

OSCILADOR DE MICROONDAS CON DIODO GUNN Y VARACTOR

Mario Cevallos V. Ing.
Escuela Politécnica Nacional

RESUMEN

Se presenta la teoría básica de operación del diodo Gunn como dispositivo de resistencia negativa considerando el modelo de dos valles, las condiciones para operación de un diodo varactor como capacidad variable en función del voltaje de polarización y los circuitos equivalentes para la operación de una cavidad resonante conjuntamente con el circuito externo. Se exponen las condiciones de operación de los diferentes elementos activos y pasivos que conforman el oscilador, con relación a los requerimientos en R.F. y en D.C. Para determinar la influencia de los componentes que conforman el circuito se asume una condición de operación en sub-acoplamiento de la cavidad resonante localizando el lugar geométrico de admitancia sobre un diagrama de Smith y se procede al análisis circuital correspondiente. Finalmente se presentan las condiciones de operación en D.C. y los resultados alcanzados en R.F.

1. INTRODUCCION

Una forma de realizar osciladores o fuentes de señal es la utilización de elementos que presentan resistencia negativa, efecto que se encuentra tanto en válvulas de vacío como en semiconductores. En el rango de las microondas existen básicamente tres tipos de dispositivos semiconductores de resistencia negativa utilizados como osciladores; los diodos: túnel, IMPATT y Gunn.

Los diodos Gunn que pertenecen a la clase de TEOs (osciladores de electrones transferidos), presentan características de bajo ruido y debido a su capacidad de manejo de potencia son utilizados tanto como osciladores locales como transmisores para radio enlaces de micro ondas tanto en señales continuas como en datos. Los niveles de operación en cuanto se refiere a potencia, están desde fracciones hasta pocas decenas de miliwatios en CW y en el orden de 100 vatios en operación pulsante. Presentan muy buena estabilidad de frecuencia bajo condiciones estables de temperatura y voltaje, características que lo hacen preferido en muchas aplicaciones de micro ondas.

2. EL DIODO GUNN[1]

En 1963 J.B. Gunn, mientras estudiaba las propiedades del ruido en semiconductores descubrió el efecto que lleva su nombre. Utilizando discos muy finos de AsGa e InP, ambos de tipo n, observó fluctuaciones periódicas en la corriente que circulaba por esas muestras cuando se les aplicaba un voltaje superior a cierto valor crítico.

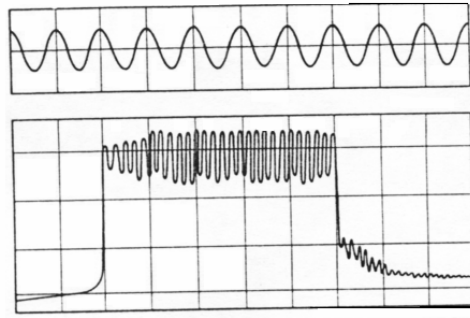
De las observaciones de Gunn la velocidad de deriva de los portadores se incrementa linealmente desde cero hasta un valor máximo cuando el campo eléctrico crece desde cero hasta un valor de umbral. Si se sobrepasa ese umbral, 3000 V/cm para el GaAs tipo n, la velocidad de deriva decrece y el diodo exhibe una resistencia negativa.

La presencia de resistencia negativa en el semiconductor da lugar a oscilaciones en forma de fluctuaciones de corriente como se muestra en la Fig. 1(a). La gráfica[1], corresponde a un pulso de 16V de amplitud y 10-ns de duración aplicado a una muestra tipo n de GaAs de 2.5×10^{-3} cm de longitud resultando una frecuencia de oscilación de 4,5 GHz. El período de oscilación es prácticamente igual al tiempo de tránsito de los electrones a través de la muestra calculado en la corriente de umbral.

Gunn también descubrió que el campo eléctrico umbral E_{th} varía con la longitud y tipo de material. Así, para un espécimen de GaAs tipo-n de 210 μ m de longitud y área transversal de $3,5 \times 10^{-3}$ cm² con una resistencia de campo de 16 Ohm, las oscilaciones de corriente ocurrían para voltajes sobre 59 V, que corresponde a un campo eléctrico de 2810 V/cm.

3. PRINCIPIOS DE OPERACIÓN, EL MODELO DE DOS VALLES

De acuerdo con la teoría de bandas de energía en el Ga As de tipo n, un valle inferior de alta movilidad está separado por una energía de 0,36eV de un valle superior de baja movilidad como se muestra en la Fig. 1(b); los datos correspondientes a movilidad, masa efectiva y separación de energía, se indican en la tabla 1 [1]



(a)

