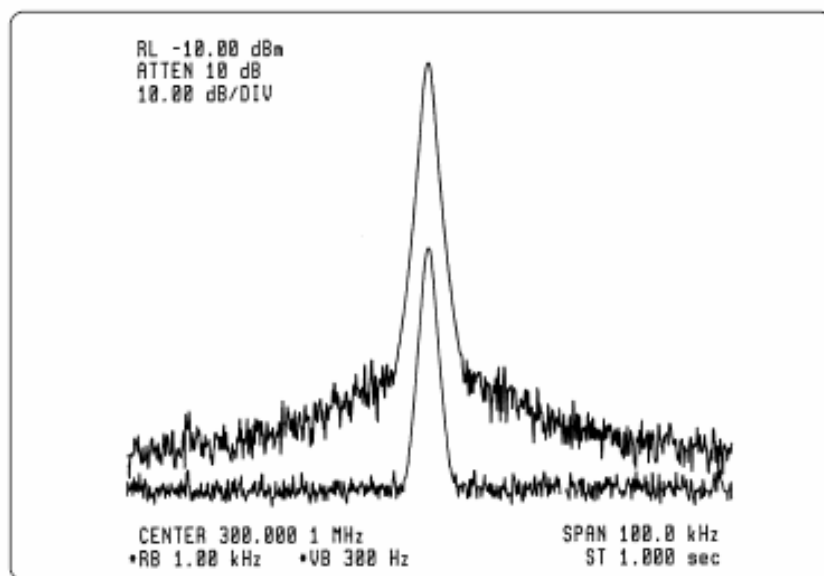


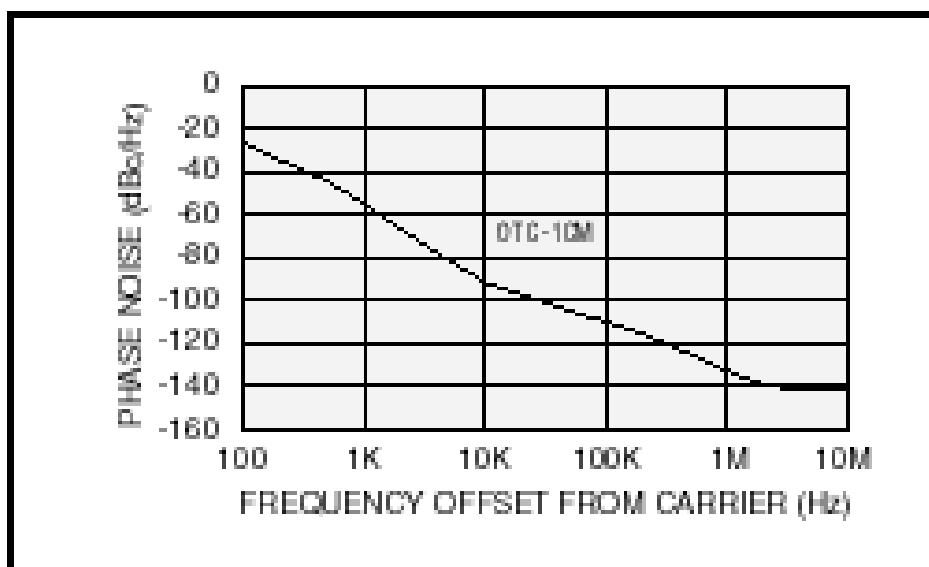
Figure 19. Phase noise is displayed only when a signal is displayed far enough above the system noise floor

Fuente: www.home.agilent.com

Tema 5 – Dispositivos Activos de Microondas II: Osciladores

Todas ellas son importantes, aunque según sea la aplicación a la que va destinado el oscilador, habrá que primar ciertas característica sobre otras. Veremos, como ejemplo, las especificaciones de un fabricante para un oscilador en frecuencias de Microondas, en los apartados siguientes.

| | OTC-1C | OTC-2C | OTC-3C |
|--|---|---|---|
| Output frequency range | 1000 - 2000 MHz | 2000 - 4000 MHz | 4000 - 6000 MHz |
| Output power | +23dBm minimum | +16dBm minimum | +16dBm minimum |
| Output power variation | ±3dB maximum over frequency and temperature | ±3dB maximum over frequency and temperature | ±3dB maximum over frequency and temperature |
| Phase noise | See graph | See graph | See graph |
| Harmonic output | -20dBc maximum | -20dBc maximum | -20dBc maximum |
| Voltage tuning range (voltage tuning port option only, 3 - 15 volts) | 1% nominal | 0.4% nominal | 0.4% nominal |
| Frequency pulling (1:5:1 VSWR all phases) | ±0.1% maximum | ±0.05% maximum | ±0.05% maximum |
| Load VSWR | 1.5:1 nominal | 1.5:1 nominal | 1.5:1 nominal |
| Frequency stability (0 to 60°C) | ±0.1% | ±0.1% | ±0.1% |
| DC power requirements | +15 volts @ 150mA nominal | +15 volts @ 150mA nominal | +15 volts @ 70mA nominal |
| | +20 volts @ 150mA nominal | +20 volts @ 150mA nominal | +20 volts @ 70mA nominal |



Fuente: Miteq, Cavity oscillator, ModelOTC-1CM-134141-15P-AFC, www.miteq.com

Estas características nos ayudan a dar una perspectiva, en forma de tablas, de los principales tipos de osciladores que usamos en microondas, dejando fuera por ahora a los tubos, que trabajan en otro rango de potencias de salida.

La 1ª, describe los osciladores según el dispositivo activo usado:

| DISPOSITIVO ACTIVO | RENDIMIENTO | RUIDO TERMICO | RUIDO (1/F) | BANDA DE UTILIZACION |
|--------------------|------------------|---------------|-------------|----------------------|
| DIODO GUNN | POBRE (1-2%) | BUENO | EXCELEN. | 6-100 GHz |
| DIODO IMPATT | BUENO (10%) | MALO | MALO | 6-100 GHz |
| TRANSISTOR BIPOLAR | MUY BUENO (20 %) | BUENO | MUY BUENO | 0-15 GHz |
| TRANSISTOR MESFET | MUY BUENO (20 %) | MUY BUENO | REGULAR | 4-40 GHz |

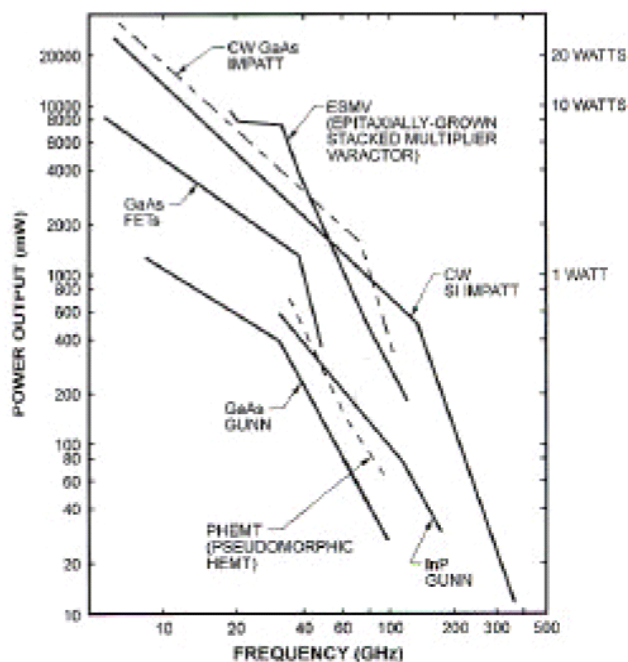
Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

La 2ª, según la tecnología usada en el circuito resonante:

| ESTRUCTURA RESONANTE | Q | COMPORTAMIENTO TEMPERATURA | BANDA DE UTILIZACION |
|----------------------|-----------|----------------------------|----------------------|
| LINEA MICROTIRA | 200-60 | MUY MALO | 1-30 GHz |
| CAVIDAD METAL. | 40000 | MALO | 4-100 GHz |
| CAVIDAD COAXIAL | 2000-500 | MALO | 0.8-3 GHz |
| RESONADOR DIELE. | 10000-500 | MUY BUENO | 3-100 GHz |
| SAW | --- | --- | HASTA 1 GHz |

Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

Como siempre, estas tablas son de carácter orientativo para ver en qué margen puedo hacer funcionar un determinado tipo de oscilador. La gráfica siguiente es el resumen de un fabricante.



Fuente: www.millitech.com/pdfs/c3.pdf

5.2 OSCILADORES DE RESISTENCIA NEGATIVA

Ya se vio en Electrónica de Comunicaciones algo de los dispositivos de resistencia dinámica negativa en semiconductores, de forma que su característica I/V, con una pendiente negativa, apunta claramente a la posibilidad de generar señal a partir de la polarización de estos dispositivos. Vamos a ver con algo más de detalle los dos dispositivos más usados en microondas: los diodos Gunn e Impatt.

5.2.1 Osciladores Diodos Gunn: Efecto Gunn

El principio de funcionamiento del diodo es el denominado *efecto gunn*; para que se dé este efecto, el material semiconductor debe tener una propiedad clave: que tenga dos bandas de energía muy cercanas en la banda de conducción.

La información que se da en este sub-apartado está extraída de un muy didáctico artículo: *The Gunn-diode: Fundamentals and Fabrication; Robert van Zyl, Willem Perold, Reinhardt Botha*, y los contenidos se reproducen con permiso de los autores. También se han utilizado las transparencias de *Conceptos Básicos de Materiales Semiconductores, Águeda Arquero Hidalgo-DATSI, FI (UPM)*

Ya sabemos que la estructura de bandas de energía “cuantifica” los niveles en los que la probabilidad de que se encuentre el electrón es mayor. Son estructuras complejas, como se ve en la figura para el AsGa, donde en el eje de abscisas tenemos el *vector de onda k* y en el de ordenadas la energía (suma de cinética y potencial) en electrón-voltios de las bandas de valencia y de conducción.

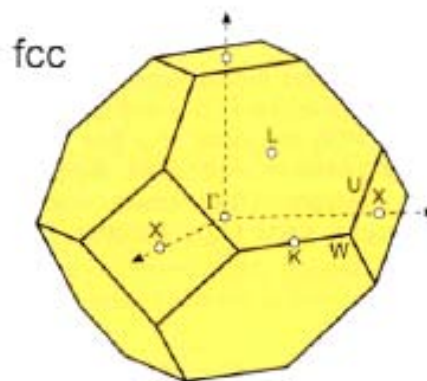
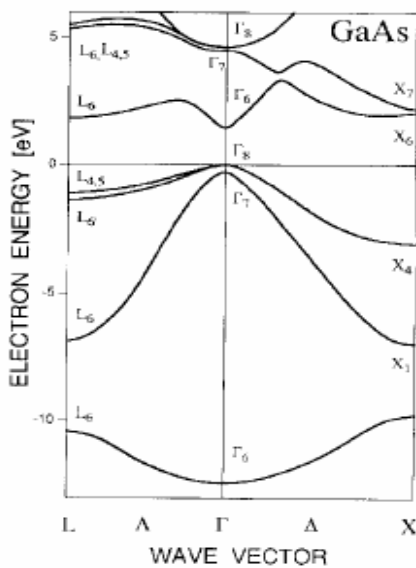
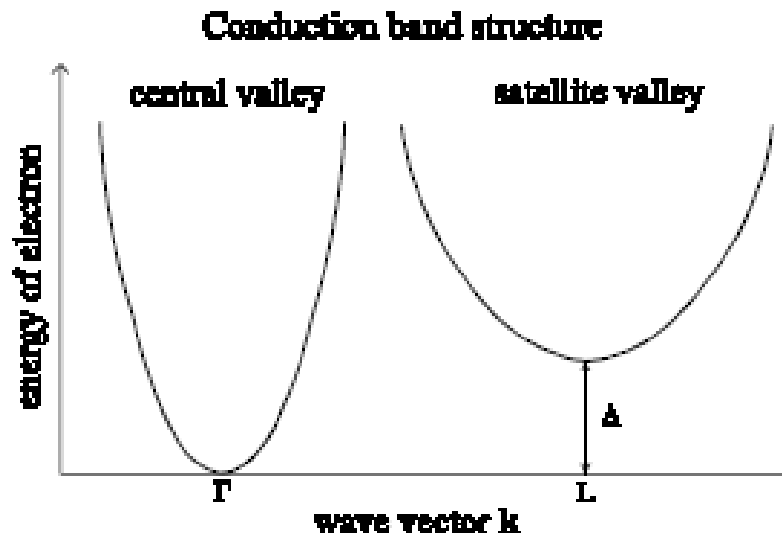


Fig. 2. The full energy band structure of GaAs. Both valence (negative electron energy) and conduction (positive electron energy) bands are shown [3, p.4].

El vector de onda *k* tiene la magnitud igual al nº de onda *k* ($2\pi/\lambda$) y la dirección la de propagación, en este caso la dirección de la transferencia de electrones entre diferentes bandas de conducción. Las direcciones en la estructura cristalina se denominan como L o (1, 1, 1), Γ o (0, 0, 0) y X o (1, 0, 0), y las energías para que la partícula cambie de banda son diferentes según sea la dirección. Para ver el **efecto gunn** basta con fijarse en la banda de más bajo nivel ($E < 2eV$), que tiene tres valles diferentes, uno en cada dirección.

En la siguiente gráfica simplificada se ven los valles central Γ y el satélite L. Entre ellos está el gap de energía Δ y se ha utilizado una aproximación parabólica para los perfiles de energía. Este gap es la cantidad de energía que necesita un electrón para cambiar de estado desde el valle Γ al valle L. En número, en el AsGa este valor es $\Delta = 0,36\text{eV}$.



Con estas aproximaciones podemos pensar que los electrones, antes de desplazarse a otro nivel por el aporte energético externo, estarán situados en la mínima energía posible: en las cercanías del fondo de los valles. En cualquier libro de estudio de la física de semiconductores encontraremos que, el electrón sometido a la atracción interna y a una fuerza externa en forma de campo aplicado, se comporta como una partícula libre con *masa efectiva* m^* , diferente de la masa del electrón en el vacío.

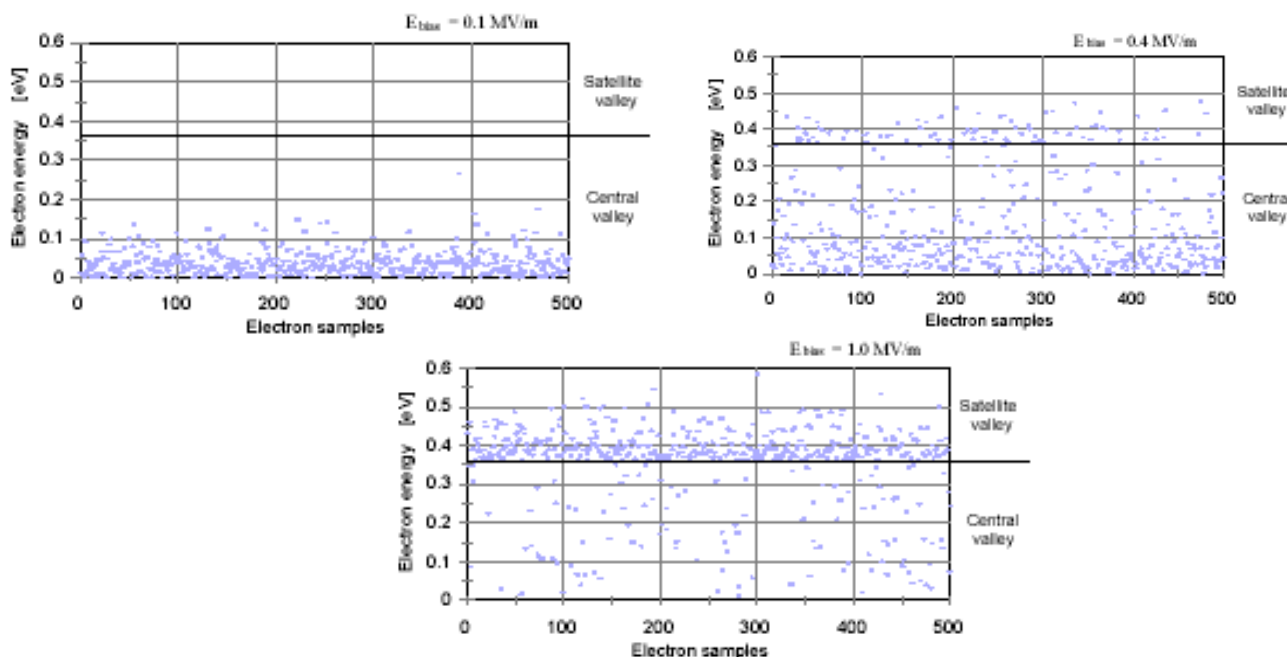
De la ecuación del movimiento de la partícula de masa m^* en el medio cristalino, con una energía potencial y cinética asociadas, se deduce que la masa efectiva es inversamente proporcional a la concavidad de la curva de aproximación parabólica:

$$m_e^* = 1 / (1/\eta^2) (\delta^2 E / \delta k^2) \quad \eta = h / 2\pi$$

, donde h es la constante de Planck.

La conclusión es inmediata: *un electrón en el valle central tiene una masa efectiva m_{Γ}^* menor que la masa efectiva m_L^* de un electrón en el valle satélite*. En el AsGa esta relación es $\rightarrow m_L^* \sim 5 \cdot m_{\Gamma}^*$. Es decir, que la energía necesaria para mover un electrón en el nivel Γ será menor que la correspondiente al nivel L. Por tanto la movilidad será menor en el nivel L.

Podemos ver el resultado de una simulación en la que se pone de manifiesto como aumenta la población de electrones en el nivel L a medida que crece la aceleración debida al campo polarizador.

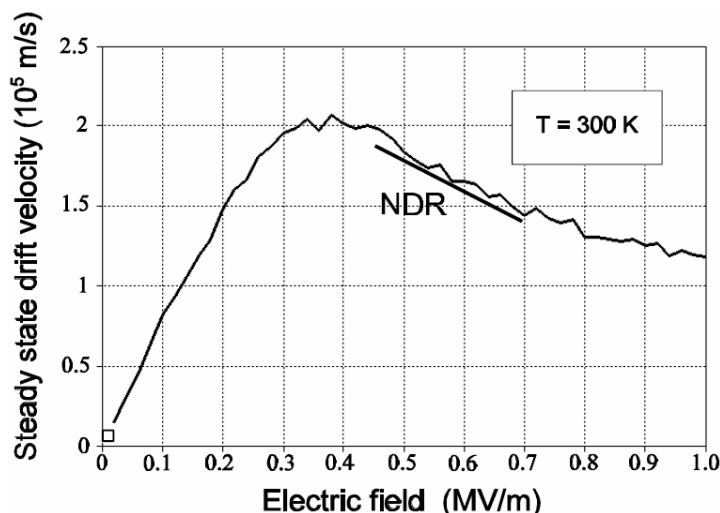


Para un campo polarizador de 0,4MV/m aparece una población significativa de electrones en el nivel L.

Hemos dicho que la masa efectiva de los electrones en el nivel L será mayor (5 veces en el AsGa) que en el valle central, lo que hará que en el valle satélite los electrones se muevan más despacio → se reduce la velocidad media en L → se reduce la movilidad → se reduce la corriente a pesar de haber subido el campo aplicado.

Y esto llevado al terreno macroscópico significa que un aumento de voltaje (proporcional a E) ha producido una disminución de la corriente (proporcional a la movilidad) → es una resistencia incremental negativa → una Resistencia dinámica negativa alrededor de un punto de trabajo.

Esto lleva a la conocida característica I/V de este tipo de elementos, que se basa en la relación entre movilidad y campo eléctrico, como hemos dicho; vemos en la gráfica la relación entre la variación de la velocidad relativa a la velocidad media en función del campo aplicado, con la región de Resistencia Diferencial Negativa (NDR en inglés) presente cuando el campo polarizador supera ligeramente los 0,4MV/m.



Está clara la relación con la curva I/V de un dispositivo de resistencia negativa.

A los dispositivos de efecto Gunn también se los conoce como dispositivos de transferencia de electrones, por el fenómeno explicado previamente, fenómeno básico que explica la utilización del diodo Gunn como oscilador.

