

ANÁLISIS Y DISEÑO DE OSCILADORES EN CAVIDAD RESONANTE EN LAS BANDAS K Y V

I. Corbella, J.M. Añón.
Dept. T.S.C. - Grupo A.M.R.
E.T.S.E. de Telecomunicació - U.P.C.
Ap. 30002, 08080 - Barcelona.

Abstract - A circuit model has been implemented to design a class of commonly used waveguide cavities for high frequency oscillators. These simulations have also been compared with measurement and used to design a V-band Gunn oscillator.

1. INTRODUCCIÓN

El diseño de osciladores en cavidad de guía de ondas ha resultado tradicionalmente un costoso proceso de prueba y error. Para diseñar realmente los parámetros más significativos de la señal generada es imprescindible un conocimiento fiable de la admitancia que la configuración presenta al dispositivo activo.

Enfocado principalmente al diseño de osciladores en las bandas milimétricas, en este trabajo se presenta una simulación de la admitancia que una cavidad en guía de ondas excitada por un poste resonante presenta al dispositivo activo situado en su base. Dicha simulación está basada en unas aproximaciones que facilitan un razonable compromiso entre precisión y dificultad matemática.

Para verificar estas simulaciones, se ha diseñado un sistema de medida basado en la obtención de la admitancia en el mismo puerto en que se ubica el diodo.

Por último, se ha empleado este entorno de simulación para el diseño de un oscilador de banda V, realizado en aluminio por las ventajas que ofrece este material para el aislamiento eléctrico al ser anodizado.

2. MODELADO DE LA CAVIDAD

La configuración bajo estudio consiste en una cavidad en guía de ondas en cuya parte inferior se ubica un diodo encapsulado bajo un poste cilíndrico, configuración que permite la excitación de la cavidad y la polarización del dispositivo activo (Fig. 1).

Los grados de libertad disponibles en el diseño son la distancia desde el centro del poste al cortocircuito (ℓ), la anchura (a) y la altura (b) de la cavidad y el diámetro del poste (d).

El modelo contempla algunos aspectos característicos de las cavidades en las bandas altas de frecuencia, como son que el diámetro del poste es relativamente grande en términos del ancho de la cavidad ($d/a > 0,2$), y que el cortocircuito está suficientemente cerca del poste como para que su interacción con la distribución de corriente a lo largo del poste no sea despreciable.

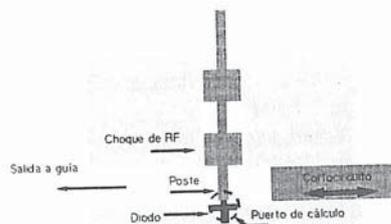


Fig. 1 Sección de la configuración simulada

Las aproximaciones utilizadas en el modelo son fundamentalmente dos:

- 1.- Análisis de un poste que se extiende a lo largo de toda la altura de la cavidad, suponiendo una distribución de corriente uniforme a lo largo de toda ésta.
- 2.- Suponer que el choque de radiofrecuencia es ideal, es decir, es un cortocircuito perfecto.

Así, el modelo del poste resulta la red en T [1][2][3] mostrada en la Fig. 2. Incluyendo el efecto del encapsulado del diodo (L_p, C_p), el modelo del poste (C_h, L_{post}), la reactancia de cortocircuito (X_{cc}) y la transición de la cavidad (Z_{cavi}) hasta la guía de salida (Z_g), resulta el modelo circuital de la Fig. 3 [1], donde las capacidades parásitas C_g y C_g' resultan del acortamiento del poste y de la pequeña cavidad donde se ubica el diodo.

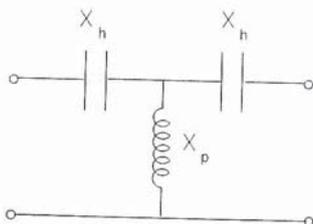


Fig. 2 Red equivalente del poste

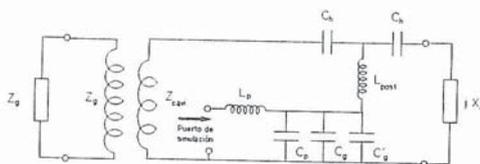


Fig. 3 Equivalente circuital de la configuración

3. MEDIDAS DE ADMITANCIA. VERIFICACIÓN DE LAS SIMULACIONES

Con el fin de verificar las simulaciones, se ha diseñado un prototipo de medida en banda K para medir la admitancia que la cavidad presenta al diodo.

Para poder realizar estas medidas con el analizador de redes en el puerto deseado (donde se ubica el diodo), ha sido necesario dotar a la configuración de un conector SMA y de una línea de transmisión coaxial detallados en la sección transversal esquemática mostrada en la Fig. 4.

El margen de validez de las medidas obtenidas en esta configuración viene limitado superiormente por la aparición de un segundo modo de propagación en la línea coaxial (25.6 GHz [4]), mientras que el límite inferior viene fijado por la frecuencia de corte de la guía de onda (14,02 GHz).