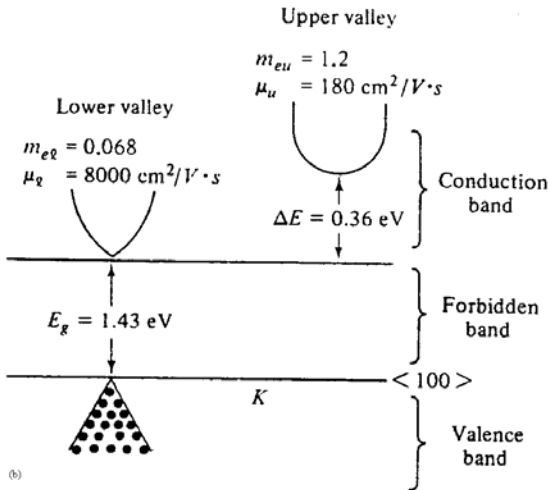


Fig. 1 (a) Fluctuaciones de corriente en una muestra de GaAs (b) Modelo de dos valles versus número de onda para GaAs tipo n [1]

| Valle | Masa Efectiva Me | Movilidad | Separación ΔE |
|----------|------------------|---------------------------------------|-----------------------|
| Inferior | $M_{el} = 0.068$ | $\mu_l = 8000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ | 0.36 eV |
| Superior | $M_{eu} = 1.2$ | $\mu_u = 180 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ | 0.36 eV |

Tabla 1 Datos para 2 valles en GaAs

En la Fig. 2(b) el factor k indica el número de onda que es sinónimo de la constante de fase β y la energía $E = \hbar \omega$. Consiguientemente el diagrama $E-k$ es equivalente al diagrama $\omega-\beta$ de una estructura de onda lenta en microondas.

Si las densidades electrónicas en los valles inferior y superior son respectivamente n_l y n_u , la conductividad del GaAs tipo-n es

$$\sigma = e(\mu_l n_l + \mu_u n_u) \quad (1)$$

donde: e = carga del electrón

μ = movilidad en $\text{Cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
 n = densidad electrónica

Cuando se aplica al espécimen un campo eléctrico suficientemente alto, los electrones se aceleran y su temperatura efectiva se incrementa por sobre la temperatura del sustrato, haciendo que esta también se incremente.

La densidad electrónica y la movilidad son funciones del campo eléctrico, derivando (1) se obtiene

$$\frac{d\sigma}{dE} = e\left(\mu_l \frac{dn_l}{dE} + \mu_u \frac{dn_u}{dE}\right) + e\left(\frac{d\mu_l}{dE} n_l + \frac{d\mu_u}{dE} n_u\right) \quad (2)$$

la densidad electrónica total es $n = n_l + n_u$ y si se asume que las movilidades son proporcionales al campo elevado a una potencia constante; E^p , entonces

$$\frac{d(n_l + n_u)}{dE} = \frac{dn}{dE} = 0; \quad \frac{dn_l}{dE} = -\frac{dn_u}{dE} \quad (3)$$

Como $\mu \propto E^p$

$$\frac{d\mu}{dE} = pE^{p-1} = \frac{\mu p}{E} \quad (4)$$

Sustituyendo los resultados anteriores en (2)

$$\frac{d\sigma}{dE} = e(\mu_l - \mu_u) + e(n_l \mu_l + n_u \mu_u) \frac{p}{E} \quad (5)$$

Derivando la ley de Ohm $J = \sigma E$ respecto al campo

$$\frac{1}{\sigma} \frac{dJ}{dE} = 1 + \frac{d\sigma/dE}{\sigma/E} \quad (6)$$

Es obvio que para que exista resistencia negativa, $\frac{dJ}{dE}$ debe ser negativa, este caso se satisface siempre que el segundo miembro de la ec. (6) sea menor que cero, en otras palabras la condición para resistencia negativa es

$$-\frac{d\sigma/dE}{\sigma/E} > 1 \quad (7)$$

La sustitución de las ecuaciones (1) y (6) en la ecuación (7), definiendo $f = \frac{\mu_u}{\mu_l}$, tenemos

$$\left[\left(\frac{\mu_l - \mu_u}{\mu_l + f\mu_u} \right) \left(-\frac{E}{n_l} \frac{dn_l}{dE} \right) - p \right] > 1 \quad (8)$$

De acuerdo con la teoría presentada para que un semiconductor presente resistencia negativa, la

estructura de bandas del semiconductor debe satisfacer tres criterios.

1. La diferencia de energía entre los asientos de los valles inferior y superior debe ser varias veces mayor que la energía térmica a temperatura ambiente (alrededor de 0,026eV), esto significa que $\Delta E > KT$. En otras palabras en ausencia de polarización la mayoría de los electrones debe estar en el valle inferior.
2. La diferencia de energía entre los valles debe ser menor que la diferencia de energía entre las bandas de conducción y valencia $\Delta E > E_g$, de otra manera el semiconductor se volverá altamente conductor antes que comience la transferencia al valle superior debido a la formación de pares electrón-hueco.
3. Los electrones en el valle inferior deben tener alta movilidad, masa efectiva pequeña y baja densidad de estado, mientras los electrones en el valle superior deben tener baja movilidad, mayor masa efectiva y alta densidad de estado, en otras palabras las velocidades de los electrones dE/dK deben ser mucho mayores en el valle inferior que en el valle superior.