Esa transferencia de electrones entre bandas de movilidad diferente la podemos provocar simplemente superando con una polarización externa la tensión umbral V_T , tal y como vemos en la figura, para una muestra de semiconductor de AsGa, dopado uniformemente tipo-n. Y se refleja en las gráficas, cómo la aplicación del campo produce los denominados Dominios Gunn:

- 1) si polarizo la muestra con un campo en la zona NDR, cualquier perturbación local de la densidad de carga que aparezca en $t = t_0$ (debida por ejemplo a agitación térmica local), producirá en las cercanías del cátodo una concentración de dipolos como la de la figura.
- 2) la zona de trabajo hace que los electrones de A viajen a mayor velocidad que los de B con lo que se produce un apilamiento de electrones que produce a su vez una zona contigua de carga neta positiva \rightarrow se ha formado una zona dipolar.
- 3) esa perturbación inicial viajará hacia el ánodo acumulando mayor magnitud de campo debido al aumento de diferencia de velocidad, tal y como corresponde a la zona de trabajo NDR.
- 4) se llegará a un punto estable, donde las velocidades de C y D serán iguales, e iguales a $V_1 \rightarrow$ ya se ha formado el dominio Gunn, que representa un aumento neto del campo en el interior del semiconductor.
- 5) este dominio se absorberá en el ánodo y volverá a generarse un nuevo dominio procedente del cátodo \rightarrow el proceso sucesivo de generación y absorción de dominios da lugar a oscilaciones de corriente en los contactos óhmicos.

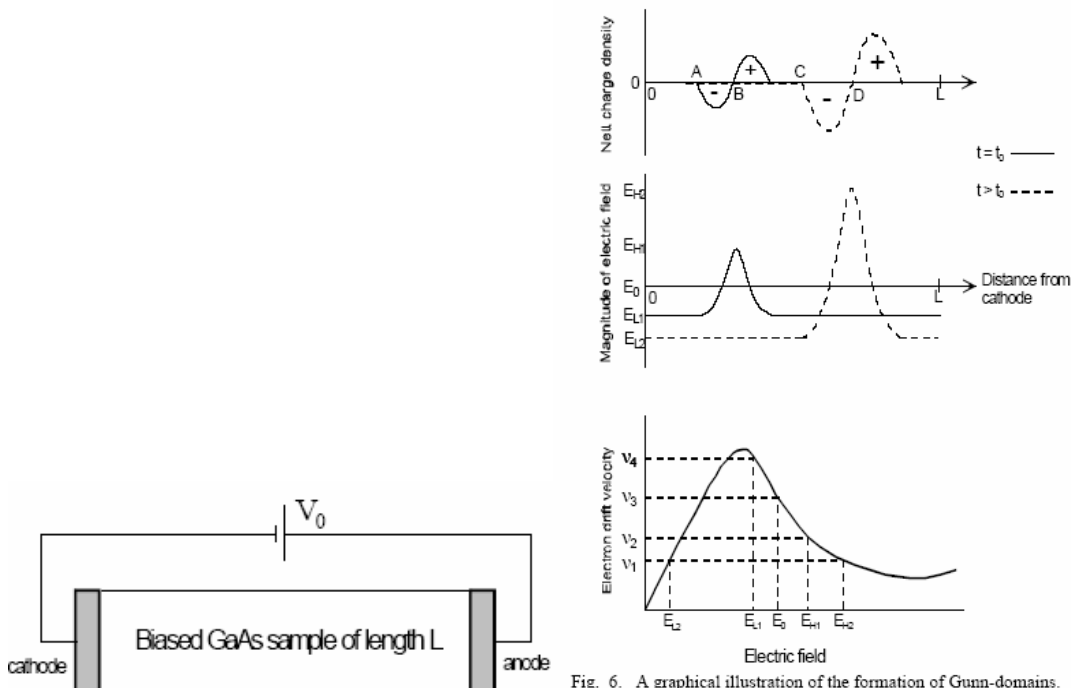
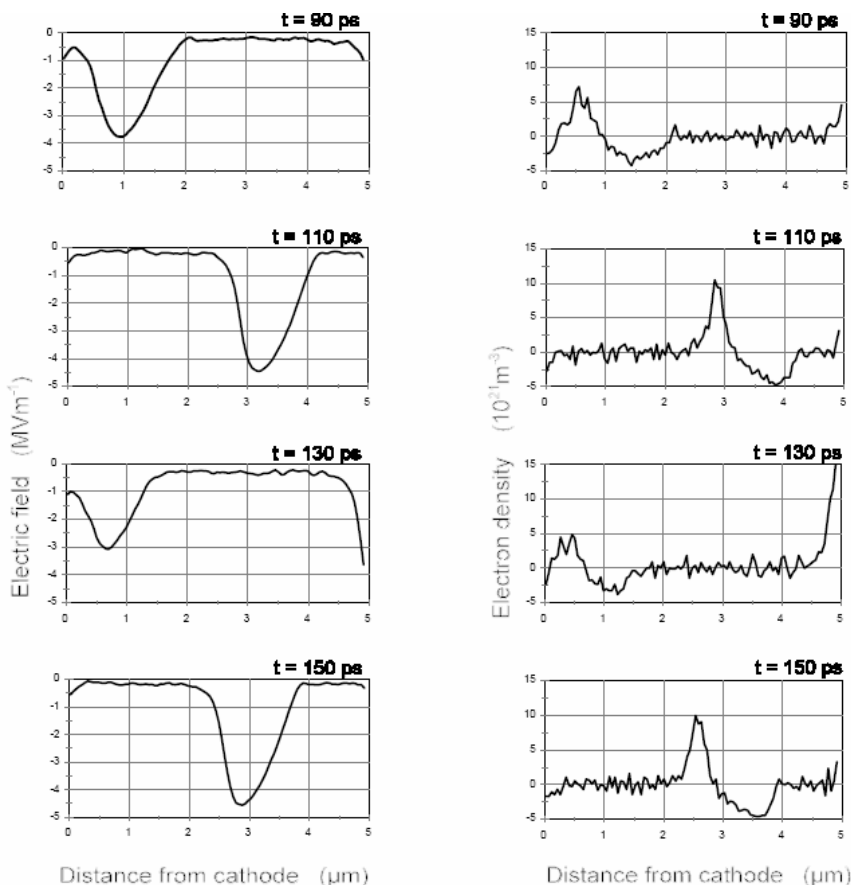


Fig. 6. A graphical illustration of the formation of Gunn-domains.

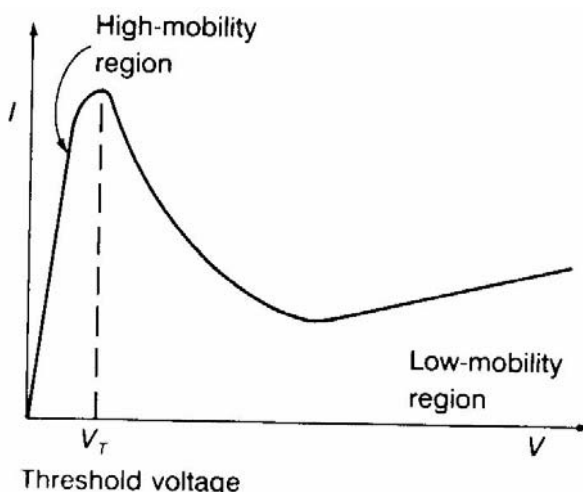
La frecuencia de las oscilaciones vendrá dada, en primera instancia, por la distancia que recorre el dominio para llegar al ánodo \rightarrow en primera aproximación será la longitud L . También la magnitud del campo polarizador afectará a la frecuencia, al variar la velocidad de deriva del dominio. Anotemos unos valores típicos de un diodo Gunn y los resultados de una simulación para esos valores:



La longitud L de la muestra es $5\mu\text{m}$, el dopado es de 10^{15}cm^{-3} y la polarización de 5V , dando lugar a un modo de oscilación, llamado Gunn, de frecuencia aproximada de $25\text{GHz} = 1/40\text{ps}$.

Normalmente la eficiencia de este modo es muy baja y además no tenemos la posibilidad de controlar por separado magnitud y frecuencia de la oscilación.

Ya podemos, a la vista de lo descrito, visualizar la curva característica de trabajo de un diodo de resistencia negativa:



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

Para conseguir el manejo de tensión y frecuencia de la oscilación, insertamos el diodo en paralelo con una cavidad en guía, o su equivalente, un circuito resonante paralelo, y lo ponemos a trabajar en el modo denominado como LSA (Limited-Space-Charge), en el que ya podemos conseguir varios vatios de salida y eficiencias del 20%. Valores muy válidos como se ve, aunque

a partir de 10GHz la potencia va bajando y se consiguen algunos miliwatts en las proximidades de 100GHz.

Veamos un ejemplo concreto del diseño y construcción de un oscilador a diodo Gunn en 70GHz.

EJEMPLO 1: Vemos en primer lugar el perfil del dopado de la muestra de AsGa, con las dimensiones principales, el circuito de aplicación para la simulación SPICE y los resultado para $V(t)$ e $I(t)$. El oscilador genera alrededor de 140mW en 70GHz, con una eficiencia del 2,4%.

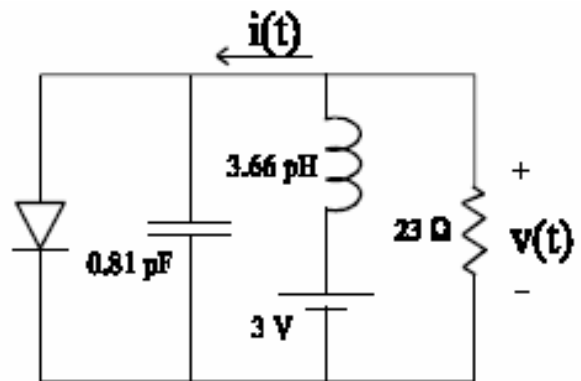
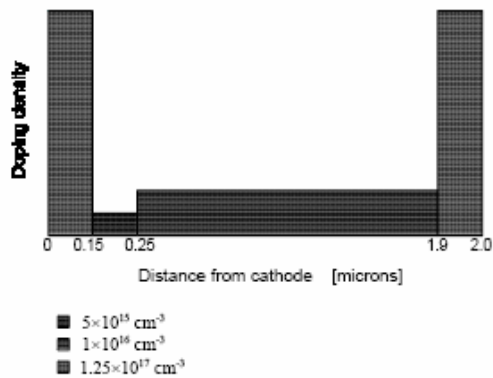
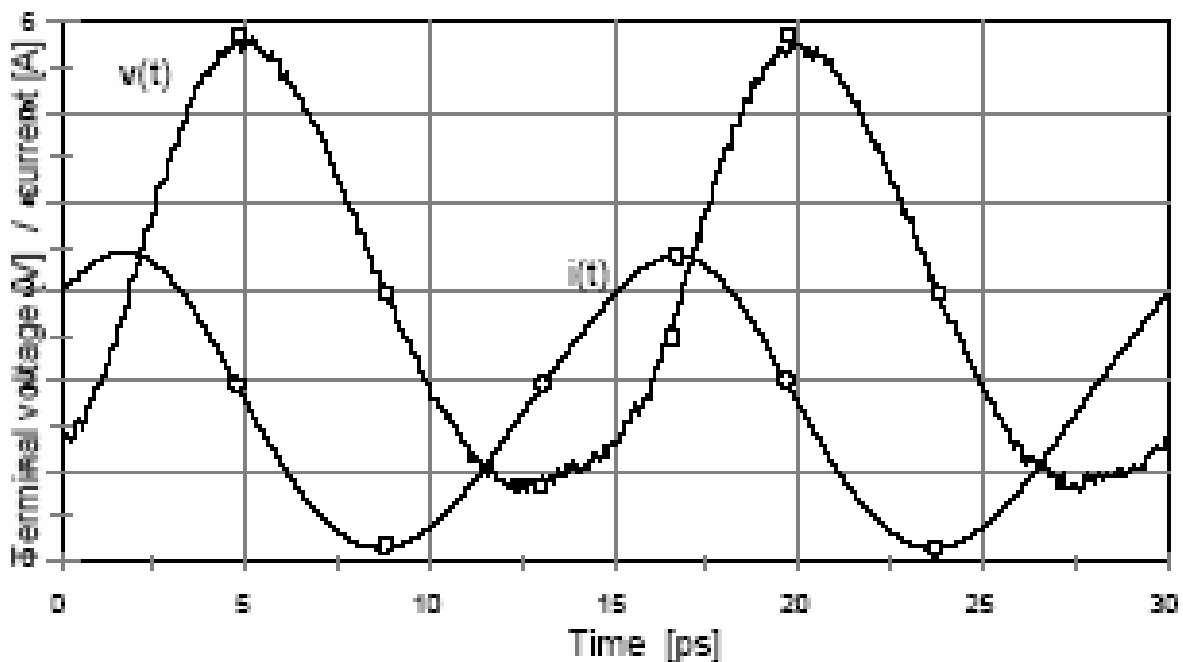
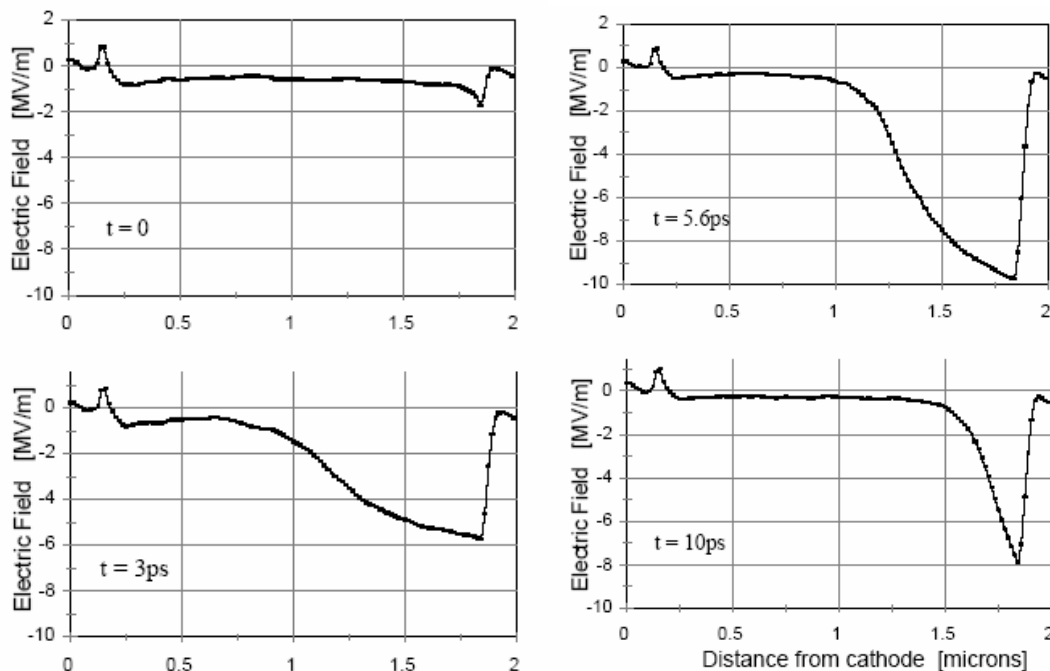


Fig. 9. The doping profile of the simulated Gunn-diode. The active region is sandwiched between the highly doped anode and cathode regions. A notch in the doping appear at the cathode.



La formación y desplazamiento del dominio Gunn lo podemos ver en la siguiente figura:



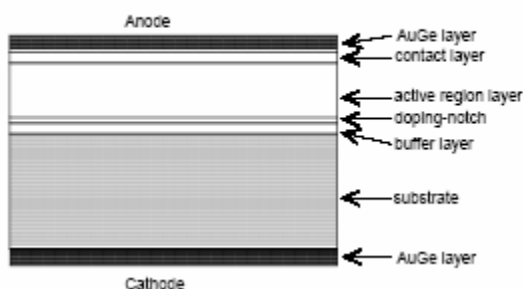
La secuencia de la distribución del campo a lo largo del diodo deja ver claramente que existe una “zona muerta” en las cercanías del cátodo: en ella no se forman dipolos y es una longitud no útil para la emergencia del dominio Gunn → éste se forma después de un decalaje, necesario para que los electrones cojan suficiente energía para ser transferidos al valle L.

La presencia de esta “zona muerta” resta eficiencia al oscilador, porque la longitud en la que el dominio puede crecer se hace menor y esto conduce a una amplitud generada menor. Esto es especialmente grave en frecuencias mayores a 30GHz, donde las dimensiones de unas pocas micras hacen que la zona muerta sea casi del mismo orden. La optimización es evidente: se tiene que dar la capacidad de que el dominio se genere lo más rápido posible, cerca del cátodo.

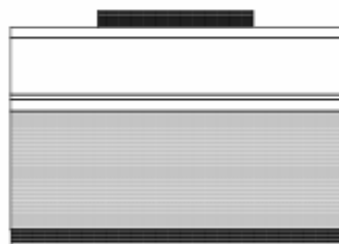
Si observamos el perfil de dopado, la presencia del estrechamiento busca la reducción de la zona muerta, porque una mayor concentración de campo en el estrechamiento producirá una mayor aceleración y una mayor rapidez en la transferencia de electrones al valle L. Hay otra forma mejor de reducir la zona muerta: añadir una heterounión entre el cátodo y la zona activa del diodo, de una longitud típica de 50 nanómetros, con el objetivo de que los electrones adquieran una mayor energía y se reduzca drásticamente la zona muerta.

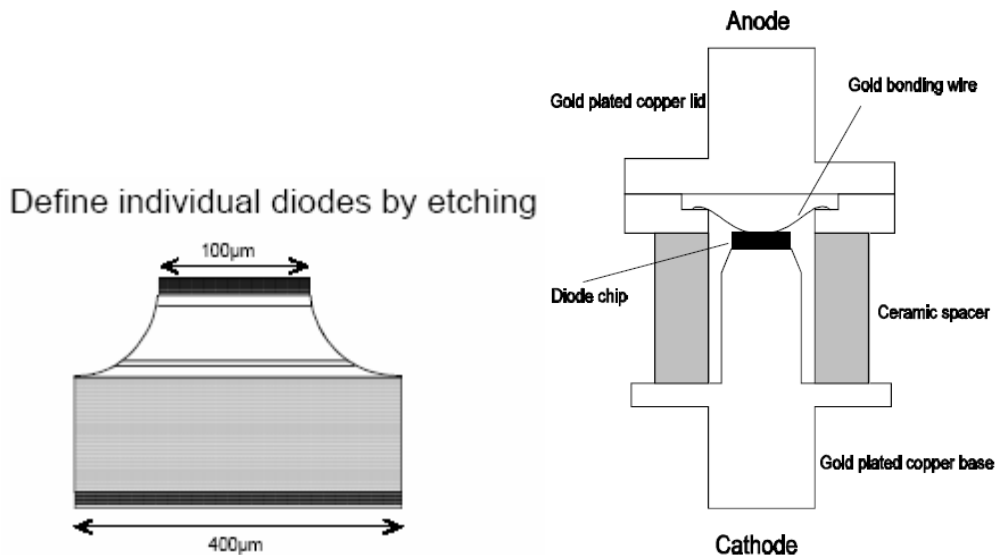
En el citado artículo encontramos la descripción del proceso de fabricación del diodo citado que resumimos en las gráficas siguientes:

Growth of diode structure



Define individual contacts by etching





Como vemos el chip del diodo resultante es de 0,4mm de diámetro; el encapsulado se hace con dos piezas de cobre dorado, se une a la base con una resina epoxy conductora y a la pieza superior con dos hilos de bonding de 25 micras.

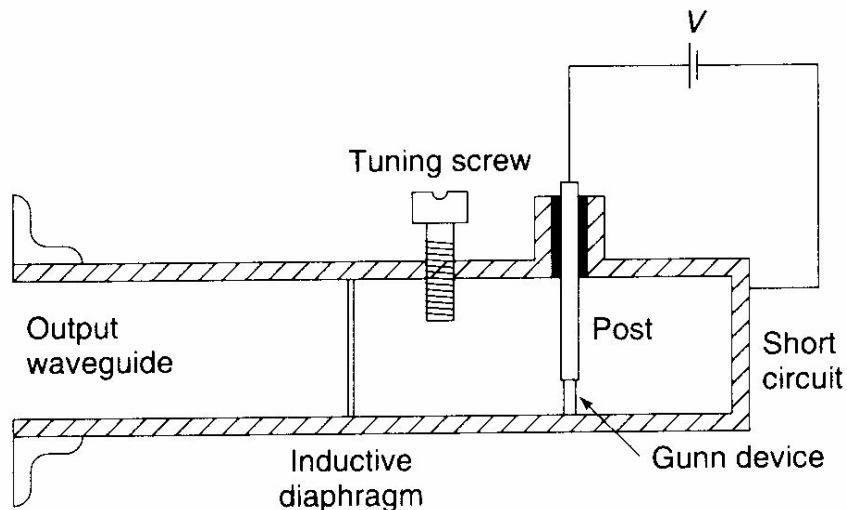
Una vez el diodo fabricado y encapsulado, lo debemos acoplar adecuadamente a una estructura resonante. Para ello debemos ser conscientes de la impedancia equivalente del diodo, para poder adaptar correctamente el dispositivo al circuito.

5.2.2 Diseño y Aplicaciones Osciladores Diodos Gunn

Si operamos el diodo Gunn en el modo descrito previamente como LSA, el circuito equivalente en la zona de interés (NDR) será una resistencia negativa en paralelo con una capacidad, y el valor de la resistencia negativa oscilará entre -5Ω y -20Ω . Como vemos en el ejemplo 1, el típico circuito de aplicación en parámetros concentrados, consiste en un circuito resonante que carga al diodo y que se utiliza, también, para polarizar el mismo.

La condición de diseño que se suele utilizar para los osciladores es que la combinación de las dos resistencias en paralelo, $-R \cdot R_d / (R - R_d)$, sea de valor negativo, de forma que el conjunto pueda funcionar como un generador de señal. Para ello se suele utilizar el criterio de que la resistencia de carga sea alrededor de un 20 % mayor que la del diodo.

En la aplicación real, el circuito resonante suele ser una cavidad rectangular, un tramo de guía cortocircuitada:

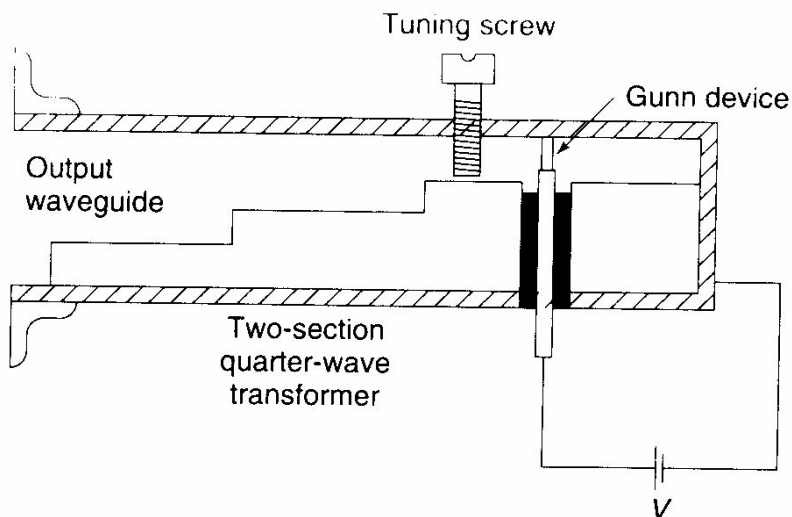


Fuente: Foundation for Microwave Engineering, Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

En primera aproximación, recordamos que la impedancia de onda de una guía rectangular tiende a ser alta y, por tanto, tendremos que adaptar la estructura de alguna forma para adaptarnos al valor recomendado, $R = 1,2 \cdot R_d$. Lo vemos en la figura en forma de diafragma inductivo. La cavidad se ajusta en frecuencia con un cortocircuito ajustable (si es necesario un ancho de banda grande) y, sino, el tornillo puede realizar la función de ajuste fino.

El montaje del diodo se realiza entre la guía y un poste conductor, aislado de la guía de forma que posibilite la polarización del diodo. El aislante evita el cortocircuito en continua y además da camino a la señal para cerrar el circuito RF. La polarización típica suele ser de +12v.

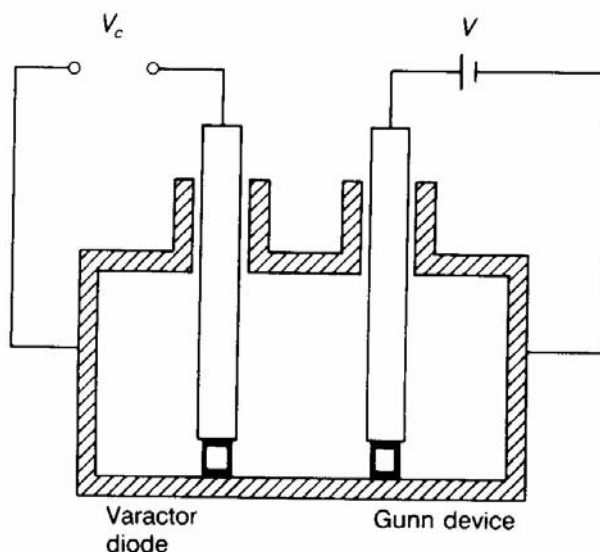
Otra estructura para realizar el oscilador en guía es:



Fuente: Foundation for Microwave Engineering, Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

Aquí la adaptación se realiza por medio de transformadores de $\lambda/4$, el resto es lo mismo.

Por último, podemos fácilmente añadir un 2º dispositivo, en este caso un varicap, con la idea de variar la frecuencia de resonancia de la cavidad y hacer un control electrónico de la resonancia del mismo. Incluso, si la tensión de control del varicap es una señal de baja frecuencia, su efecto será modular en frecuencia el oscilador gunn.



Fuente: Foundation for Microwave Engineering, Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

Veamos las características de un diodo comercial y de un diseño realizado con él.

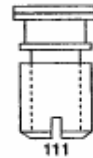
EJEMPLO 2: Diseño de un oscilador variable mecánicamente con Diodos de la familia MA 49000, en la banda X:



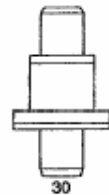
Gunn Diodes

V 2.00

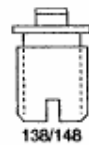
| Frequency | Suggested Range (GHz) | Case Style | Part Number | | Page No. |
|-------------------------------|-----------------------|------------|-----------------------|------------------------|----------|
| | | | P _{OUT} 5 mW | P _{OUT} 10 mW | |
| Anode Heat Sink Diodes | | | | | |
| | 8 - 12 | 30 | MA49618 | MA49508 | 7 - 4 |
| | 12 - 18 | 30 | - | - | - |
| | 18 - 26 | 30 | MA49499 | MA49628 | 7 - 4 |
| | 26 - 40 | 138 | - | MA49191 | 7 - 3 |



| Suggested Frequency Range (GHz) | Case Style | Part Number | | Page No. |
|---|------------|-----------------------------|------------------------------------|----------|
| | | Anode Heat Sink Pulse 10 mW | Broadband Cathode Heat Sink 100 mW | |
| Anode Heat Sink Pulse and Broadband Diodes | | | | |
| 8 - 12 | 30 | MA49870 | - | 7 - 5 |
| 8 - 12 | 148 | - | MA49117 | 7 - 3 |
| 12 - 18 | 138 | - | MA49126 | 7 - 3 |



| Suggested Frequency Range (GHz) | Case Style | Part Number | | | | | | Page No. |
|---------------------------------|------------|------------------------|------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|-------|----------|
| | | P _{OUT} 10 mW | P _{OUT} 25 mW | P _{OUT} 50 mW | P _{OUT} 100 mW | P _{OUT} 250 mW | | |
| Cathode Heat Sink Diodes | | | | | | | | |
| 5 - 8 | 30 | - | MA49151 | MA49152 | MA49153 | MA49154 | 7 - 2 | |
| 5 - 8 | 111 | - | MA49135 | MA49136 | MA49137 | MA49138 | 7 - 2 | |
| 8 - 12 | 30 | - | MA49156 | MA49157 | MA49158 | MA49159 | 7 - 2 | |
| 8 - 12 | 111 | - | MA49104 | MA49106 | MA49107 | MA49109 | 7 - 2 | |
| 12 - 18 | 30 | - | MA49161 | MA49162 | MA49163 | MA49164 | 7 - 2 | |
| 12 - 18 | 111 | - | MA49121 | MA49122 | MA49123 | MA49124 | 7 - 2 | |
| 18 - 26 | 30 | - | - | MA49179 | MA49180 | - | 7 - 3 | |
| 18 - 26 | 138 | - | - | MA49179-138 | MA49180-138 | - | 7 - 3 | |
| 18 - 26 | 148 | - | - | MA49179-148 | MA49180-148 | MA49178 | 7 - 3 | |
| 26 - 40 | 138 | - | - | MA49172 | MA49173 | MA49837 | 7 - 3 | |
| 26 - 40 | 138 | - | - | - | MA49177 ¹ | - | 7 - 3 | |
| 40 - 50 | 138 | - | - | MA49181 | MA49838 | - | 7 - 3 | |
| 40 - 50 | 138 | - | - | MA49182 | MA49839 | - | 7 - 3 | |
| 50 - 60 | 138 | - | - | - | MA49193 | - | 7 - 3 | |
| 94 | 138 | MA49840 | MA49149 | MA49498 | - | - | 7 - 3 | |



1. Power = 150 mW

Fuente: www.macom.com



Vemos la foto del encapsulado tipo 30, que corresponde al diodo MA49156 utilizado en el diseño posterior. El ejemplo está extraído del siguiente documento educativo:

X-BAND MICROWAVE GUNN OSCILLATOR FOR EDUCATIONAL PURPOSES

J.M. Zamanillo*, C. Perez-Vega*, J. Saiz-Ipiña† and M.A. Solano†

ETSII y Telecomunicación
 Communications Engineering Department (DICOM)
 Universidad de Cantabria

Una vez elegido el componente y su encapsulado deberemos prestar especial atención a dos aspectos: el control/regulación de la tensión de alimentación, no debiendo superar los límites de polarización del diodo, y la correcta disipación del calor generado.

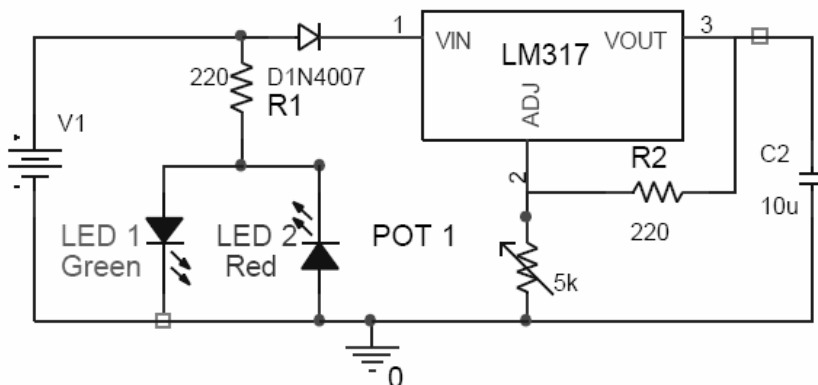
Para lo primero deberemos prestar atención a los Maximun Ratings y a las características del diodo (en este caso es de un diodo similar (~ equivalente de otro fabricante):

X Band Gunn Diodes (Specifications @ 25°C)

| Part Number | Frequency ¹ (GHz) | Min. Power ² (mW) | Operating Voltage Typ. | Operating Current | | Package Outline ³ |
|-------------|------------------------------|------------------------------|------------------------|-------------------|-----------|------------------------------|
| | | | | (mA) Min. | (mA) Max. | |
| MG1005-11 | 9.0-11.0 | 50 | 10 | 200 | 400 | M11 |

Fuente: www.mdtcorp.com/

Si calculamos el rendimiento del diodo, es de aproximadamente $50 / (10 \times 200) \rightarrow 2,5\%$, cifra que ya dijimos era típica de estos diodos. Normalmente, lo que hacemos es utilizar un circuito limitador externo para la alimentación del diodo de forma que lo protejamos de tensiones superiores que lo puedan destruir \rightarrow un típico circuito con regulador puede valer:



Fuente: X-Band Microwave Jun Oscillator for Educational Purposes; J.M Zamanillo, C. Perez Vega, J. Saiz-Ipiña, M.A. Solano

En cuanto a la gestión de la temperatura, deberemos tener en cuenta las indicaciones del fabricante:

Gunn Diode Mounting and Heat Sink Considerations

The rise in temperature between the diode case and the active region is defined by $\Delta T - R_{\theta}$, ($P_{in} - P_{out}$) In actual use the thermal drop between the ambient and the diode case must be taken into account in order to avoid exceeding the maximum active temperature of 260°C. The maximum active region temperature may be computed as follows:

Maximum active region temperature:

$$T_{AL} = T_A + \Delta T_{CA} + (P_{in} - P_{out}) R_{\theta}$$

where:

T_A = Ambient temperature

ΔT_{CA} = Temperature difference between the diode case and the ambient at operating power.

R_{θ} = Thermal resistance

T_{AL} = Active region temperature

In well designed heat sinks, the thermal difference ΔT_{CA} is usually less than 30°C for a power input of about 15 watts. This is an important factor in the design of Gunn oscillators and must be carefully considered.

Our technique for measuring thermal resistance is available upon request.

Fuente: GaAs Gunn diodes, obsoletos de www.macom.com

Como vemos, la limitación está en que la temperatura interna del semiconductor AsGa no debe superar los 260°C. Para ello, veamos lo que dice un fabricante:

Gunn Diode Mounting Precautions:

The Gunn diode is a power generating device with a relatively low efficiency-about 2-5%. Consequently, considerable power is dissipated. Although, MDT Gunn diodes are designed with a long term reliability in mind (with an MTTF in excess of 10⁶ hours at an active region temperature of 260 °C) and their construction, by design, rugged, still an adequate heat sinking is essential to keep the active region temperature within the prescribed limit.

The heat sink material must have a high thermal conductivity. Materials like OFHC copper ($k=3.9 \text{ W/ } ^\circ\text{C/cm}$) are suitable. If the package is threaded, then a sharply tapered heat sink may be used with the diode screwed into the heat sink with a torque of not more than 6in-oz (4.5 cm-newtons) to prevent damage to the threads.

A vise-like holder should prove adequate for a diode with a prong. Or, the diode may be soldered in the heat sink. If the diode is soldered into the heat sink, then the case temperature must not be allowed to exceed 225 °C in a non-operating condition.

Fuente: GaAs Gunn diodes, obsoletos de www.macom.com

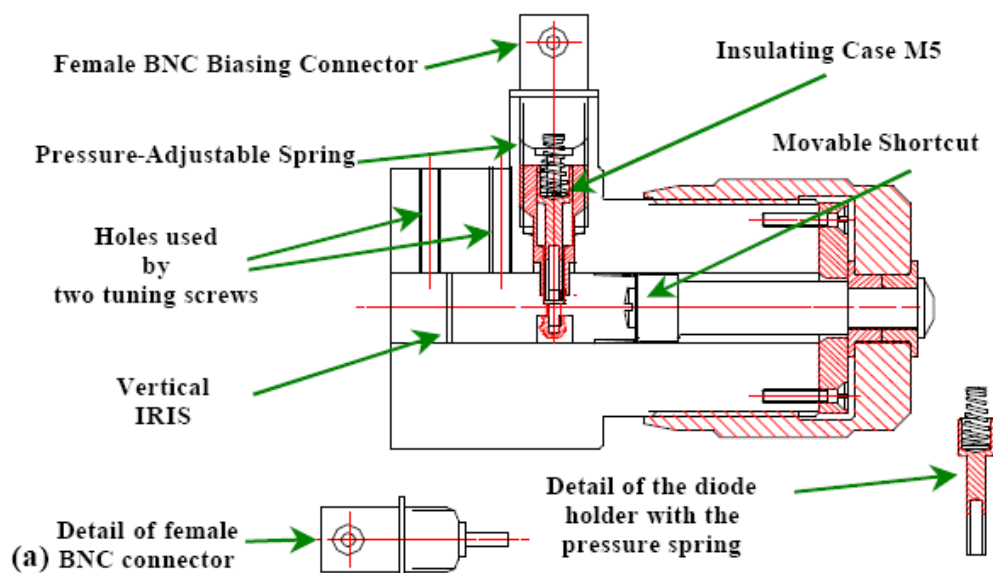
Por tanto, conociendo la resistencia térmica entre semiconductor y encapsulado, podemos controlar que la temperatura del semiconductor no supere el valor indicado. En cuanto al diseño de RF, tenemos dos reglas que aplicar:

1. Como cavidad resonante, sabemos cuál es la frecuencia de resonancia en función de las dimensiones de la misma (ver tema 2). Por lo tanto para una guía dada (a x b) y una frecuencia de resonancia dada, sabremos a qué distancia L hemos de colocar el cortocircuito terminal de la guía, para el modo principal TE₁₀₁.
2. La distancia del diodo al iris de acoplo se suele tomar como λ_g/2.

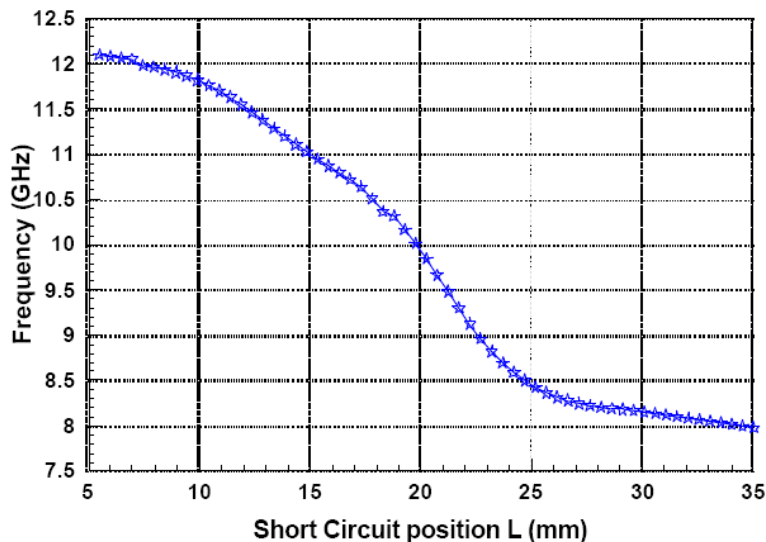
Vemos los resultados para un oscilador variable mecánicamente (modificando la posición del cortocircuito), montado de manera flexible – de forma que podemos sustituir/montar el diodo fácilmente - en una guía WR-90 → para a = 22,86 mm y b = 10,16mm, en 12GHz λ_g = 29,979 ≅ 30 mm y la frecuencia de resonancia será, para el modo resonante TE₁₀₁:

$$f_{rTE101} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L}\right)^2} = 9,25GHz, \text{ para } L = 22,86mm = a$$

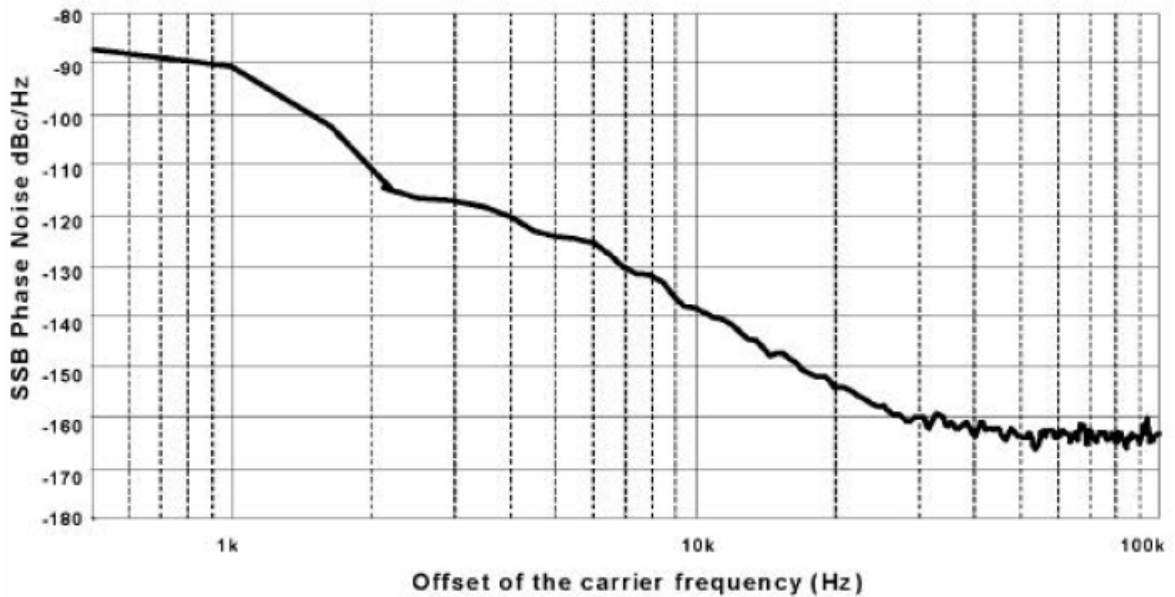
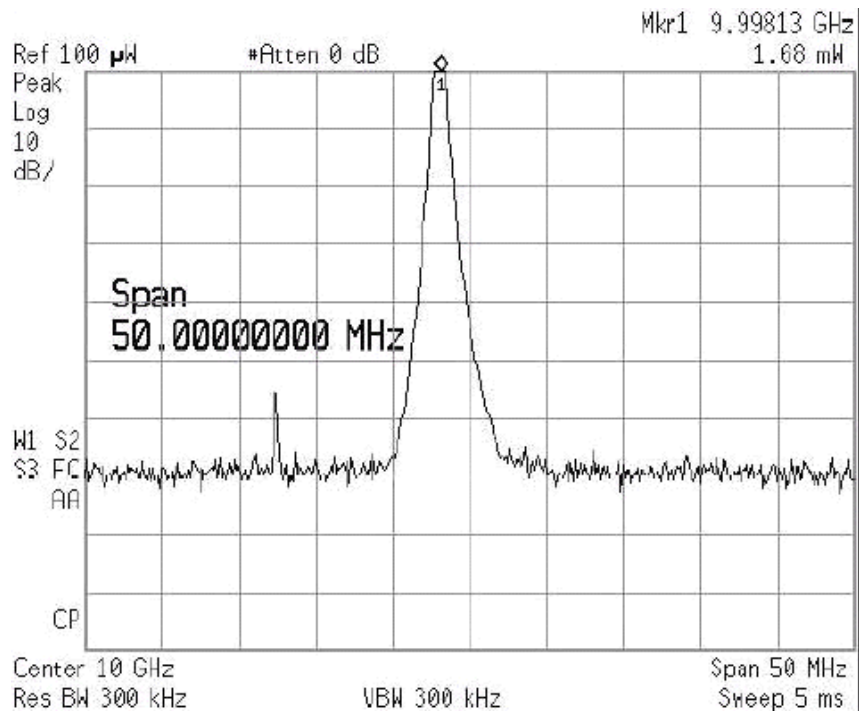
El dispositivo montado, en sección, lo vemos con un conector BNC utilizado para inyectar la alimentación de manera fiable mecánicamente.