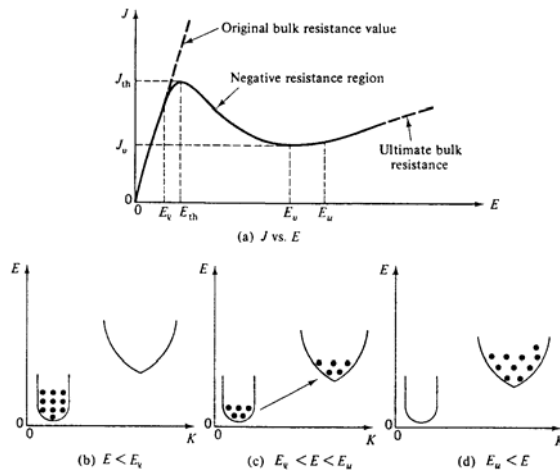


Fig. 2 Posible densidad de corriente versus campo eléctrico para el modelo dos valles[1]

Los semiconductores que satisfacen estos criterios son: GaAs; InP y CdTe. En la Fig. 2(a) se muestra la variación característica de densidad de corriente en función de la intensidad del campo eléctrico. Bajo condiciones de equilibrio las densidades electrónicas son iguales en los dos valles. Cuando el campo aplicado es menor que el correspondiente al valle inferior $E < E_c$ no existe transferencia electrónica Fig. 2(b); si el campo

aplicado es mayor que el campo del valle inferior pero menor que el campo del valle superior ($E_c < E < E_u$) los electrones empiezan a desplazarse hacia el valle superior Fig. 2(c), cuando el campo aplicado es mayor que el correspondiente al valle superior $E_u < E$, todos los electrones se transfieren al valle superior Fig. 2(d).

El análisis de la resistencia diferencial negativa, requiere de un detallado estudio del transporte de portadores en campos elevados. De la teoría de campos, la magnitud de la densidad de corriente en un semiconductor es:

$$J = qnv$$

donde:

$q = e$ = carga eléctrica

n = densidad electrónica

v = velocidad promedio del electrón

Derivando respecto del campo

$$\frac{dJ}{dE} = qn \frac{dv}{dE} \quad (9)$$

La condición para conductancia diferencial será

$$\frac{dv}{dE} = \mu_n < 0 \quad (10)$$

donde μ_n corresponde a la movilidad negativa, véase Fig. 3

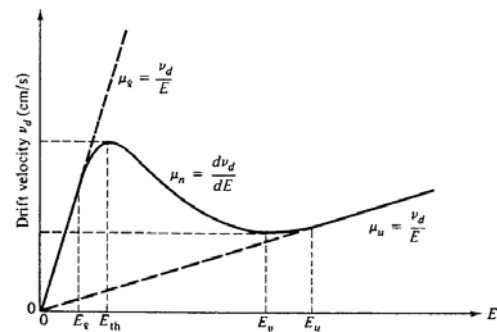


Fig. 3 Velocidad de deriva de los electrones en función del campo eléctrico [1]

La curva velocidad vs E sugiere que una polarización d.c. en la región de movilidad diferencial negativa daría lugar a una generación de potencia a.c. en un circuito conectado al dispositivo semiconductor GaAs. Sin embargo, una de las dificultades de utilizar directamente el semiconductor como una resistencia negativa en a.c. es la aparición de inestabilidades.

Fluctuaciones espontáneas de la densidad electrónica causadas por ruido o por un defecto en el dopado pueden dar lugar a acumulaciones espaciales de carga (dominios) que se propagan a lo largo de la muestra.

En un dispositivo de longitud finita, el dominio se forma cerca del cátodo porque esta región presenta la mayor no uniformidad debido al daño que se produce en el cristal al formarse los contactos. El dominio se desplaza por el cristal con una velocidad del orden de 10^5 ms^{-1} y llega al ánodo donde colapsa y el potencial se redistribuye en el campo fuera del dominio, la corriente aumenta con este campo hasta alcanzar un valor máximo, donde de nuevo cae hasta que se forma el dominio siguiente dando como resultado una corriente de picos superpuestos sobre un nivel constante, como observó originalmente J.B. Gunn en 1963 (Fig.1).

Con el objeto de evitar las inestabilidades que pueden presentarse por la utilización directa del semiconductor y forzar otros modos de oscilación es conveniente su utilización en resonadores externos, cavidades resonantes, con las que se logra colapsar los dominios antes de alcanzar el ánodo, modificando de esta manera el tiempo de tránsito y sintonizar la frecuencia en rangos más o menos apreciables. La sintonía de una cavidad, frecuentemente se obtiene variando alguna de sus dimensiones mediante un artificio mecánico, extremadamente preciso, tanto para ajustes finos de frecuencia, como para mantener altos valores de Q, requisitos que lo hacen un dispositivo costoso.

Una manera de obtener una cavidad resonante de frecuencia variable sin ajuste mecánico es utilizando de un diodo varactor como elemento sintonizable estático.

4. CIRCUITO DEL OSCILADOR [3]

En el campo de las redes activas no lineales, los osciladores de microondas constituyen una pequeña parte para la cual se ha establecido un análisis que permite llegar a resultados satisfactorios, la razón para este logro reside en el hecho de que ya sea la corriente a través, o bien el voltaje sobre el dispositivo pueden considerarse casi sinusoidales gracias a la utilización de circuitos resonantes de muy alto Q como las cavidades resonantes.

En la figura se ilustra esquemáticamente un oscilador de microondas representado por una cavidad resonante y el elemento activo.

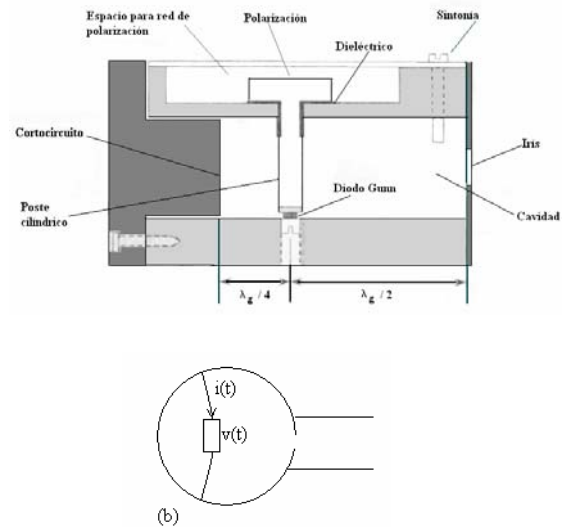


Fig.4 Oscilador de microondas (a) Estructura física[2] (b) Diagrama Esquemático[3]

En estado estable la corriente que fluye por el elemento activo es una función periódica del tiempo con frecuencia fundamental $f = \omega/2\pi$. En los osciladores de cavidad los componentes armónicos de la corriente son pequeños debido al efecto de filtraje de la cavidad por su alto Q por tanto podemos asumir que:

$$i(t) = \text{Re}(Ae^{j(\omega t + \varphi)}) + \text{pequeño contenido de armónicos} \quad (11)$$

donde A es la amplitud y el φ la fase de la componente fundamental. El correspondiente voltaje sobre el dispositivo puede expresarse por:

$$v_d(t) = \text{Re}(-\bar{Z}_A(A)Ae^{j(\omega t + \varphi)}) + \text{componentes armónicos} \quad (12)$$

En el caso del voltaje los componentes armónicos no pueden ser pequeños aunque los componentes armónicos de la corriente si lo sean.

La impedancia $Z_A = \bar{R}_{(A)} + j\bar{X}_{(A)}$ corresponde a la impedancia del dispositivo, por definición es la relación de voltaje a corriente del elemento considerados a la frecuencia fundamental. Estrictamente hablando $R_{(A)}$ y $X_{(A)}$ dependerán también de las amplitudes y fases relativas de los componentes armónicos de $i(t)$; pero estos componentes son despreciables, de forma que Z_A y por consiguientemente $R_{(A)}$ y $X_{(A)}$ dependerán de la magnitud A únicamente.

Consideremos ahora la impedancia que el circuito presenta sobre el elemento activo.

$$Z_{(\omega)} = R_{(\omega)} + jX_{(\omega)}$$

El voltaje desarrollado sobre esta impedancia debido a $i(t)$ será:

$$v_c(t) = \text{Re}[Z_{(\omega)} A e^{j(\omega t + \phi)}] + \text{componentes armónicos} \quad (13)$$

En condiciones de oscilación, dado que no hay voltaje externo aplicado

$$v_c(t) + v_d(t) = 0 \quad (14)$$

De donde se requiere que:

$$[R_{(\omega)} - \bar{R}_{(A)}]A = 0 \quad (15)$$

$$[X_{(\omega)} + \bar{X}_{(A)}]A = 0 \quad (16)$$

o su equivalente

$$[Z_{(\omega)} - \bar{Z}_{(A)}]I = 0; \quad I = A e^{j(\omega t + \phi)} \quad (17)$$

de donde se obtiene que la condición para oscilación estable es

$$Z_{(\omega)} = \bar{Z}_{(A)} \quad (18)$$

La frecuencia de oscilación y la amplitud de la señal pueden obtenerse dibujando el lugar geométrico de la impedancia circuital y de la impedancia “negativa” del dispositivo sobre un diagrama de Smith en función de ω y de A respectivamente como se muestra en la Fig. 5

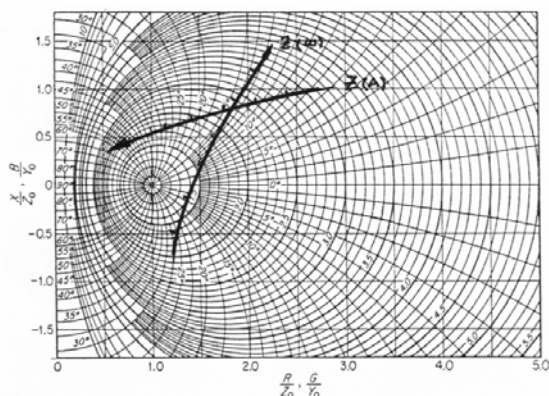


Fig. 5 Línea de dispositivo y el lugar geométrico de la impedancia del circuito

La punta de la flecha sobre la curva de $Z_{(\omega)}$ indica la dirección incremento de ω , la escala corresponde a frecuencias igualmente

espaciadas, para el lugar geométrico de $Z_{(A)}$, la punta de la flecha indica la dirección de incremento de A. Si la amplitud de la corriente de radio frecuencia a través del elemento a la frecuencia fundamental es A, el punto correspondiente al cruce, da el punto de operación.