Los resultados experimentales del oscilador:



, corroboran un buen funcionamiento → a partir de $L = 30\text{mm}$ apenas tenemos variación de la frecuencia. La amplitud de algo más de +0dBm y el Ruido de fase completan las medidas:



Como vemos es un oscilador de muy buena calidad, que tiene aplicaciones extensísimas en frecuencias de microondas, teniendo en cuenta que también es posible implementarlo en su versión microstrip, usando, por ejemplo, un resonador cerámico en lugar de la cavidad en guía. Una de las más conocidas es como **SENSOR VOLUMÉTRICO** → es en realidad un detector de presencia que utiliza el efecto doppler de un sencillo oscilador gunn en 10GHz, en guía abierta, para fabricar una sencilla, pero eficiente, alarma.

El inconveniente de estos osciladores puede ser el escaso nivel y la dependencia con la temperatura si no controlamos correctamente los materiales metálicos y el diodo que empleamos en la implementación. Para optar a niveles mayores de potencia de salida, utilizando el mismo tipo de estructuras en cavidades, se suele usar otro dispositivo: el diodo IMPATT, que ya lo hemos visto en las tablas iniciales, por el contrario, tiene un peor comportamiento en ruido.

5.2.3 Osciladores Diodos Impatt

IMPATT: IMPact Ionization Avalanche Transit Time, es otro tipo de dispositivo, esta vez sí, realmente un diodo como tal porque su construcción se basa en la típica de una unión $p-n$ y en un fenómeno bien conocido en los diodos: *el fenómeno de la avalancha*, que se da en las cercanías de la tensión inversa de ruptura \rightarrow los diodos zener utilizan esa zona de polarización inversa para estabilizar las tensiones o actuar como limitador.

Recordemos la característica corriente-voltaje de un diodo y dónde esta la zona de ruptura:

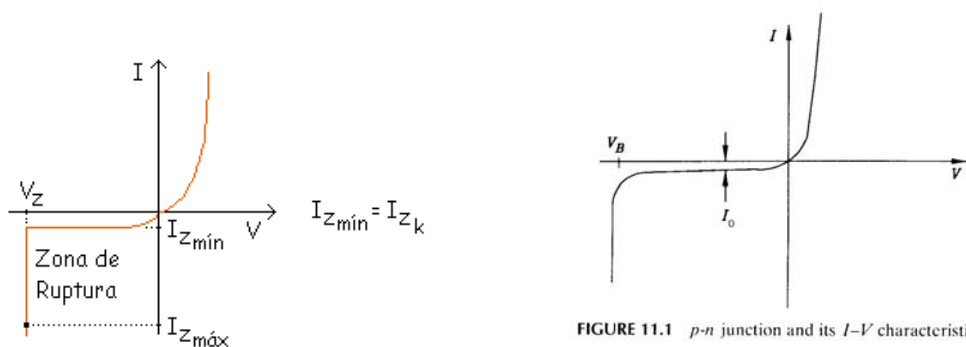


FIGURE 11.1 $p-n$ junction and its $I-V$ characteristics.

Fuente: la Red

Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley-Interscience

La zona de ruptura es en la que se produce la corriente de avalancha, un rapidísimo incremento de la corriente inversa cuando la polarización del diodo supera la tensión umbral. En el caso del diodo IMPATT, las estructuras de dopado pueden ser variadas, aunque la más conocida es la del diodo Read, denominado así en honor de la persona- W. T. Read - que hizo la predicción en la que se basa el diodo: *si la señal RF causa que la polarización del diodo sobrepase la tensión de ruptura, la corriente de avalancha generada estará 90° desfasada respecto a la tensión RF.*

Esto a su vez implicaba que, en esa zona, el diodo debía presentar una resistencia dinámica negativa y, por tanto, ser útil para generar oscilaciones en frecuencias de microondas. Recordar que es característico de todos los fenómenos de resonancia, que las energías magnética y eléctrica se intercambian entre sí mientras dura la oscilación y esto implica un desfase de 90° entre tensión y corriente.

Veamos la estructura del diodo Read para poder explicar cualitativamente su uso como oscilador:

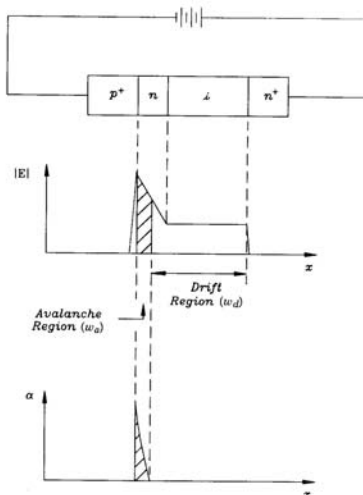


FIGURE 11.2 Read diode ($p^+n\text{-}i\text{-}n^+$) and its E -field and α distributions.

Fuente: Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley-Interscience

Como vemos, la estructura del diodo es algo más compleja que una simple unión p-n, de hecho al diodo Read se le denomina también como p^+n i n^+ por su perfil de dopado. Cuando nos acercamos a la tensión de ruptura con la tensión inversa DC V , y superponemos un voltaje RF podemos entrar en la zona de ruptura, donde se produce rápidamente una generación en avalancha de múltiples pares electrón –hueco en la unión p^+n .

Es lo que se ve en las dos gráficas asociadas de la figura anterior: se divide el diodo en dos zonas o regiones principales, a) la región de avalancha, pequeña zona en el interior de la capa n, donde el campo eléctrico interno es intenso y se produce una alta probabilidad de que se generen pares electrón-hueco por centímetro; es el ratio de ionización α . b) la región de deriva o “*drift region*” donde el campo es bajo y los electrones viajan hacia el terminal unido a n^+ , polarizado positivamente y al que llegarán tras un tiempo denominado *tiempo de tránsito*.

De nuevo, como en los diodos Gunn, tenemos un fenómeno de desplazamiento de carga en el seno del semiconductor, que puede dar lugar a la generación de una resistencia negativa equivalente. Para que esto se produzca, hemos dicho que debe haber un desfase de 90° (o mayor) entre tensión y corriente RF. Habrá frecuencias en que la suma de tiempo de generación de la avalancha + tiempo de tránsito, producirán ese desfase.

Como en lo visto para los diodos Gunn, los diodos IMPATT se colocan en paralelo con un circuito resonante - sea guía, microstrip, o coaxial - para que el ruido de éste comience a producir una excitación RF inicial, que amplificada por la resistencia negativa del dispositivo termine por generar oscilaciones estables. Por tanto, los circuitos de aplicación de los diodos IMPATT serán muy parecidos a los vistos en el apartado anterior.

En cuanto a la polarización, obviamente la cosa cambia pues estamos ante una polarización inversa, aunque como antes lo que haremos es seguir las indicaciones del fabricante. En cuanto a las propiedades de los osciladores IMPATT, queda claro que el propio mecanismo de generación de la oscilación, el efecto avalancha afectará negativamente a uno de los factores importantes: el ruido. Como hemos visto en la tabla del inicio del capítulo los osciladores IMPATT son más ruidosos que los Gunn. Por el contrario su ventaja es que producen mucho más nivel.

Existen muchas variaciones de los diodos IMPATT, caracterizadas por sus diferentes perfiles de dopado. Las más conocidas, son los diodos conocidos como TRAPATT ($p^+n n^+$) y BARRIT ($p^+n p^+$). Para el estudio definitivo de este tipo de dispositivos, deberemos tener en cuenta que la magnitud de la señal generada no permite suponer que el régimen de trabajo es de pequeña señal. Al contrario, el régimen es de gran señal, y por tanto su estudio dependerá del nivel de señal en el que se trabaje.

Veamos las características de un diodo real.

**CW IMPATT Diodes
(Specifications @ 25° C)**

| Part Number | Fop (GHz) | Po Min. (W) | VBR @ 1mA (V) | CT @ 0V Typ. (pf) | Vop Typ. (V) | Iop TYp. (A) | Eff. Min. (%) | θ Max. °C/W | Pkg. Style |
|-------------|-----------|-------------|---------------|-------------------|--------------|--------------|---------------|--------------------|------------|
| MI5022 | 9.5-10.2 | 3.5 | 30 | 20 | 50 | 0.43 | 20 | 12.0 | M-18 |



IMPATT Diodes

FEATURES

- High Power Output
- Both Pulsed and CW Application
- High Efficiency

APPLICATIONS

- Oscillators
- Avionic Systems
- Electronic Warfare Systems
- Smart Antennas



DESCRIPTION

The Gallium Arsenide IMPATT diodes are fabricated utilizing low-dislocation epitaxial grown doping structures and with high temperature metallization processes. The diodes have been specially designed to have high output power when measured in a critically coupled cavity at the frequency of operation. Due to power dissipation, it is necessary to be very prudent when mounting the IMPATT diodes. The threaded stud of the package is the cathode. The diodes are available in microwave ceramic packages.

Fuente: www.mdcorp.com/

5.3 OSCILADORES CON TRANSISTORES

El diseño de osciladores con transistor se puede enfocar usando cualquier estructura estándar como las que se han visto en Electrónica de Comunicaciones, tales como los circuitos Colpitts, Hartley o Clapp. Eso sí, tendremos que usar dispositivos activos y pasivos adecuados para las frecuencias en las que estamos. De todas formas no suele ser lo más habitual, precisamente por el mal (o indefinido) comportamiento de los elementos discretos, pensemos por ejemplo en las bobinas de los circuitos tanque.

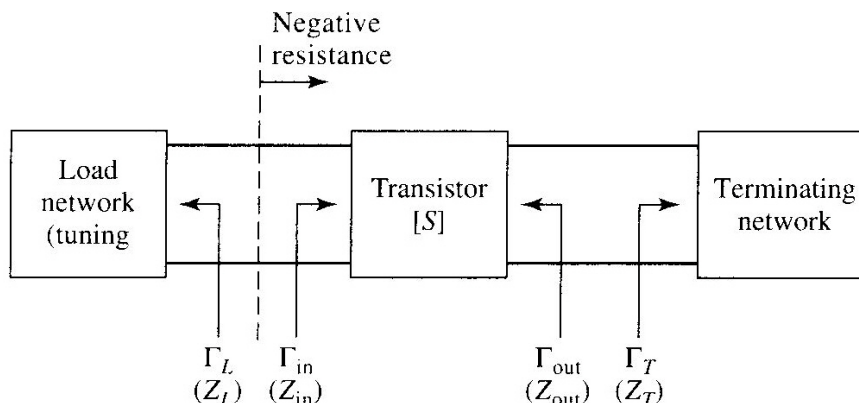
Por tanto se pueden utilizar las estructuras pero cambiando componentes por líneas y circuitos tanque por resonadores válidos en microondas. De hecho uno de los tipos de oscilador más utilizados en microondas son los que utilizan un Resonador Dieléctrico en la parte de entrada o salida del circuito y como parte de la Red de Realimentación. Con esto se consigue una gran estabilización de la frecuencia de oscilación.

Hay otro enfoque posible: el de buscar la inestabilidad en los amplificadores, vistos como cuadripolos con redes de adaptación de entrada y salida como en el Tema 4. En los amplificadores pretendíamos estabilizar el funcionamiento de los dispositivos activos, pero citábamos la existencia de zonas de la Carta de Smith cuyos coeficientes de reflexión hacían potencialmente inestables a los mismos.

Parece evidente que, si queremos realizar un oscilador con transistores MESFET, HBT o HEMT, intentemos aprovechar esas zonas para conseguir que el dispositivo oscile de una manera estable y una de las formas más fáciles que hay de aumentar esa inestabilidad es añadiendo una reactancia en serie con el emisor o la fuente del dispositivo.

También vimos en su momento, que en los amplificadores condicionalmente estables, teníamos cargas determinadas (zonas en la Carta de Smith) que hacían que el coeficiente de reflexión de entrada fuera mayor que 1 \rightarrow dicho de otra forma, la Resistencia de entrada sería, en este caso, negativa \rightarrow de nuevo la condición de circuito equivalente de un oscilador.

Visto en diagrama de bloques:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

En este caso la entrada del dispositivo activo la vemos como el circuito sintonizado o carga del oscilador y la salida se termina en una carga adaptada o terminación.

Ya sabemos que la condición de arranque y estabilización de la oscilación en un circuito de resistencia negativa es:

$Z_L + Z_{in} = 0 \rightarrow R_L + R_{in} = 0$ y $X_L + X_{in} = 0 \rightarrow$ y que estas condiciones llevan a la conclusión de que, en esa situación, $\Gamma_L = 1 / \Gamma_{in}$.

Además, si queremos que la oscilación se mantenga, nos convendrá trabajar con circuitos resonantes de alta Q.

Visto que la condición de oscilación $R_L + R_{in} = 0$ se ha de alcanzar en la zona estable de oscilación y que la R_{in} se vuelve menos negativa a medida que aumenta la oscilación, elegiremos un valor de ésta que sea compatible con esa evolución.

Es decir que, inicialmente, haremos cumplir $R_L + R_{in} < 0$ y, concretamente, es típico elegir un valor del orden de $R_L = -R_{in} / 3$.

Respecto a la parte imaginaria, obviamos su variación con la corriente de RF, y lo elegimos $X_L = -X_{in}$. La condición de oscilación en la entrada, $\Gamma_L = 1 / \Gamma_{in}$, nos lleva a relacionarlo con la condición de oscilación en la salida a través de los parámetros S de un cuadripolo (ver Tema 4).

Sustituyendo la condición anterior en la ecuación que relaciona coeficiente de reflexión de entrada con el coeficiente de reflexión de salida (hacerlo puede ser un buen ejercicio), llegamos a las siguientes conclusiones:

$\Gamma_T \cdot \Gamma_{out} = 1$ y $Z_T = -Z_{out} \rightarrow$ la parte terminal del circuito oscilador también cumple las condiciones de oscilación \rightarrow lo cual nos lleva a la conclusión de que el acceso de salida del oscilador los podemos considerar tanto en la zona de carga como en la zona terminal del circuito. La única salvedad a estos planteamientos tan elegantes es que los parámetros S que estamos utilizando en el oscilador no pueden ser los de pequeña señal, puesto que no es esa la condición de trabajo del oscilador: deberían ser los parámetros S de gran señal, datos que habitualmente no son conocidos.

Veamos un Ejemplo de oscilador en el que utilizamos un MESFET en configuración de puerta común, con una pequeña reactancia en la puerta para aumentar la inestabilidad.

EJEMPLO 3: Conocemos los parámetros S del dispositivo en fuente común, en la frecuencia de trabajo de 4GHz. Suele ser lo habitual. Añadimos una pequeña bobina en la puerta, de valor 5nH, para inestabilizar el dispositivo. La red de salida adaptará a 50 ohmios y la entrada será la necesaria para causar la oscilación.

Los parámetros S en fuente común:

$$S_{11} = 0,72 / -116^\circ \quad | \quad S_{21} = 2,6 / 76^\circ \quad | \quad S_{12} = 0,03 / 57^\circ \quad | \quad S_{22} = 0,73 / -54^\circ$$

, los tendremos que transformar a Parámetros S en puerta común con una reactancia en serie. ¿Cómo hacemos esto? Tenemos dos opciones:

1. Procedimiento Analítico: estudiamos el transistor como una red tres-accesos general y a partir de los parámetros 2-accesos de una configuración determinada, pasamos a los parámetros 3 –accesos, y particularizamos para nuestra configuración. Lo podemos ver en la referencia [5.2], en el apartado 12.4.
2. Procedimiento computacional: utilizamos un simulador para extraer rápidamente los parámetros S de la configuración deseada a partir de los del dispositivo.

Hoy en día es habitual usar esta segunda opción; si lo ejecutamos en ADS o Ansoft Designer SV, tenemos:

$$S'_{11} = 2.18 \angle -35^\circ,$$

$$S'_{21} = 2.75 \angle 96^\circ,$$

$$S'_{12} = 1.26 \angle 18^\circ,$$

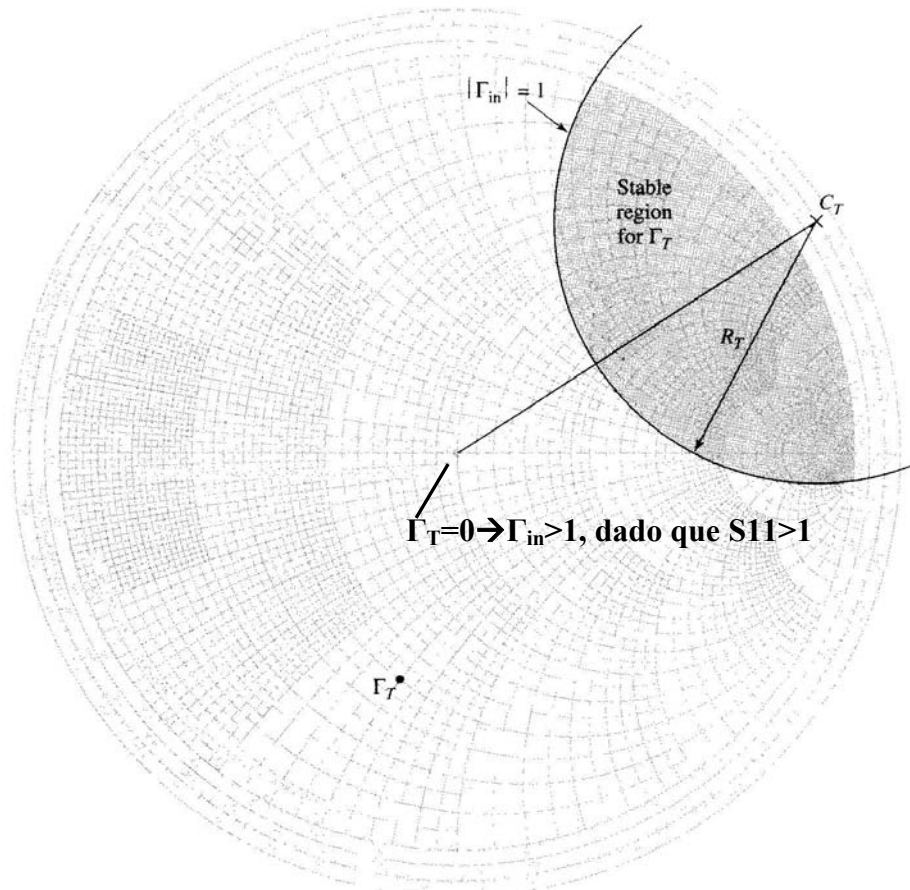
$$S'_{22} = 0.52 \angle 155^\circ.$$

, de forma que vemos que tanto el coeficiente de reflexión de entrada como el aislamiento entrada/salida ha mejorado mucho para su aplicación como oscilador. Calcularemos ahora el círculo de estabilidad de la salida con las fórmulas para centro y radio que dimos en el tema anterior, por supuesto con los parámetros S'.

$$C_T = \frac{(S'_{22} - \Delta' S'_{11})*}{|S'_{22}|^2 - |\Delta'|^2} = 1.08 \angle 33^\circ$$

$$R_T = \left| \frac{S'_{12} S'_{21}}{|S'_{22}|^2 - |\Delta'|^2} \right| = 0.665.$$

, y como $|S'_{11}| > 1 \rightarrow$ la zona de coeficientes de reflexión de entrada que hace estable el amplificador será el interior del círculo; tenemos muchas opciones para elegir Γ_T , pero si queremos un valor alto de Γ_{in} tenderemos a situarnos lejos del círculo que hace 1 el coeficiente de reflexión de entrada. Lo vemos en la Carta de Smith. Por otro lado, sabemos que si elegimos una posición muy extrema para Γ_T será difícil adaptarlo a una carga de 50Ω, como estamos pretendiendo. Así, elijo un valor intermedio: $\Gamma_T = 0,59 \angle -104^\circ$, y adaptamos la impedancia correspondiente, $Z_T = 20 - j 35$, por medio de una línea y un stub, como lo hicimos en los amplificadores. Podemos utilizar www.amanogawa.com para calcular las líneas de adaptación.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

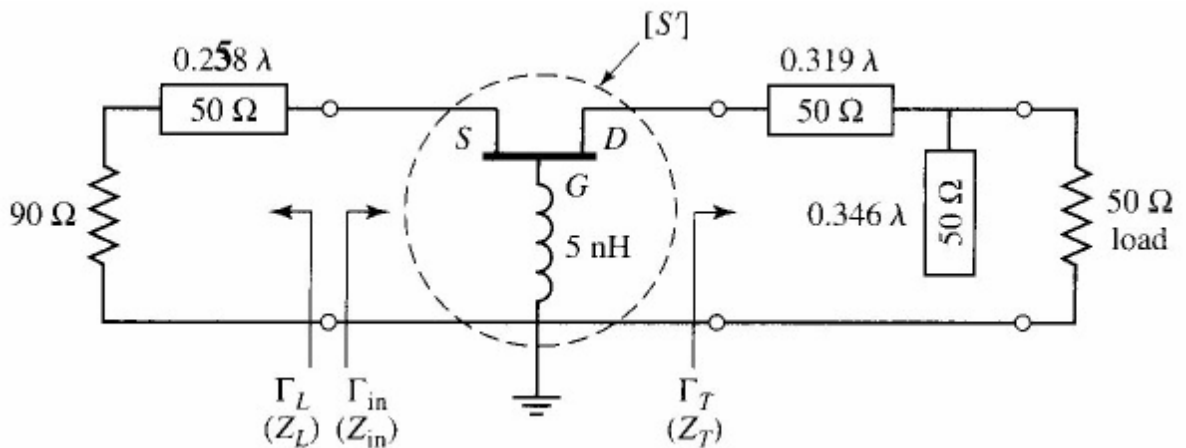
El coeficiente de reflexión en la entrada será:

$$\Gamma_{in} = S'_{11} + \frac{S'_{12}S'_{21}\Gamma_T}{1 - S'_{22}\Gamma_T} = 3.96 \angle -2.4^\circ,$$

, y esto supone una impedancia de entrada $Z_{in} = -84 - j 1,9\Omega \rightarrow$ usaremos el criterio de $R_{in} / 3$ para hallar el valor del circuito de fuente:

$$Z_L = \frac{-R_{in}}{3} - jX_{in} = 28 + j1.9 \Omega.$$

Y el circuito completo será el siguiente:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

Habría que prever que el resultado experimental se alejará algo de lo diseñado, puesto que los parámetros S utilizados son los de pequeña señal y, por tanto, serán algo diferentes para 4GHz en condiciones de oscilación real.

Por tanto, para tener una idea más exacta de cuál va a ser el comportamiento real del oscilador, no nos quedará otro remedio que contar con los parámetros S de gran señal (o medirlos) o utilizar los simuladores no lineales de que dispongamos. En el caso de ADS, cuenta con una potente herramienta de análisis no lineal que utilizaremos con el Modelo No Lineal del dispositivo. Esto si que nos lo da habitualmente el fabricante.

Esa herramienta es el BALANCE ARMONICO, básicamente una herramienta de análisis frecuencial que computa tensiones y corrientes en todos los nodos de un circuito, para una cantidad determinada de tonos de entrada, con lo que se determina el estado estacionario en modo no lineal.

5.3.1 DRO: Osciladores con Resonador Dieléctrico

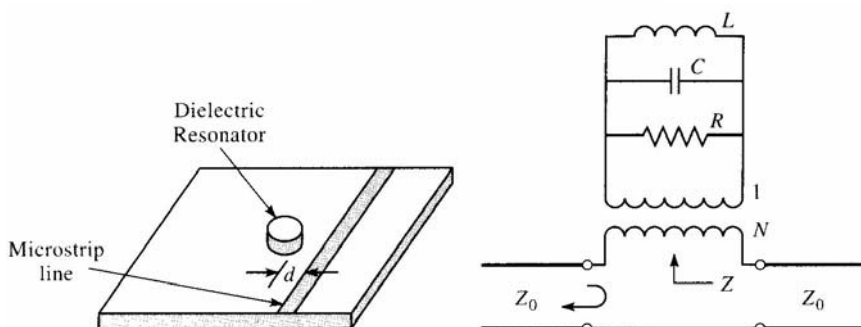
Los circuitos del tipo anterior adolecen de baja estabilidad en la oscilación: cualquier perturbación externa, procedente del circuito de alimentación o de la variación de característica con la Temperatura, puede causar que cese la oscilación. De hecho se puede demostrar que cualquier dispositivo de Resistencia negativa, y cualquier oscilador presenta esa propiedad. Como hemos visto, es mucho más estable cuanto mayor es la Q de su circuito tanque (ver ref. [5.1])

Las tablas del inicio del Tema ya nos esbozan cuál es la situación: los resonadores en cavidad tienen muy buenas Q, pero un comportamiento malo, en general, con la Temperatura. Es fácil entender que, al ser cavidades metálicas, la dilatación propia de la cavidad va a hacer variar fuertemente la frecuencia del oscilador. Por su parte, los resonadores en microstrip tienen los dos inconvenientes y serán muy poco utilizados si queremos osciladores de calidad.

Por tanto sólo nos queda una opción que cumpla las dos condiciones de altas Q y buen comportamiento con T: el oscilador con resonador dieléctrico o DRO. Es muy utilizado además por su relativo bajo costo y su facilidad de integración con un entorno de tecnología planar, al contrario que las cavidades.

En su momento (Tema2) ya vimos el comportamiento del resonador cerámico en conjunto con una línea microstrip acoplada por cercanía al mismo. Y citamos que el circuito equivalente para la frecuencia de resonancia, era la línea con un circuito RLC paralelo inyectado a la línea a través de un transformador de relación 1:N. Lo que nos llevaba a una expresión como la siguiente para la impedancia equivalente del resonador vista desde la línea:

$$Z = \frac{N^2 R}{1 + j2Q\Delta\omega/\omega_0}$$



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

, donde $Q = R/\omega_0 L$ es el factor de calidad no cargado del circuito resonante paralelo equivalente, ω_0 es la frecuencia de resonancia, y $\Delta\omega = \omega - \omega_0$. Ya citamos en el Tema 2 un método mixto teórico-experimental para diseñar el conjunto resonador-línea microstrip acoplada. Se trataba de medir el coeficiente de reflexión visto desde la línea de 50Ω terminada hacia el resonador, en la frecuencia de resonancia.

En esa frecuencia sabemos que el coeficiente de reflexión será:

$$\Gamma = \frac{(Z_0 + N^2 R) - Z_0}{(Z_0 + N^2 R) + Z_0} = \frac{N^2 R}{2Z_0 + N^2 R} = \frac{g}{1 + g}$$

, donde g es el denominado como factor de acoplo, que es por definición:

$$g = \frac{Q}{Q_e} = \frac{R/\omega_0 L}{R_L/N^2\omega_0 L} = \frac{N^2 R}{2Z_0}$$

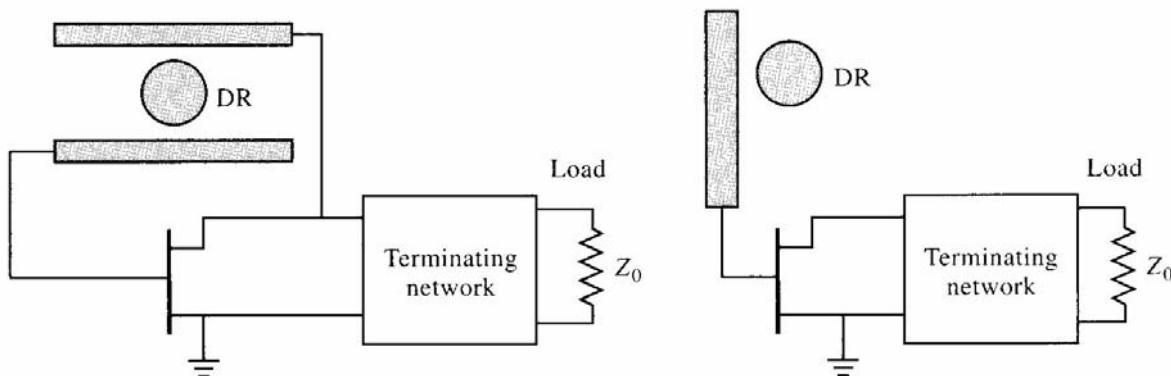
, donde Q_e es la Q externa del circuito resonante, que se definía como el factor de calidad debido a la resistencia de carga, en este caso R_L / N^2 , con $R_L = 2Z_0$ si la línea está terminada en sus dos extremos; es habitual dejar uno de los extremos de la línea en abierto, para que coloquemos el resonador a una distancia de $\lambda/4$ en un máximo de corriente y que el acoplo con el modo $TE_{10\delta}$ del resonador sea máximo. En este caso la $R_L = Z_0$ y el factor de acoplo g será el doble de la expresión anterior.

Bien, pues si medimos el coeficiente de reflexión en las proximidades de la frecuencia de resonancia del conjunto línea terminada-resonador podremos conocer la propia frecuencia, el factor de calidad y el factor de acoplo, despejando la g de la fórmula anterior:

$$g = \Gamma/(1 - \Gamma)$$

El paso final sería extraer de las gráficas al uso la distancia d en función de la Q_e , como en la figura 3.33 de la referencia [5.3]. A partir del modelo equivalente del resonador acoplado a la línea podremos pasar a los simuladores circuitales en los que tendremos que diseñar el resto de variables del oscilador DRO.

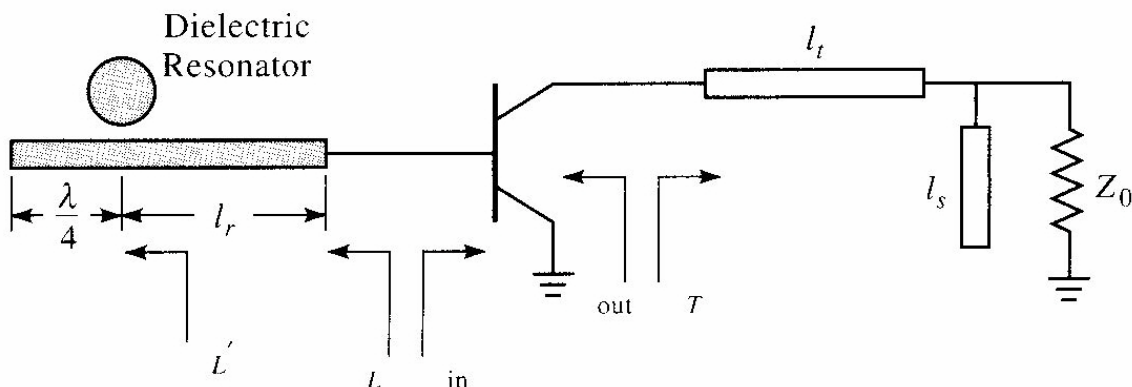
En todo caso, las estructuras de DRO son múltiples, basadas en múltiples opciones de configuración de oscilador: TRT bipolares, MESFET, etc., en puerta o base común, o fuente o emisor común, o colector o drenador común. Además tendremos la opción de utilizar la realimentación serie o paralelo para el elemento resonador, tal y como vemos en la figura siguiente:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

Por tanto, las opciones de diseño serán múltiples...la ventaja de la realimentación serie es que es más sencilla y, por tanto, más fácil de analizar suponiendo que es un amplificador inestabilizado, como hemos visto al comienzo del apartado. Vamos a verlo con un ejemplo.

EJEMPLO 4: Se trata de diseñar un oscilador DRO con realimentación serie, tal y como lo vemos en la figura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

Hemos utilizado el criterio de la línea en abierto para maximizar en $\lambda/4$ la interacción entre línea y resonador. También vemos que el circuito de adaptación en la salida es del mismo tipo que los ejemplos anteriores: línea serie + stub paralelo. Tendremos que diseñar la distancia al resonador, su separación de la línea y la red de salida.

La estructura es en emisor común y conocemos los parámetros S en esa configuración para la frecuencia de diseño: 2,4GHz

| S_{11} | S_{12} | S_{21} | S_{22} |
|----------|----------|----------|----------|
| 1,8/130° | 0,4/45° | 3,8/36° | 0,7/-63° |

En este caso no utilizaremos los círculos de estabilidad sino que, directamente, buscaremos un valor alto para el coeficiente de reflexión de salida eligiendo para ello un valor adecuado de Γ_L .

Conocemos la expresión del coeficiente de reflexión de salida en función del coeficiente de reflexión del circuito resonante y los parámetros S (¡de pequeña señal, recordarlo!).

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L}$$

Si queremos hacer este coeficiente grande, basta con aproximar a cero el denominador $\rightarrow S_{11}\cdot\Gamma_L \cong 1 \rightarrow 1,8/130^\circ \cdot [|\Gamma_L|, \arg(\Gamma_L)] \cong 1 \rightarrow$ elegimos un valor de 0,6/-130 para $\Gamma_L \rightarrow$ da un valor de $\Gamma_{out} = 10,7/132^\circ$.

Ahora aplico el criterio de arranque de la oscilación, igualando la suma de la impedancia terminal y de salida a cero, con el factor 1/3 para facilitar el arranque y posterior mantenimiento:

$$\Gamma_{out} = 10,7/132^\circ \rightarrow$$

$$Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}} = 50 \frac{1 + 10,7/132^\circ}{1 - 10,7/132^\circ} = -43,7 + j6,1 \Omega.$$

$\rightarrow Z_T = 14,56 - j \cdot 6,1 \rightarrow Z_T|_{50\Omega} = 0,29 - j \cdot 0,122$, que será la impedancia normalizada a la que tengo que transformar los 50Ω terminales. Es evidente que hay un error en el valor de esta impedancia que aparece en el ejemplo 11.10 en el Pozar.

Esto lo puedo hacer en carta de Smith, www.amanogawa.com, teniendo en cuenta que si quiero hacerlo hacia el generador (es la única opción en AMANOGAWA) deberá partir de la compleja conjugada del valor de Z_T .

Si lo hacemos en Carta de Smith podremos hacerlo yendo hacia la carga desde la Z_T conocida: primero paso a Y_T , luego viajo hacia la carga por coeficiente de reflexión constante hasta el punto de cruce con el círculo de parte real 1, y elimino la parte imaginaria con el stub en abierto.

La longitud del stub la puedo leer directamente partiendo desde el abierto de impedancia (corto de admitancia que es como está la carta en este momento) yendo hacia el generador hasta el punto de parte imaginaria que hemos deducido.

Intentar estos pasos manualmente en la Carta es un buen ejercicio.

Los valores que salen son: $0,4 \cdot \lambda$ para la longitud de la línea y $0,35 \cdot \lambda$ para la longitud del stub. La salida está pues adaptada a la condición impuesta para el arranque y mantenimiento de la oscilación. Pasemos a la entrada: aquí debemos calcular la longitud hasta el resonador y la separación de éste de la línea.

El primer criterio que utilizamos es: sabemos que el circuito equivalente del resonador en resonancia visto desde la línea es una impedancia con sólo parte real ($N^2 R$) → el ángulo de fase del coeficiente de reflexión complejo en ese punto debe ser 0° o 180° → en caso de resonador subacoplado ($g < 1$), se demuestra que la fase apropiada para Γ es 180° → se debe alcanzar esa fase con la longitud l_r . Por su parte la magnitud del coeficiente de reflexión no habrá variado.

Ya hemos elegido un valor para $\Gamma_L = 0,6 / -130^\circ$, por tanto:

$$\Gamma'_L = \Gamma_L e^{2j\beta l_r} = (0,6 \angle -130^\circ) e^{2j\beta l_r} = 0,6 \angle 180^\circ$$

→ Podemos leer directamente en la Carta la longitud de línea que produce el desfase total de 310° → longitud $l_r = 0,431 \cdot \lambda$. En la misma carta puedo leer que la impedancia real en ese punto de coeficiente de reflexión es:

$$Z'_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma'_L}{1 - \Gamma'_L} = 12,5 \Omega$$

El coeficiente de acoplo será, por definición, la relación entre esta impedancia equivalente y la impedancia de la línea, Z_0 en este caso pues tenemos un extremo en abierto:

$$g = \frac{N^2 R}{Z_0} = \frac{12,5}{50} = 0,25$$

Aquí podemos acudir a las gráficas específicas para saber cual es la distancia al resonador que da este factor de acoplo → dependerá del material y tamaño del resonador, es decir su Q, y de la Q externa. Ver gráfica en página 116 de ref. [5.3].

Para terminar el ejemplo vamos a visualizar la variación de la magnitud del coeficiente de reflexión de salida en las cercanías de la frecuencia de referencia, lo que nos dará una idea de la estabilidad de la frecuencia de oscilación. Para hacer esto debemos utilizar la ecuación del inicio del ejemplo,

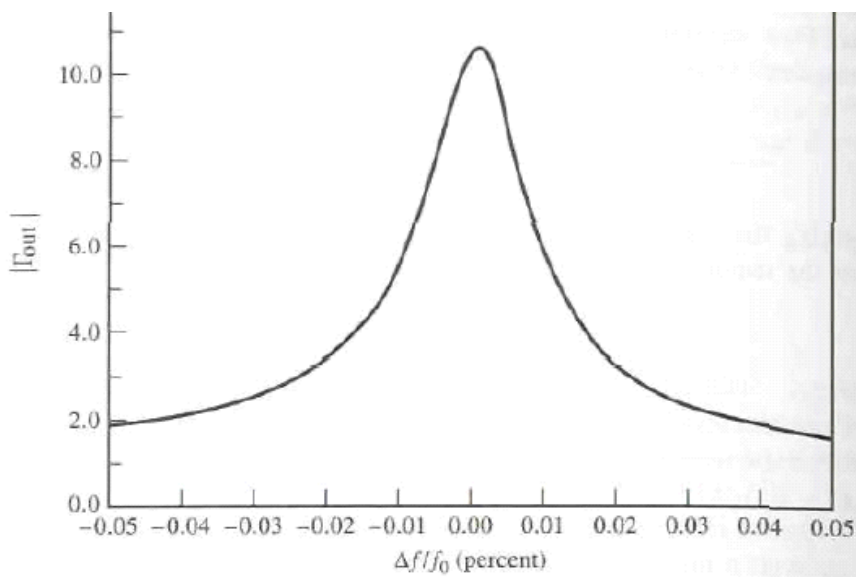
$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{11} \Gamma_L}$$

Con Γ_L puesto en función de Γ'_L y éste en función de Z'_L , con las fórmulas anteriores. A su vez Z'_L será la expresión de la impedancia equivalente del resonador:

$$Z = \frac{N^2 R}{1 + j2Q\Delta\omega/\omega_0}$$

Con estas expresiones y una herramienta de cálculo adecuada (Matlab, por ejemplo) podemos visualizar como varía un parámetro crítico del oscilador, su Γ_{out} . Se ha de suponer que en el pequeño margen de variación de frecuencia la longitud de la línea se puede considerar como constante.