5. CAVIDADES RESONANTES

Las cavidades resonantes constituyen uno de los más importantes componentes pasivos de uno o dos puertos, pues ellas son parte integrante de todos los tipos de osciladores y de la mayoría de amplificadores para micro ondas. Una característica sobresaliente en una cavidad resonante es su alto factor de calidad cargado, Q_L , el mismo que se define en términos de energía y frecuencia, cantidades que son invariables bajo cualquier circuito equivalente. El factor Q_L puede ser establecido a partir del factor de calidad descargado Q_U , el cual da una medida de las pérdidas intrínsecas de la cavidad y del factor de calidad externo, Q_E , que da una medida del acoplamiento entre la cavidad y el circuito externo.

La representación circuital en términos de los componentes R, L, C, debe tomarse conceptualmente ya que no es posible determinarlos en forma experimental, pero en lo que en lo concerniente a su comportamiento de la cavidad este si puede ser evaluado experimentalmente.

Una primera aproximación al circuito equivalente de la cavidad corresponde a un circuito resonante paralelo con elementos concentrados inherentes a la cavidad, como se muestra en la Fig. 6.[4]

Para su operación la cavidad está conectada al circuito externo mediante alguna forma de acoplamiento: punta de prueba, lazo de acoplamiento o iris, los mismos que prácticamente coinciden con el plano de referencia. Puesto que el acoplamiento cavidad circuito externo puede darse de variadas formas es conveniente asumir una forma generalizada mediante un transformador ideal con relación de espiras n:1 con el cual es posible obtener un circuito equivalente más completo que incluye tanto los componentes de la cavidad como el efecto de acoplamiento y el circuito externo como se indica en la Fig 7. Para la cual se establecen las siguientes relaciones referidas al circuito externo:

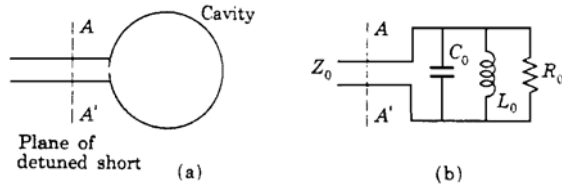


Fig. 6 Cavity y circuito equivalente cerca de resonancia.

$$R_{eq} = n^2 R_o \quad (19)$$

$$L_{eq} = n^2 L \quad (20)$$

$$C_{eq} = C_o/n^2 \quad (21)$$

en las cuales el factor n^2 corresponde al factor de acoplamiento de la cavidad al circuito externo, Fig. 8(a)

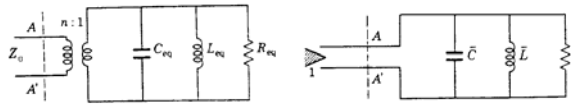


Fig. 7 a) Circuito equivalente con transformador ideal b) Circuito equivalente con parámetros normalizados referidos al circuito externo[4]

Las últimas relaciones conviene utilizarlas en valores normalizados con referencia a la impedancia característica del circuito externo, siendo respectivamente:

$$r = R_{eq}/Z_o = n^2 R_{eq}/Z_o$$

$$\bar{L} = L_{eq}/Z_o = n^2 L_{eq}/Z_o \quad (22)$$

$$\bar{C} = C_{eq} Z_o = Z_o C_{eq}/n^2$$

La admitancia normalizada considerando el circuito de la Fig 8(b) es:

$$y = 1/r + j(\omega\bar{C} - 1/\omega\bar{L}) = g + jb \quad (23)$$

la condición resonante cuando $b = 0$ nos da:

$$\omega_o^2 = 1/LC \quad (24)$$

la susceptancia normalizada en términos de la frecuencia de resonancia es:

$$b = \sqrt{\bar{C}/\bar{L}} (\omega/\omega_o - \omega_o/\omega) \quad (25)$$

en la vecindad de resonancia la cantidad entre paréntesis es aproximadamente:

$$\omega/\omega_o - \omega_o/\omega = 2d\omega/\omega_o \quad (26)$$

donde: $d\omega = \omega - \omega_o$ (27)

por tanto: $b = \sqrt{\bar{C}/\bar{L}} 2d\omega/\omega_o$ (28)

$$z = 1/(g + j\sqrt{\bar{C}/\bar{L}} 2d\omega/\omega_o) \quad (29)$$

las ecs. 27 y 28 indican que en la vecindad de resonancia la susceptancia de la cavidad es una función lineal de la frecuencia.

En la Fig. 8 se presentan los gráficos de la variación del coeficiente de reflexión en un diagrama de Smith para condiciones diferentes del valor de r , que es lo mismo que considerar condiciones distintas de acoplamiento de la cavidad al circuito externo, o sea diferentes valores de “ n ” en el transformador ideal. Relacionando con el análisis de circuitos de a.c. estas condiciones corresponden a: $r < 1$ sub-acoplamiento; $r = 1$ (no mostrado) acoplamiento crítico y $r > 1$ sobre-acoplamiento.