Está claro que con lo que hemos visto, la Q del resonador influirá positivamente en la selectividad de la respuesta del coeficiente, tal y como vemos en la figura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. Jon Wiley & Sons, Inc.

La variación es muy brusca en el rango de 1 o 2 % de variación de frecuencia.

EJEMPLO 5: En este caso es un oscilador DRO, también realimentación serie, para trabajar como oscilador en la banda C, en 3.65GHz, con un nivel mínimo de +10dBm. Vamos a ver una aproximación teórico-experimental al diseño del DRO. Este ejemplo está basado en el artículo:

**SIMULATION
AND MEASUREMENT
OF A C-BAND
LOW NOISE DIELECTRIC
RESONATOR OSCILLATOR**

R.A. ABD-ALHAMEED, M. ZEWANI,
P.S. EXCELL, J.G. GARDINER
AND N.J. McEWAN
*Bradford University
Bradford, UK*
N.T. ALI
*Etisalat Polytechnic
Sharjah, UAE*

, de la revista Microwave Journal Abril 2004.

Los pasos que se siguen habitualmente en el diseño de este tipo de osciladores son los siguientes:

1. Elección del dispositivo activo → debe ser capaz de dar la potencia exigida
2. Inestabilización del dispositivo → habitualmente se trata de añadir una pequeña reactancia, o stub en abierto o corto, en el terminal común del dispositivo activo con el objetivo de maximizar los coeficientes de reflexión de entrada y salida
3. Maximización del coeficiente de reflexión de salida → se busca la posición del resonador para ello.

4. Búsqueda del plano de referencia óptimo → es un punto en la línea de salida en el que la variación de la Resistencia negativa con la frecuencia es mínima → estabilidad
5. Adaptación y comprobación de la condición de oscilación → se trata de adaptar la salida a la carga terminal con un criterio de arranque y máxima estabilidad

En todos estos pasos es prácticamente obligatorio el uso de los simuladores, como vemos en el ejemplo. El primer paso es la elección del dispositivo activo, que en este caso es el ATF-10136 de Agilent, que como vemos tanto en frecuencia como en nivel parece un dispositivo adecuado.

Features

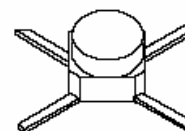
- **Low Noise Figure:**
0.5 dB Typical at 4 GHz
- **Low Bias:**
 $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$
- **High Associated Gain:**
13.0 dB Typical at 4 GHz
- **High Output Power:**
20.0 dBm Typical $P_{1\text{dB}}$ at 4 GHz
- **Cost Effective Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packaging Option Available**^[1]

Description

The ATF-10136 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a cost effective microstrip package. Its premium noise figure makes this device appropriate for use in the first stage of low noise amplifiers operating in the 0.5-12 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length using airbridge interconnects between drain fingers. Total gate periphery is 500 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

36 micro-X Package



Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

| Symbol | Parameters and Test Conditions | Units | Min. | Typ. | Max. |
|------------------|---|--|----------------|------------------------------|------|
| NF ₀ | Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 25\text{ mA}$ | $f = 2.0\text{ GHz}$ $f = 4.0\text{ GHz}$ $f = 6.0\text{ GHz}$ | dB dB dB | 0.4 0.5 0.8 | 0.6 |
| G _A | Gain @ NF ₀ : $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 25\text{ mA}$ | $f = 2.0\text{ GHz}$ $f = 4.0\text{ GHz}$ $f = 6.0\text{ GHz}$ | dB dB dB | 12.0 16.5 13.0 11.0 | |
| P _{1dB} | Power Output @ 1 dB Gain Compression $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 70\text{ mA}$ | $f = 4.0\text{ GHz}$ | dBm | 20.0 | |
| G _{1dB} | 1 dB Compressed Gain: $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 70\text{ mA}$ | $f = 4.0\text{ GHz}$ | dB | 12.0 | |
| g _m | Transconductance: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ | | mmho | 70 | 140 |
| I _{DSS} | Saturated Drain Current: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ | | mA | 70 | 130 |
| V _P | Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 1\text{ mA}$ | | V | -4.0 | -1.3 |

Fuente: <http://www.avagotech.com/>

Como vemos, tanto el rango frecuencial como la potencia de salida cumplen sobradamente lo que necesitamos. Habitualmente el punto de trabajo en cuanto a potencia de salida estará por debajo del P_{1dB} si queremos conseguir bajo ruido de fase y bajos armónicos. En todo caso, hay fórmulas aproximadas que nos dicen cuál es la potencia máxima de oscilador que podemos obtener de los datos del dispositivo como amplificador (ver ref. [5.3]):

$$P_{osc}|_{\max} = P_{sat} \left(1 - \frac{1}{G_0} - \frac{\log G_0}{G_0} \right)$$

, donde P_{sat} es la potencia de saturación (habitualmente 2 o 3dB por encima del P_{1dB}; son 3,5dB exactos en el caso de TRT bipolares) y G₀ es la ganancia del amplificador en zona lineal. Si utilizamos esta fórmula con el ATF veremos que estamos sobrados para extraer los 10dBm que nos piden – supuesto P_{1dB} igual para V_{DS} = 2V, I_{DS} = 25mA-.

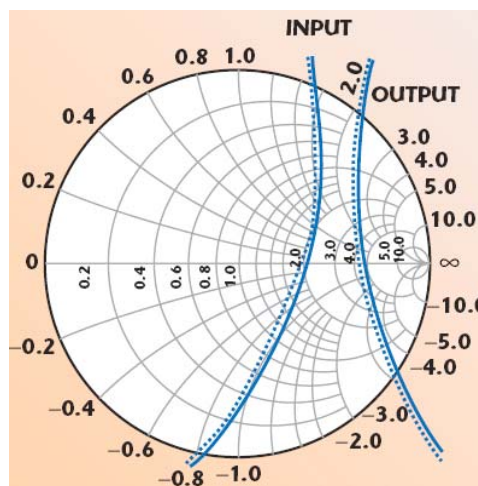
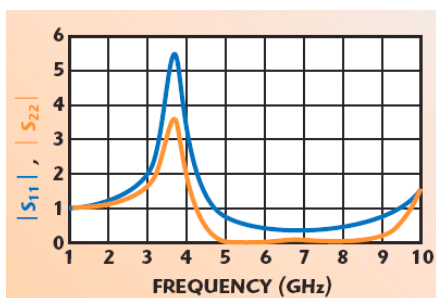
Para empezar con el diseño contamos con los parámetros S para el punto de polarización recomendado para bajo ruido; es típico elegir ese punto para trabajar como oscilador.

Typical Scattering Parameters, Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 25 \text{ mA}$

| Freq. GHz | S_{11} | | dB | S_{21} | | dB | S_{12} | | S_{22} | |
|-----------|----------|------|------|----------|------|-------|----------|------|----------|------|
| | Mag. | Ang. | | Mag. | Ang. | | Mag. | Ang. | Mag. | Ang. |
| 0.5 | .98 | -18 | 14.5 | 5.32 | 163 | -34.0 | .020 | 78 | .35 | -9 |
| 1.0 | .93 | -33 | 14.3 | 5.19 | 147 | -28.4 | .038 | 67 | .36 | -19 |
| 2.0 | .79 | -66 | 13.3 | 4.64 | 113 | -22.6 | .074 | 59 | .30 | -31 |
| 3.0 | .64 | -94 | 12.2 | 4.07 | 87 | -19.2 | .110 | 44 | .27 | -42 |
| 4.0 | .54 | -120 | 11.1 | 3.60 | 61 | -17.3 | .137 | 31 | .22 | -49 |
| 5.0 | .47 | -155 | 10.1 | 3.20 | 37 | -15.5 | .167 | 13 | .16 | -54 |
| 6.0 | .45 | 162 | 9.2 | 2.88 | 13 | -14.3 | .193 | -2 | .08 | -17 |
| 7.0 | .50 | 120 | 8.0 | 2.51 | -10 | -13.9 | .203 | -19 | .16 | 45 |
| 8.0 | .60 | 87 | 6.4 | 2.09 | -32 | -13.6 | .210 | -36 | .32 | 48 |
| 9.0 | .68 | 61 | 4.9 | 1.75 | -51 | -13.6 | .209 | -46 | .44 | 38 |
| 10.0 | .73 | 42 | 3.6 | 1.52 | -66 | -13.7 | .207 | -58 | .51 | 34 |
| 11.0 | .77 | 26 | 2.0 | 1.26 | -82 | -13.8 | .205 | -73 | .54 | 27 |
| 12.0 | .80 | 14 | 1.0 | 1.12 | -97 | -14.0 | .200 | -82 | .54 | 15 |

Fuente: <http://www.avagotech.com/>

Vemos que el ATF tiene pinta de ser incondicionalmente estable en 3,65GHz y de hecho así es si calculamos el factor K. Necesitaremos una realimentación y al ser la configuración elegida para el DRO de realimentación serie y el dispositivo en fuente común, colocaremos una reactancia (línea en abierto) para aumentar la inestabilidad. Podemos analizar en un simulador lineal el efecto sobre los coeficientes de reflexión de entrada y salida:

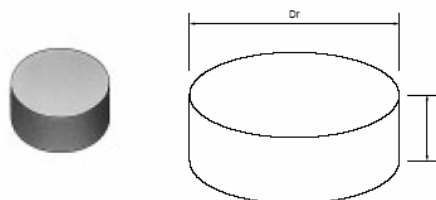


Una vez elegido el valor de los coeficientes de reflexión de entrada y salida en la zona inestable, podremos abordar el diseño de la red de adaptación de salida y de la línea de entrada y la posición del resonador, como en el ejemplo anterior.

Previamente debemos elegir el resonador adecuado para la aplicación. Lo habitual es acudir a los fabricantes y dejarse guiar por su hoja de selección. En este caso la pieza es:

■ Features

1. High Q of 6,000 at 7GHz
2. High dielectric constant : $\epsilon_r=38$
3. Resonant frequency temperature coefficient can be chosen from -4 to 10ppm/(degree C). Tolerance of the frequency temperature coefficient can be chosen from +0.5, +1, and +2 ppm/(degree C).
4. Resonant frequency can be chosen from 1.5 to 12.5GHz.
5. Low price



DRD1500666U□□□00T

15.02 ±0.05 mm

6.66 ±0.05 mm

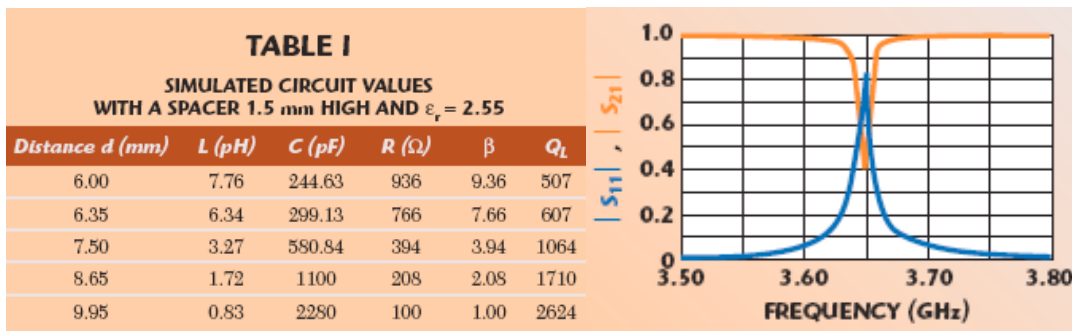
3.55-3.86 GHz

Fuente: www.murata.com

Vemos que el resonador es bastante voluminoso; 15mm de diámetro y 6,66 de altura, como corresponde a la frecuencia relativamente baja en la que estamos trabajando.

Una vez elegido el resonador y el transistor, se procede a definir el sustrato a utilizar y también, en este caso, un separador para colocar entre el resonador y el sustrato. Este se suele utilizar para evitar adherir con cola el resonador y así degradar su funcionamiento; en todo caso estos separadores deben ser de constante dieléctrica similar a la del sustrato y no introducir pérdidas apreciables en microondas.

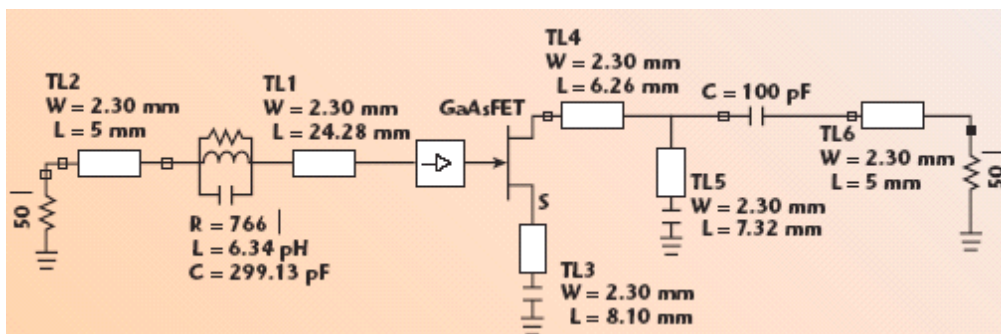
La siguiente tabla representa los valores del modelo equivalente del resonador + separador de 1,5mm y $\epsilon_r = 2,55$, visto como una RLC paralelo y con un factor o coeficiente de acoplo al que en este artículo y también en la referencia [5.3] se le denomina como $\beta \rightarrow$ equivale al factor de acoplo g del que hemos hablado hasta ahora, basándonos en el Pozar. Los valores de la tabla se han extraído con un simulador adecuado para estos resonadores dieléctricos, tal y como vimos en el Tema 2.



La gráfica representa la simulación del coeficiente de reflexión y del de transmisión de la línea de 50Ω a la que se acopla el resonador, para el caso de la separación de 8,65mm. Recordar que la distancia es desde el centro del resonador al borde de la microstrip. Como vemos el simulador dice que la frecuencia central es exactamente 3,65GHz.

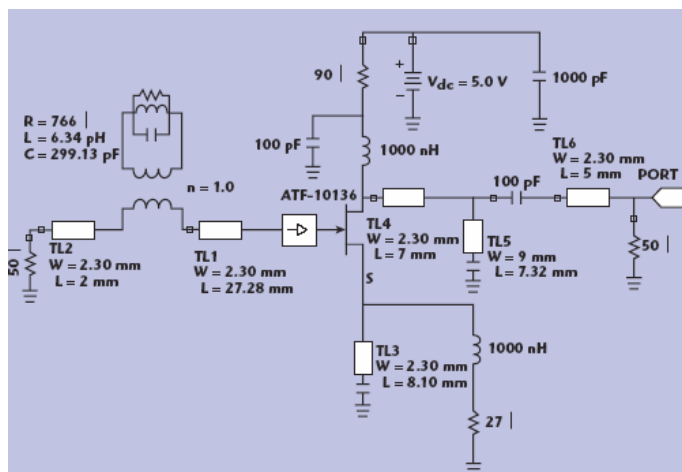
Observar en la tabla que la Resistencia equivalente del resonador visto en la línea es de $\beta \cdot 2 \cdot Z_0 = \beta \cdot 100$, dado que en este caso se ha elegido mantener la línea acabada en 50Ω . Corroboramos por identificación de valores que $\beta = g$.

Gracias a este modelo equivalente, podemos ejecutar una simulación circuital lineal, por ejemplo en ADS, que ya nos dirá si el oscilador puede al menos arrancar. Posteriormente tendremos que pasar al simulador no lineal, con el modelo no lineal del dispositivo, para poder conocer las prestaciones del oscilador en Potencia y Ruido de Fase. Veamos el circuito usado para el análisis lineal.



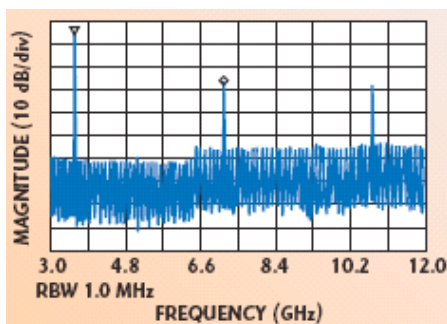
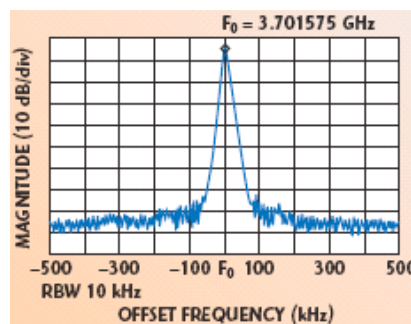
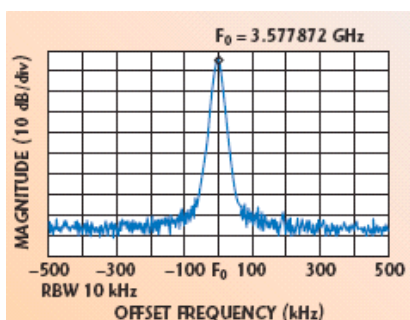
La posición del resonador en la línea se puede elegir con el mismo criterio que el ejemplo anterior: maximizar el coeficiente de reflexión en la salida a partir de minimizar el denominador de la expresión que obliga a acercarse a 1 el producto de coeficiente de reflexión Γ_L por S_{11} en la entrada del TRT. Luego tendré que buscar el desfase que debe suponer 0 o 180° enfrente del resonador.

Una vez introducido el modelo no lineal del transistor, podemos hacer un análisis no lineal del circuito de forma que podamos simular el resto de características del oscilador. El circuito de simulación sería el siguiente:



Como vemos han variado ligeramente los valores debido a optimizaciones que se han hecho en la fase lineal de simulación. También se ha introducido la red de polarización que nos pone las condiciones deseadas de 2 voltios, 25mA.

Los resultados de la simulación enseñan un oscilador de buena calidad, con 11.7dBm de señal de salida, -120dBc/Hz a 100Khz. de Ruido de fase, fácilmente sintonizable con un tornillo en un margen de 130MHz (3,5%), y unos armónicos a más de 20dB por debajo; la frecuencia de resonancia libre se nos ha desplazado a 3,578GHz por causa de las aproximaciones en el diseño y en los cambios posteriores para optimizar señal de salida y ruido de fase. De hecho el punto de colocación del resonador y su distancia se han buscado experimentalmente con el criterio de optimizar ambos parámetros.



El resto de características medidas son: pulling de 1930Khz. para variación de carga típica, pushing de 125KHz (0,0034%) para 1 voltio de variación en la tensión de alimentación.

Además se ha de corroborar que no existen otras oscilaciones parásitas debidas exclusivamente al amplificador inestable: para eso, la mejor opción es asegurar que eliminando el resonador no se produce ninguna oscilación. Es una prueba fácil de realizar en el transcurso del desarrollo.