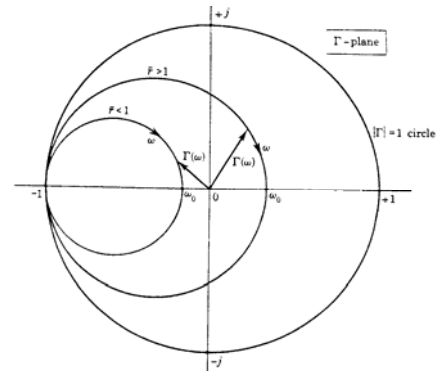


Fig. 8 Lugar geométrico del factor de acoplamiento de la cavidad referido al circuito externo para diferentes condiciones de acoplamiento. [4]

El extremo izquierdo sobre el diámetro del diagrama de Smith representa la condición de $|\rho| = -1$ que corresponde a impedancia cero, que se cumple en el circuito equivalente en $\omega = 0$ y $\omega = \infty$. El crecimiento de frecuencia se muestra por flechas que giran en sentido horario y los puntos de resonancia por los cortes de los círculos con el diámetro.

En cuanto a la variación de la fase del coeficiente de reflexión para las tres condiciones de acoplamiento se muestra en la Fig. 9, donde: para las condiciones de sobre-acoplamiento y sub-acoplamiento existe una variación continua de fase, mientras que para acoplamiento crítico es discontinua.

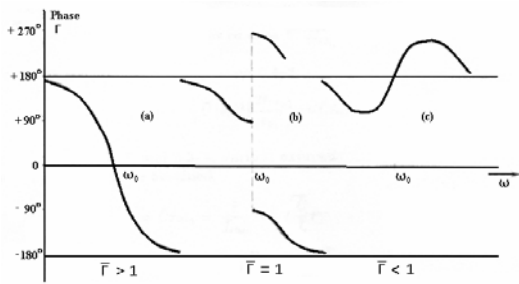


Fig. 9 Variación de la fase del coeficiente de reflexión en función del acoplamiento[4]

5.1 FACTORES DE CALIDAD EN UNA CAVIDAD RESONANTE

Para análisis de cavidades resonantes se definen tres factores de calidad:

Factor de calidad descargado

$$Q_U = \frac{\text{energía almacenada en la cavidad}}{\text{energía pérdida en las paredes por radian}}$$

en términos de los parámetros de los circuitos equivalentes corresponde a:

$$Q_U = \sqrt{C/L} \cdot r = \sqrt{C_{eq}/L_{eq}} \cdot R_{eq} = \sqrt{C_0/L_0} \cdot R_0 \quad (30)$$

Factor de calidad externo:

$$Q_E = \frac{\text{energía almacenada en la cavidad}}{\text{energía disipada en el circuito externo por radian}}$$

$$Q_E = \sqrt{C/L} = (Z_0/n^2) \sqrt{C_{eq}/L_{eq}} \quad (31)$$

Factor de calidad cargado:

$$Q_L = \frac{\text{energía almacenada en la cavidad}}{\text{energía disipada en la cavidad y circuito externo por radian}}$$

$$Q_L = \sqrt{C/L} (r/1+r) \quad (32)$$

y sus correspondientes equivalencias:

$$r = \frac{Q_U}{Q_E}; \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E}; Q_L = \frac{Q_U}{(1+r)} \quad (33)$$

5.2 POTENCIA ENTREGADA POR LA CAVIDAD AL CIRCUITO EXTERNO

Si asumimos que de alguna manera dentro de una cavidad resonante se dispone de una potencia de micro ondas P_{cav} , la potencia que la cavidad puede entregar al circuito externo, P_L es:

$$P_L = P_{cav} (1 - |\rho|^2) \quad (34)$$

donde:

P_{cav} = potencia disponible en la cavidad

P_L = potencia disipada en el circuito externo

$|\rho|$ = coeficiente de reflexión debido al acoplamiento entre la cavidad y el circuito externo

Introduciendo la expresión para el coeficiente de reflexión, en resonancia ($\omega = \omega_0$)

$$P_{L \text{ res}} = P_{cav} 4 \cdot r (Q_L/Q_U)^2 \quad (35)$$

Esta última ecuación nos indica que la potencia entregada por la cavidad al circuito externo es máxima cuando $r = 1$, esto es, en acoplamiento crítico, esta condición presenta dos inconvenientes: Q_L es la mitad de Q_U con lo cual las aproximaciones realizadas ya no son muy válidas, además la respuesta de fase es discontinua lo que provocaría inestabilidades en la oscilación.

Para evitar estos efectos negativos la solución es trabajar en condiciones de sub-acoplamiento $r < 1$, con lo que se incrementa el valor de Q_L y se tiene una respuesta continua de fase. Asumiendo para un caso conservador de $r = 0,5$, Q_L es el 67% de Q_U , y la transmisión de potencia es cercana al 90% de la generada en la cavidad.

6. IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO

Como se indicó, la forma más simple de obtener un oscilador con diodo Gunn de frecuencia ajustable consiste en instalar el diodo dentro de una cavidad resonante, de la cual se varía su longitud mediante el desplazamiento de un pistón de corto circuito. En este proyecto se va a reemplazar el pistón deslizante por una reactancia electrónicamente variable consistente en un diodo varactor.

En la implementación aparecen otras condiciones que deben ser satisfechas y que se relacionan con la polarización d.c. de los dispositivos activos y la instalación de los mismos dentro de la cavidad, considerando que entre la alimentación d.c. y el comportamiento en r.f. debe existir completa independencia, se requiere introducir componentes para aislamiento y by-pass como choques y condensadores los mismos que tienen que ser adecuadamente seleccionados.

Las dimensiones de los elementos activos, longitud y diámetro son muy pequeñas comparadas con la guía de onda que se utiliza para conformar la cavidad resonante, guía WR 90 (R-100) con valores $a = 22,86$ mm y $b = 10,16$ mm, por lo que es imprescindible conectarlos sobre pilares o postes conductivos, que a la vez que soportan al componente dentro de la cavidad proveen un camino de resistencia cero para D.C.

Con el objeto de ir analizando estos detalles, consideremos el circuito de la Fig. 10.

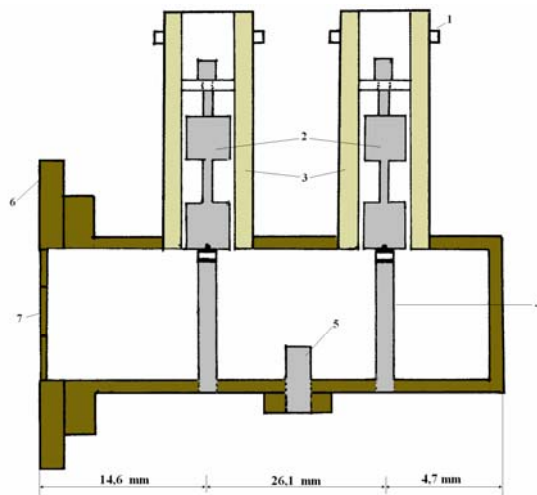


Fig. 10 Prototipo del circuito utilizado para el oscilador con sintonía electrónica

1) Conector BNC, 2) conector interno de la sección coaxial, 3) conductor externo de la sección coaxial, 4) postes para conexión del diodo y el varactor en la guía, 5) tornillo capacitivo, 6) Flange de conexión de la guía, 7 iris de acoplamiento

La presencia de estos postes en el interior de la cavidad da lugar a una susceptancia inductiva la misma que debe ser utilizada o compensada para mantener la sintonía. Con este objeto se dispone de: una sección de guía en corto circuito detrás del varactor, un tornillo sintonizable entre los elementos activos, una sección de guía delante del diodo Gunn y el iris de acoplamiento con el circuito externo.

La alimentación d.c. se hace mediante una sección de línea coaxial cuyo conductor interno ha sido modificado para que presente un corto circuito efectivo en r.f. y un aislamiento total en d.c. en la unión ente la línea y la guía; para este fin el conductor interno está constituido por tres secciones de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de operación, con diferente diámetro a fin de tener en cascada secciones de baja y alta impedancia característica que garantizan el

corto circuito sin que exista un contacto óhmico, condición que se requiere para la alimentación d.c.

Para la operación en a.c. consideremos la Fig. 11 en la cual se presenta el lugar geométrico de la admitancia de una cavidad resonante sub-acoplada, en la práctica este lugar geométrico coincide con uno de los círculos de conductancia constante, el círculo específico dependerá de la condición de acoplamiento. Para ilustración se ha asumido el círculo de $g = 1.25$. Sobre este círculo el punto de operación óptimo corresponde al punto A, el mismo que cumple con la condición establecida por la ec. 17; la susceptancia del poste que soporta el diodo Gunn transporta el punto A al punto B, de coordenadas $y_B = 1,25 - j 26,1$. Para la evaluación de la susceptancia del poste utilizamos la expresión [5]:

$$b = (2 \lambda_g / a) \cdot (1 / (\ln(4a/d\pi) - 2)) \quad (36)$$

donde: d = diámetro del poste 3,3 mm
 a = lado ancho de la guía de onda, 22,86 mm
 λ_g = longitud de onda en la guía a la frecuencia de diseño 8,68 GHz, 52,8 mm

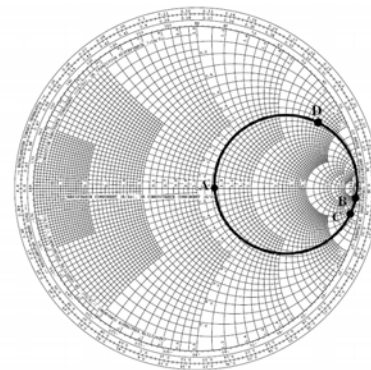


Fig. 11 Lugar geométrico correspondiente a la admitancia de una cavidad resonante sub-acoplada

Del punto B nos trasladamos en el sentido hacia la carga de distancia entre el diodo Gunn y el varactor, 26,1 mm, hasta el punto C obteniendo una $y_c = 1,2 - j 16$; sobre este punto tenemos, la susceptancia del poste que soporta el varactor y la susceptancia de la sección de 4,7 mm en corto circuito, que presenta un valor de 1,6 también inductiva, dando una admitancia total sobre el varactor de $y_v = 1,2 - j 44$, a este valor hay que agregar la susceptancia capacitiva del varactor, que para la polarización aplicada $V_v = -4,3$ V, es de 2.33 pF, produciendo una susceptancia normalizada de +47,6. El resultado

neto de todas estas contribuciones reactivas traslada el punto de operación de la cavidad y los elementos activos al punto D cuya admitancia es $y_D = 1,2 + j 3,6$ el mismo que se encuentra bastante alejado del punto A que asumimos inicialmente como el punto de operación. Aquí es donde entra en juego el tornillo capacitivo colocado entre el diodo Gunn y el varactor el mismo que nos sirve para ajustar las condiciones de sintonía y operación del conjunto, para este propósito también ayuda la calibración de la polarización del varactor.

Otros elementos que permiten mejorar (optimizar) las condiciones de operación son: la sección de guía entre el diodo Gunn y la entrada del circuito y el iris en la boca de la guía de onda, la selección de estos dos elementos es sumamente crítica y de ellos depende la potencia de salida del oscilador; puesto que su función es la establecer la condición de acoplamiento entre el oscilador y el circuito externo, en otras palabras ajustar el valor de n, "la relación de espiras" del transformador de acoplamiento. Esta acción vista sobre la Fig. 11 significa operar sobre círculos de conductancia constante que se desplazan hacia el extremo izquierdo o se acercan al centro del diagrama de Smith. Estos desplazamientos indican muy poco acoplamiento, potencia de salida baja, cuando estamos cerca del extremo izquierdo o acoplamiento cercano al crítico, máxima potencia de salida, cuando nos acercamos al centro.

Realizados todos los ajustes las condiciones de operación del oscilador se resumen a continuación:

| | |
|----------------------------------------|----------|
| Voltaje de polarización del diodo Gunn | 9,5 V |
| Corriente sobre el diodo Gunn | 300 mA |
| Voltaje de polarización del varactor | - 4,3 V |
| Frecuencia de operación | 8,68 Ghz |
| Potencia de salida | 3 mW |
| Rendimiento | 0.1 % |

No se indica el tipo de los dispositivos activos utilizados, por no disponer de esta información, sus características fundamentales de **operación** se obtuvieron mediante montajes y pruebas experimentales.

Una vez construido y ajustadas las condiciones de operación, para obtener los mejores resultados, se hizo operar el oscilador como

oscilador de barrido, variando la polarización del varactor, mediante la superposición de una señal diente de sierra de frecuencia aproximadamente 1 KHz sobre el voltaje de operación estática. Con este oscilador se alimentó una cavidad resonante y se obtuvo la respuesta en función de frecuencia en el rango de 8,656 GHz a 8,712 GHz.

CONCLUSION

Se ha detallado la operación de los componentes del circuito y la función que cada uno desempeña dentro del conjunto, pero las dimensiones de cada parte, la posición relativa dentro de la cavidad, el tamaño de las secciones de guía de onda y del iris de acoplamiento, et al, deben optimizarse "empíricamente". Esta es una manera científica de decir que hay un gran trabajo de "corte, lima, prueba y ajusta" para la optimización, lo que a menudo es más un arte que pura ciencia. Sin embargo la experiencia obtenida y que se ha tratado de exponer en este artículo abre el camino para mayores y mejores aplicaciones como: realizar circuitos más compactos con la utilización de tecnología strip line, modulación analógica en FM directamente sobre el oscilador, modulación digital añadiendo al conjunto un diodo PIN y varias otras.

REFERENCIAS

[1] Samuel Y. Liao “Microwave Devices and Circuits”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.

[2] J.M.Miranda, J.L.Sebastián, M. Sierra, J. Margineda “Ingeniería de Microondas, Técnicas Experimentales”, Prentice-all, Pearson Educación S.A. Madrid, 2002.

[3] M.J. Howes, D.V. Morgan, “Microwave Devices, Devices Circuit Interacctions”, John Willey & Sons, England, 1976.

[4] Jerome L. Altman,”Microwave Circuits”, D. van Nostrand Company Inc. England, 1964.

[5] W. W. Mumford, “Maximally-flat Filters in Waveguide”, Bell Systems Technical Journal, U.S.A. 1948

H.A. Watson, “Microwave Semiconductor Devices and Their Cicut Applications”, McGraw-Hill, Inc. U.S.A. 1969

P. Penfield, Jr & P. Rafuse, “Varactor Applications”, The M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1962

A. F. Harvey, “Microwave Engineering”, Academic Press, U.S.A., 1963

Robert M. Richardson, “The Gunnplexer Cookbook”, Ham Radio Publishing Group, U.S.A., 1981