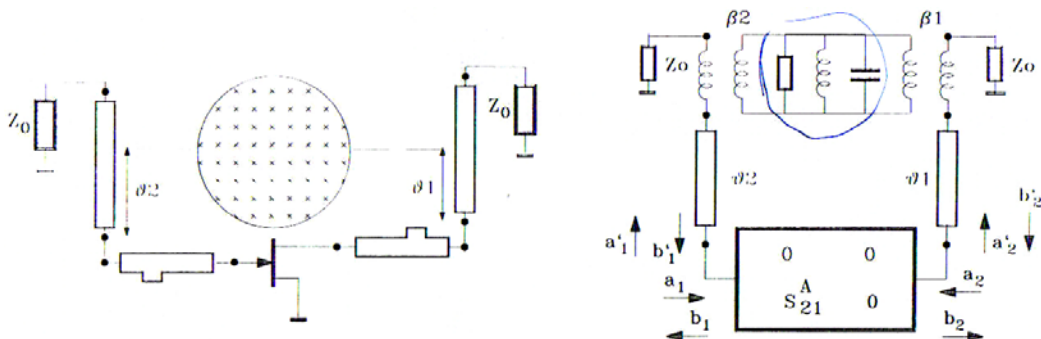
5.3.2 Osciladores con Resonador DRO en realimentación paralelo

Si utilizamos la realimentación paralelo el diseño se complicará ligeramente puesto que, con el mismo resonador, deberemos controlar dos distancias críticas simultáneamente: las distancias a las líneas de entrada y salida. Además el dispositivo activo en esta configuración está funcionando como amplificador, con lo que el diseño se realiza de otra forma y podemos funcionar con un amplificador, en principio, incondicionalmente estable. Esto asegurará la no presencia de oscilaciones parásitas.

Por el contrario, los rangos de sintonización de esta estructura serán muy pobres y tampoco ofrecerá un gran nivel de salida.

Simplemente vamos a esbozar los pasos a seguir en el diseño, que se basan en la distinción de dos cuadripolos en el circuito: el transistor y sus redes de adaptación y la red de realimentación de la que forma parte el resonador.

1. Suponemos que el transistor va a estar adaptado en entrada y salida. Para ello tenemos las redes de adaptación en ambos terminales.



Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

2. Estamos suponiendo adaptación perfecta para el amplificador y un circuito equivalente RLC paralelo para el resonador. El circuito de realimentación tendrá su propia matriz de parámetros S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ S_{21}^A & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^L & S_{12}^L \\ S_{21}^L & S_{22}^L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \end{bmatrix}$$

3. Cuando conectamos las dos redes: $a_1' = b_1$, $a_2' = b_2$, $b_1' = a_1$, $b_2' = a_2$; tendremos la matriz conjunta, cuyo análisis lleva a la condición de oscilación del conjunto. Para ello debemos suponer $a_1 \neq 0$.

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^L & S_{12}^L \\ S_{21}^L & S_{22}^L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ S_{21}^A a_1 \end{bmatrix} \rightarrow a_1 (1 - S_{12}^L S_{21}^A) = 0 \rightarrow \text{Si } a_1 \neq 0 \rightarrow S_{12}^L S_{21}^A = 1$$

4. El diseño consiste en hallar los valores de coeficientes de acoplo β_1 , β_2 , y longitudes θ_1 , θ_2 que hagan cumplir esta condición.
5. Primer paso \rightarrow Adaptación del transistor: se adapta con redes sencillas línea + stub, como las que ya hemos usado, en banda estrecha y calculamos S_{21}^A , en módulo y fase $\rightarrow S_{21}^A = |S_{21}^A| e^{j\phi_1}$

6. Segundo Paso → Calculamos longitudes y acoplos, para lo que tenemos esta expresión de S_{12}^L , en resonancia, para el resonador acoplado a dos líneas terminadas en Z_0 .

$$S_{12}^L = \frac{\sqrt{\beta_1 \beta_2}}{2 + \beta_1 + \beta_2} e^{-j(\vartheta_1 + \vartheta_2)}$$

7. Si aplicamos la condición de oscilación:

$$\frac{\sqrt{\beta_1 \beta_2}}{2 + \beta_1 + \beta_2} = \frac{1}{|S_{21}^A|}$$

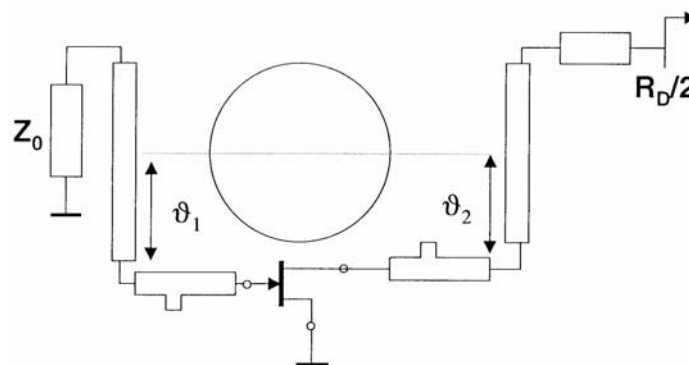
$$\vartheta_1 + \vartheta_2 + \phi_1 = 360^\circ$$

Estas ecuaciones pueden tener múltiples soluciones, pero cogemos la que es **simétrica** → iguales longitudes y acoplos. Es un criterio muy utilizado tanto en Radio Frecuencia como en frecuencias de microondas, porque da lugar a diseños de layouts mucho más agradables estéticamente (pero no sólo por eso) → se acepta comúnmente, en una norma empírica no escrita, que los diseños con cierta simetría tendrán un comportamiento final mejor. Por tanto:

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{2}{|S_{21}^A| - 2}$$

$$\vartheta_1 = \vartheta_2 = 180^\circ - (\phi_1 / 2)$$

Último Paso: se ha de buscar el plano en la salida en el que el oscilador tiene un mejor comportamiento → es decir en ese punto el oscilador equivaldrá a una resistencia negativa máxima R_D , $\frac{\partial R_D}{\partial \omega} = 0$ → el coeficiente de reflexión de salida se ha optimizado → luego se adapta a un valor $R_D/2$, para conseguir máxima potencia añadida.



Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

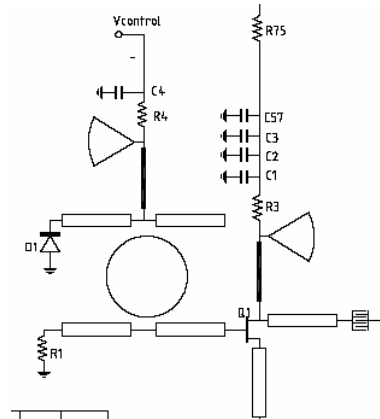
Este típico esquema suele dar osciladores de buena calidad, con un ruido de fase de alrededor de 90dBc/Hz a 10KHz para una frecuencia de oscilación de 7,2GHz. También es una solución habitual en osciladores de LNB de recepción de TV satélite.

5.3.3 DRO VCO: Osciladores VCO con Resonador Dieléctrico

Una aplicación muy extendida de este tipo de osciladores es el VCO de microondas: colocando un varicap o varactor en serie con una línea acoplada al resonador en el lado libre del mismo, conseguimos sintonizar electrónicamente el conjunto. Los márgenes de sintonía suelen ser del orden del 0,2% de la frecuencia central. Para el oscilador de 3,65GHz serían 7MHz, aunque se puede aumentar aumentando el acoplo y un varactor de mayor recorrido.

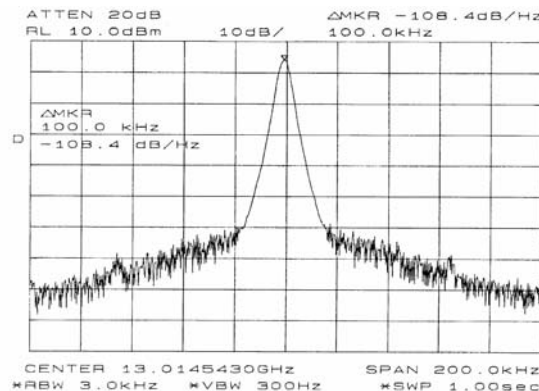
Muchas veces el uso de este tipo de reactancias variables en paralelo cumple la función de asegurar la exactitud de la frecuencia de oscilación, formando parte de un lazo cerrado (PLL), como es el caso de la figura. De hecho esta estructura de oscilador forma parte tanto del receptor como del transmisor de una estación de usuario VSAT, con los osciladores en las proximidades de 11 y 13GHz respectivamente.

Una breve explicación del funcionamiento del oscilador: la tensión de control junto con el varactor hace variar la frecuencia de oscilación un margen de +5 a +- 10MHz. El objetivo es compensar las variaciones del resonador con la temperatura. La tensión de control se genera en un dispositivo del que veremos algún detalle en el apartado siguiente, un SPD o Sampling Phase Detector → es un multiplicador + detector de fase integrado que compara una referencia multiplicada con el oscilador y da como resultado una tensión de control proporcional al error de fase (su derivada será el error de frecuencia) → esa tensión de control, con el signo conveniente, sirve para ejecutar la compensación en el DRO.



Fuente: Transceiver VSAT VSA-111 obsoleto Ikusi s.a.

El inconveniente de este tipo de estructuras es que empeoran el Ruido de fase del conjunto y, además, el empeoramiento es mayor cuanto mayor es el recorrido del VCO → mayor peso del varicap en el conjunto. En la figura vemos la respuesta de un oscilador de estas características para el caso de la parte de transmisión en el transceiver VSAT:



Fuente: Transceiver VSAT VSA-111 obsoleto Ikusi s.a.

Vemos un ruido de fase del orden de 108dBc/Hz a 100Khz. El recorrido del VCO es de 20MHz. Si reducimos este a la mitad, tendremos 3dB de mejora hasta los 111dBc/Hz

5.4 MULTIPLICADORES

Vamos a ver un tipo de dispositivo muy utilizado en frecuencias de microondas, donde puede ser interesante partir de un oscilador de más baja frecuencia, fácilmente sintetizable como se ha visto en Electrónica de Comunicaciones, para después multiplicarla por sí misma: en realidad se trata de generar múltiples armónicos y seleccionar el que nos interese. Pero no es esta la única aplicación de este tipo de dispositivos: ya hemos comentado que puede ser un elemento necesario también, formando parte de lazos de control de DRO.

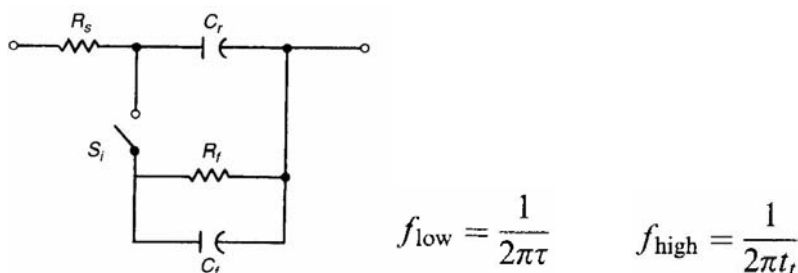
Los dispositivos que se usan para ejecutar esta función pueden ser tanto diodos específicos para frecuencias altas, de los cuales se aprovecha su respuesta no lineal para la generación de armónicos, como los transistores que hemos visto que también se pueden colocar en estructuras y polarizaciones que generan multiplicación. Está claro que lo que buscaremos en la multiplicación es un buen rendimiento, lo que se podrá conseguir más fácilmente con elementos con ganancia como MESFET, HBT y HEMT.

La extensión del tema es, por tanto, alta y nos limitaremos a ver un par de casos prácticos.

5.4.1 Multiplicadores con diodos: Varactor y Step-Recovery (SRD)

En el caso de los diodos, se pueden ver varios tipos de multiplicadores dependiendo de cuál sea el mecanismo que genera la aparición de armónicos de la señal inyectada:

- de *Resistencia no Lineal*: la multiplicación se puede realizar aprovechando la resistencia no lineal en la curva de transferencia estática $v-i$.
- de *Reactancia no lineal*: aprovechan la relación no lineal que hay entre carga q y voltaje v en los varactores.
- Tipo *Step-Recovery* o SRD, es un caso especial de los últimos: la polarización del varactor pasa a ser directa en parte del ciclo, con lo que se produce un mecanismo en la unión que se asemeja a un rapidísimo conmutador de corriente de portadores minoritarios, que genera un tren de pulsos con tiempos de subida de pico-segundos → equivale a un gran generador de armónicos. Más datos en la referencia [5.3]; anotamos cual sería su circuito equivalente:



Fuente: Microwave Solid State Design. Second Edition. Inder Bahl and Prakash Bhartia. Ed. Wiley-Interscience

, donde observamos que el conmutador modela el efecto del paso del diodo del modo de conducción directo (conmutador cerrado) al inverso (conmutador abierto). Las frecuencias de funcionamiento del diodo están limitadas por un lado por el tiempo de vida de los portadores minoritarios τ , que será largo, y por otro por el tiempo de transición t_t , que sería el tiempo en el que la corriente de conducción inversa se reduce a cero. Este rápido decrecimiento es el origen de la gran generación de armónicos.

Veamos alguna característica de un diodo real.

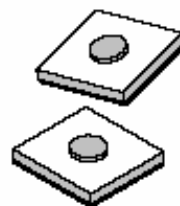
Silicon Step Recovery Diode Chips



CVB1031 and CVB1151

Features

- For Frequency Multiplying and Pulse Shaping
- Fast Transition Time for Multiplication to 18 GHz
- Long Carrier Lifetime for Input Frequencies Below 50 MHz
- Rugged, Passivated Chip Design



Description

Alpha's product line of silicon step recovery diode chips are designed for use in high order frequency multiplier, comb generator and pulse shaping applications. These mesa designed chips have a small outline (12 x 12 mils nominal) and are fully passivated resulting in low leakage current and high reliability. The CVB1031-000 may be used at input frequencies below 50 MHz and will generate harmonics beyond 12 GHz. The CVB1151-000 may be used at input frequencies below 100 MHz and will generate harmonics beyond 18 GHz.

Absolute Maximum Ratings

| Characteristic | Value |
|------------------------------------|-------------------|
| Reverse Voltage (V_R) | Breakdown Voltage |
| Forward Current (I_F) | 100 mA |
| Power Dissipation (P_D) @ 25°C | 250 mW |
| Operating Temperature (T_{OP}) | -55 to +150°C |
| Storage Temperature (T_{ST}) | -65 to +200°C |

Electrical Characteristics at 25°C

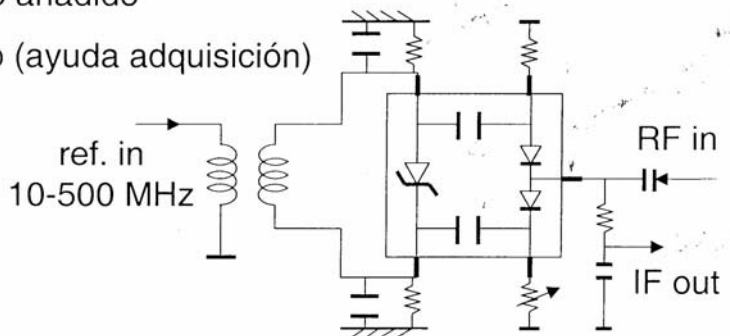
| Part Number | Breakdown Voltage (V) | C_J @ 5 V (pF) | | C_J @ 0 V (pF) | Carrier Lifetime (ns) | Transition Time (ps) | Cutoff Frequency (GHz) | Input Frequency (MHz) | Output Frequency (GHz) | Outline Drawing |
|-------------|-----------------------|------------------|------|------------------|-----------------------|----------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------|
| | Min. | Min. | Max. | Typ. | Min. | Max. | Min. | Typ. | Typ. | |
| CVB1031-000 | 30 | 0.25 | 0.5 | 0.5 | 20 | 100 | 300 | 50-1000 | 5-12 | 150-801 |
| CVB1151-000 | 15 | 0.25 | 0.5 | 0.4 | 10 | 70 | 300 | 100-3000 | 9-18 | 150-806 |

1. Breakdown voltage specified at 10 μ A.
2. Capacitance specified at 1 MHz.
3. Carrier lifetime specified at 10 mA.
4. Transition time specified at $V_R = 10$ V and $I_F = 10$ mA.
5. Cutoff frequency calculated from C_J @ 5 V and R_D at 100 mA, 100 MHz.

Fuente: www.skyworksinc.com

Vamos a ver un caso de aplicación de este tipo último de multiplicador: en el transceiver VSAT del cual forma parte el DRO de 13GHz, es el elemento encargado de generar el armónico necesario para que funcione el SPD y pueda deducir una tensión de control que me compense las variaciones de temperatura del DRO. Veamos el esquema:

- Muy poco ruido añadido
- Ajuste delicado (ayuda adquisición)

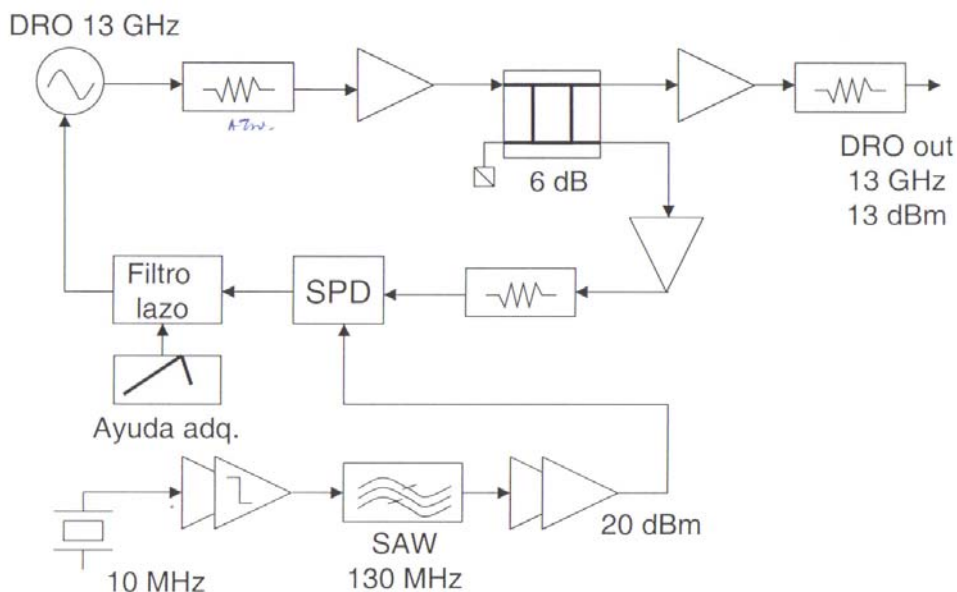


Fuente: Transceiver VSAT VSA-111 obsoleto Ikusi s.a.

Como vemos se trata de multiplicar una referencia muy exacta, normalmente un oscilador a cristal compensado en temperatura OCXO, por medio del SPD, generando el armónico deseado (en este caso, referencia = 10MHz \rightarrow x 13 = 130MHz \rightarrow x100 = 13GHz) y detectar la diferencia

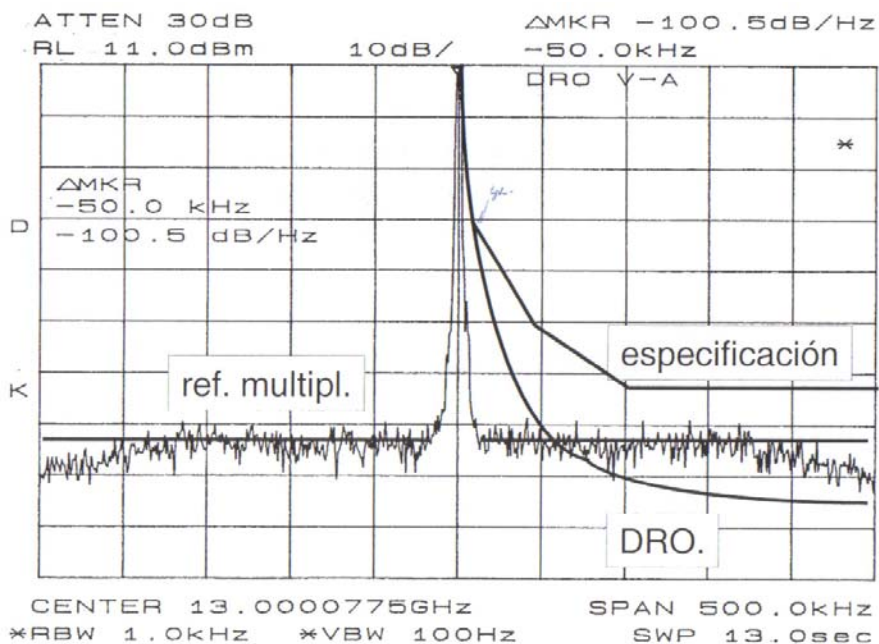
de frecuencia entre DRO y armónico. Es importante el punto de trabajo del diodo Step-Recovery, para optimizar el armónico deseado.

Veamos el diagrama de bloques del DRO completo:



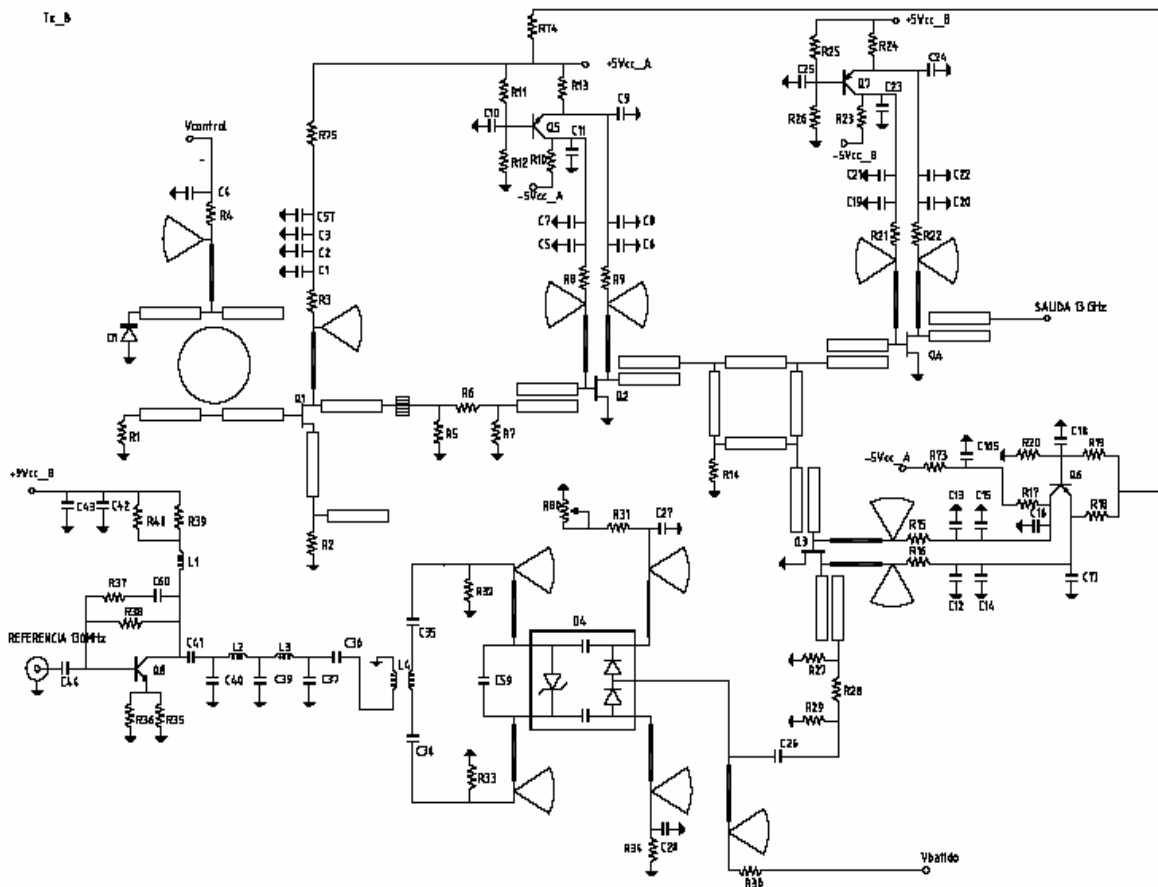
Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

En la gráfica vemos el resultado con la comparación entre referencia multiplicada y resultado del DRO:



Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

Y el esquema de aplicación, en el que destaca la necesidad de aplicar una gran amplificación al oscilador para poder polarizar correctamente al par de diodos detectores que nos extraen el batido entre referencia multiplicada y DRO.



Fuente: Transceiver VSAT VSA-111 obsoleto Ikusi s.a.

Por último remarcar el factor con el que empeora el ruido de fase cuando multiplicamos por N un oscilador → el Ruido de fase de la entrada se multiplicará por un factor de N^2 → si lo vemos en dB el factor será igual a $10\log N^2 \rightarrow 20 \log N$.

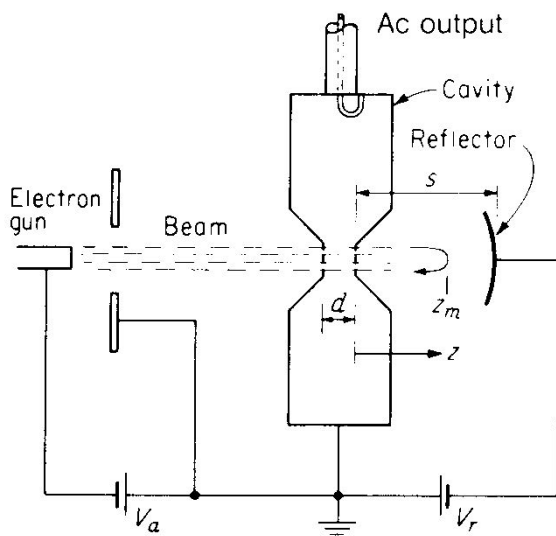
Para acabar, remarcar que existe también la posibilidad de hacer multiplicadores en base a transistores de microondas, aprovechando la no linealidad de la transconductancia, modelada por una fuente de corriente como vimos en el modelo lineal.

5.5 OSCILADORES DE POTENCIA: MAGNETRON, KLISTRÓN

Cuando queremos superar la centena de vatios con el oscilador, no nos queda otro remedio que acudir a los Tubos de Microondas. Ya los citamos en el tema anterior, pues estaban presentes en el gráfico que comparaba las potencias de salida de estado sólido y tubos.

En el caso del **Klitrón de Reflexión**, el oscilador se hace a través de la utilización de un fenómeno de realimentación tal y como vemos en la gráfica siguiente.

La idea es usar la misma cavidad para comenzar el efecto de bunching y, posteriormente extraer la señal RF inducida por el mismo. El razonamiento cualitativo sería el siguiente: suponiendo una señal RF inicial en la cavidad, se empezará a producir el fenómeno de la modulación de velocidad del haz de electrones a la vez que viajan hacia el reflector.



Fuente: Foundation for Microwave Engineering, Second Edition, Robert E. Collin, Wiley-Interscience

Este, polarizado negativamente a $-V_r$, afectará al haz decelerándolo y reflejándolo de nuevo hacia la cavidad.

El truco está en elegir adecuadamente el valor de V_r de forma que la corriente de RF inducida por el haz cuando vuelve esté en fase con la inicial. De este modo puedo reforzar el efecto de racimo e ir aumentando las corrientes que serán captadas por la sonda, convirtiendo la reflexión en un fenómeno de realimentación positiva característico de todos los osciladores.

A la relación de la corriente c.a sumada en fase y la tensión aceleradora en la cavidad c.a V_g (de gap), la denominamos como Admitancia Electrónica del Haz en el interior de la cavidad:

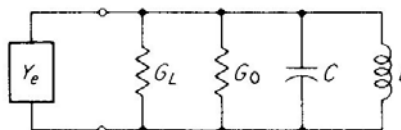
$$Y_e = \frac{I_e}{V_g} = \frac{I_0}{V_a} \frac{M^2}{2} \theta (\sin \theta + j \cos \theta)$$

A M se le conoce como Parámetro de Acople del Haz y toma un valor de:

$$M = \text{sen}(\beta_0 d/2) / (\beta_0 d/2)$$

El circuito equivalente será esta admitancia electrónica en paralelo con la cavidad y la condición de oscilación se dará cuando la suma de ambas admitancias sea cero, de forma que:

$$Y_e + (G_L + G_0) \left(1 + j \frac{2 \Delta \omega}{\omega_{010}} Q_L \right) = 0$$

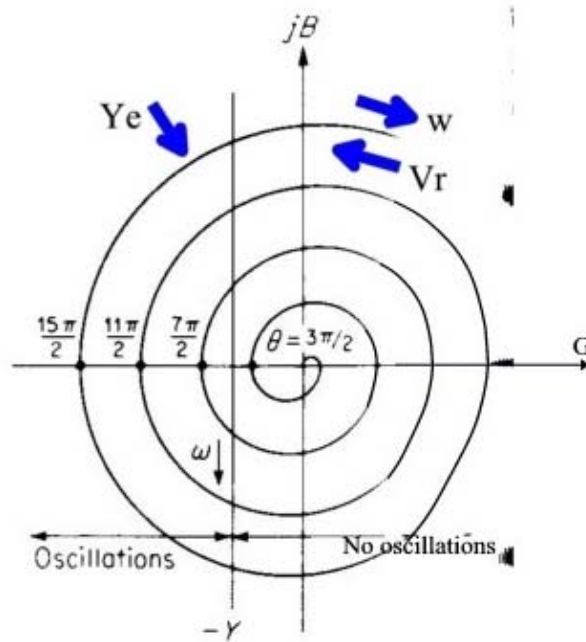


Con la idea de que el haz se ve decelerado por un campo uniforme de valor V_r/s y que el cambio de fase en la ida y vuelta será lineal con la distancia Z_m de la figura se puede deducir que el desfase total dependerá de la tensión de reflector, y que lo hará de esta forma:

$$\theta = \omega T = \frac{2v_0 s \omega}{\eta V_r}$$

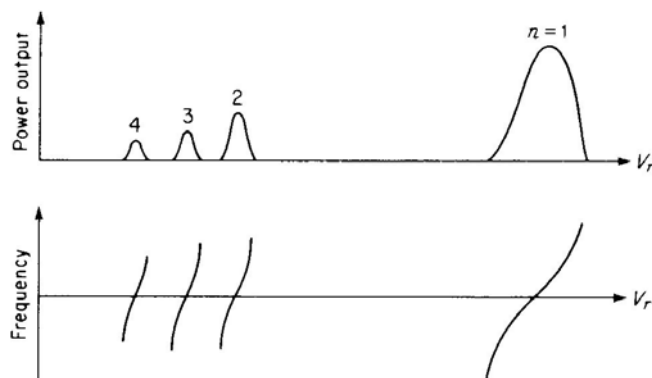
Por tanto las frecuencias de oscilación del klistrón de reflexión dependerán de V_r . Si representamos en un mismo plano ambas admitancias, el lugar geométrico que recorre la admitancia electrónica Y_e del haz en función de V_r y la frecuencia será una espiral como la de la figura.

Vemos en la figura cómo los puntos donde se igualan las admitancias dependen de V_r , de forma que el desfase tome valores de $\theta = 3\pi/2 + 2n\pi$, y cada valor de n dará una frecuencia de oscilación \rightarrow hay por tanto diferentes modos de oscilación con diferentes frecuencias, que dependen del valor de V_r una vez construido físicamente el oscilador.



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

Esto da lugar a las llamadas curvas de sintonía, donde se representa la potencia y la frecuencia que puede dar el oscilador en función de la tensión de reflector.



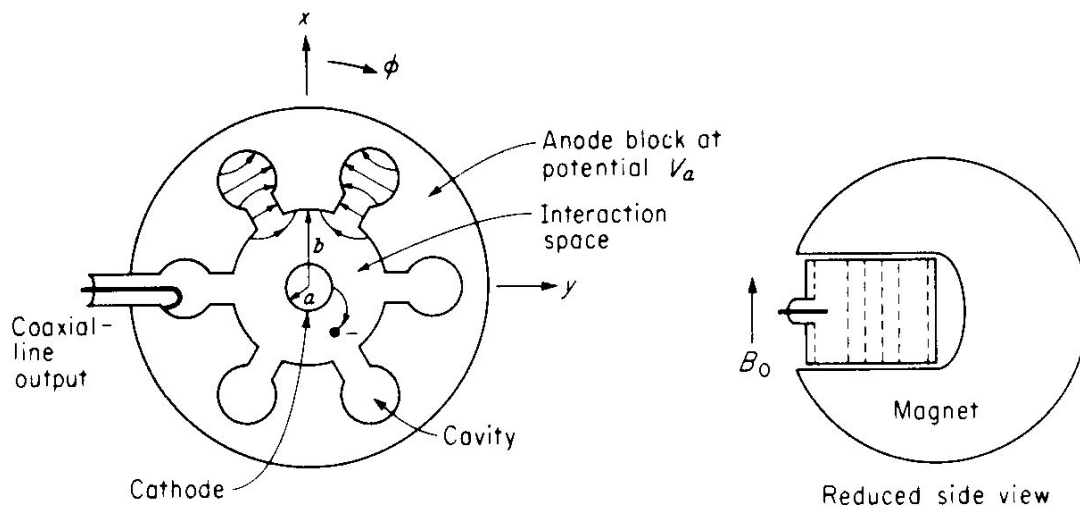
Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

El rango de potencias de diferentes aplicaciones, va desde los 100mW de pequeños dispositivos hasta los varios kilovatios que se utilizan en sistemas de radar comerciales. Hoy en día se están viendo sustituidos por los osciladores de estado sólido.

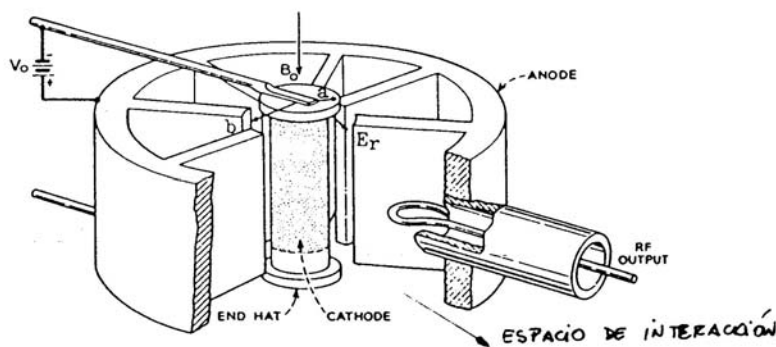
En el caso del **Magnetron**, fue el primer oscilador de Microondas diseñado y su utilización es extensiva en los Hornos de Microondas y en aplicaciones de potencia en Radar, donde no es necesario que el oscilador sea de una gran calidad, pues este es uno de los defectos de estos osciladores.

De hecho su funcionamiento típico es de forma pulsada, no continua, con una cifra típica de 500 pulsos/segundo, para poder manejar potencias muy altas en construcciones no muy voluminosas.

En la figura podemos ver el principio de funcionamiento del mismo:



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience



Fuente: Notas de Clase de Circuitos de Alta Frecuencia de ETSIT Bilbao, UPV

Se trata de una serie de cavidades cilíndricas o de otras geometrías, que rodean al cátodo de forma que el haz se ve confinado en el intermedio entre cátodo y ánodo con cavidades, debido a la fuerza ejercida por un campo magnético permanente perpendicular a la sección circular. Por tanto el haz se ve obligado a un recorrido circular alrededor del cátodo, con lo que nos encontraremos con una gran densidad de electrones girando en la denominada como *zona de interacción*.

Si se igualan la suma de fuerza centrífuga y la fuerza eléctrica debida al potencial de ánodo por un lado y la fuerza centrípeta provocada por el campo magnético por otro, podremos considerar que el haz de electrones girará alrededor del cátodo. Por tanto, con estos criterios, variaremos V_a hasta conseguir que esto sea así; este valor es:

$$V_a = \left(\omega_e r^2 \ln \frac{b}{a} \right) \left(B_0 - \frac{\omega_e}{\eta} \right)$$

El detalle de la deducción de la fórmula lo podemos encontrar en la referencia [5.2]. En la misma ω_e será la frecuencia angular del haz y η es la relación de carga / masa del electrón. Con esta tensión en el ánodo respecto al cátodo el haz de electrones se verá obligado a viajar alrededor del cátodo con frecuencia angular ω_e .

De nuevo, como vimos en los amplificadores, si en ese entorno se hace presente un campo electromagnético propagándose en el sentido acimutal a la misma velocidad ($\omega_e \cdot r$) que viaja el haz, se producirá una fuerte interacción entre ambos. ¿Cómo se produce el campo electromagnético? Los campos eléctrico y magnético (estáticos) mantienen el haz a velocidad radial constante \rightarrow cualquier perturbación empezará a causar que haya electrones que aceleren y otros que deceleren \rightarrow empezamos a ver de nuevo un fenómeno de racimo \rightarrow causará corrientes en las cavidades que producirán un campo RF.

La idea es que en las cavidades dispuestas de forma periódica alrededor de la zona de interacción, se excita un modo principal al que se le denomina como modo π , por el desfase que existe entre el campo en las cavidades sucesivas. Lo vemos en la figura que encabeza la página.

El estudio de este modo, es el estudio de un modo de propagación en una estructura periódica en $\Phi \rightarrow$ dará lugar a modos de propagación periódicos en Φ , o lo que es lo mismo armónicos espaciales radiales de periodo $p \rightarrow$ con N cavidades el periodo de todas las componentes de los campos en una posición radial r será $p = 2\pi / N \rightarrow$ el modo π será aquel que tenga el periodo en Φ de forma que haya un desfase de ese valor entre cavidades contiguas.

Estudiando la frecuencia angular que se produce para este modo en la posición intermedia entre ánodo y cátodo, $r = (b + a) / 2$, la tensión de ánodo que es capaz de producir este modo será (está deducido completo en [5.2]):

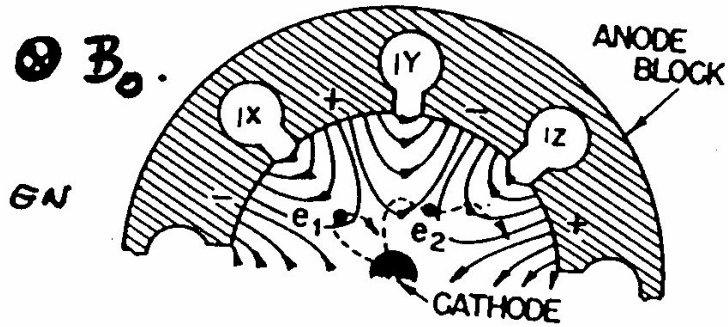
$$V_a = \frac{2\omega_{N/2}}{N(1 + 2n)} \frac{b^2 - a^2}{2} \left[B_0 - \frac{2\omega_{N/2}}{\eta N(1 + 2n)} \right]$$

, donde ω_e ha pasado a ser $\omega_{N/2}$ igualando las velocidades angulares de campos y haz (máxima interacción); y n sería el orden del armónico espacial n° n de los campos.

Desde el punto de vista físico la interacción entre haz y campos viajando a la misma velocidad se puede interpretar así:

- los electrones que viajen en zonas donde el campo es decelerador, darán energía al campo
- estos electrones que deceleran, al reducir su velocidad se mueven hacia el exterior y acabarán en el ánodo
- los electrones acelerados tenderán a caer hacia el cátodo mientras interfieren con otra zona del campo que los decelere, de forma que terminan dando energía al campo RF y siendo absorbidos por el ánodo
- estos electrones que terminan en el ánodo, previamente han dado su diferencia de energía al campo, posibilitando que en una de las cavidades pueda recoger con una sonda el modo de oscilación resultante. Las cavidades de la misma polaridad se conectan entre sí acumulando en la sonda todas las contribuciones que dan lugar al oscilador.
- la frecuencia de oscilación dependerá de la frecuencia con la que los electrones interaccionen con el campo y, por tanto, a través de la velocidad radial se verá afectada por la tensión de ánodo. El otro factor será la dimensión de las cavidades, que se pueden ver como líneas cortocircuitadas de longitud $\lambda/4$, y por lo tanto con máximos de campo eléctrico en la zona del gap

Podemos ver una representación de la situación que se produce con el modo π :



Fuente: Notas de Clase de Circuitos de Alta Frecuencia de ETSIT Bilbao, UPV

El ancho de banda del magnetrón estará relacionado con el ancho de banda que tengan los resonadores; si estos son de alto Q , el ancho de banda será pequeño. Si los sintonizamos podemos generar osciladores de hasta una octava de recorrido.

Las aplicaciones más habituales son radares de alta potencia, hornos de microondas, calentadores industriales, etc., donde la calidad del oscilador en cuanto a Ruido de Fase no es la característica más buscada.

5.6 BIBLIOGRAFIA Y ENLACES

| | |
|---|-------|
| Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc. | [5.1] |
| Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience | [5.2] |
| Microwave Solid State Design. Second Edition. Inder Bahl and Prakash Bhartia. Ed. Wiley-Interscience. | [5.3] |
| Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley-Interscience. | [5.4] |
| | |
| http://www.educatorscorner.com/index.cgi | |
| www.amanogawa.com | |
| | |
| | |
| | |
| | |