Dada esta configuración, el plano de medida del analizador (plano en el que se realiza la calibración) está en el conector. Debido a que nuestro interés se centra en la medida en el puerto de ubicación del diodo (puerto de cálculo de las simulaciones), las medidas realizadas deben cambiarse de plano de referencia a lo largo de la línea coaxial de impedancia característica $47,8 \Omega$ [4] y coeficiente α de pérdidas variable con la frecuencia [4].

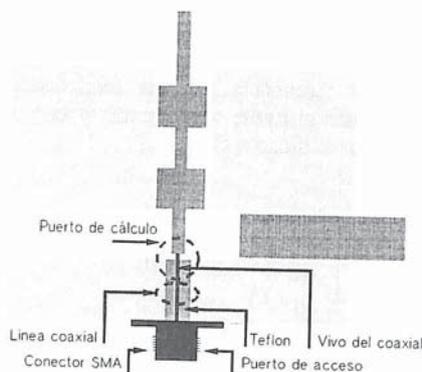


Fig. 4 Sección esquemática del prototipo de medida

Con el fin de estimar de una manera precisa la longitud entre los dos planos de referencia, se realizó una medida de un cortocircuito en el plano de ubicación del diodo. Comparando la fase obtenida con distintas simulaciones con la longitud como parámetro variable, se obtuvo que la mejor estimación era de 20.65 mm (Fig. 5).

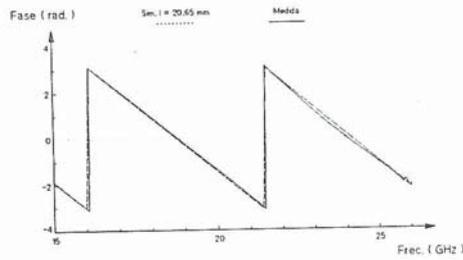


Fig. 5 Estimación de la longitud entre planos

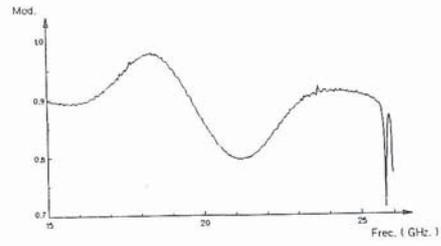


Fig. 6 Módulo medido del cortocircuito

Por otro lado, observando la medida del módulo (Fig. 6), se llegó a la conclusión de que existía una onda estacionaria originada por la desadaptación de impedancias entre la línea de transmisión del acceso del analizador (50Ω) y la línea coaxial (aproximadamente $47,8 \Omega$), ya que si tan sólo hubiese pérdidas en la línea de transmisión, la curva medida sería aproximadamente lineal y decreciente con la frecuencia [4]. También se observa en esta medida la aparición de un segundo modo de propagación en la frecuencia prevista teóricamente y que marcaba el límite superior del margen de validez de las medidas realizadas.

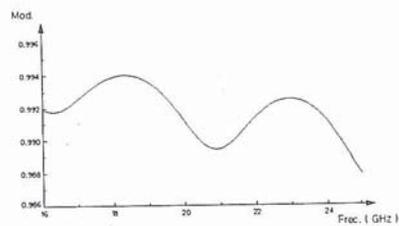


Fig. 7 Simulación de la desadaptación

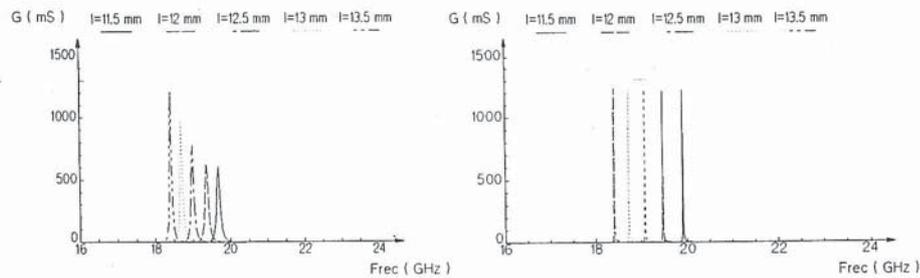


Fig. 8 Conductancia medida y simulada con distintas l

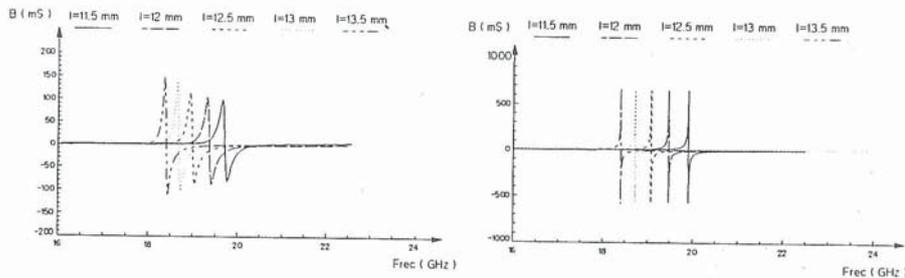


Fig. 9 Susceptancia medida y simulada con distintas l

Teniendo en cuenta este modelo, las medidas obtenidas son procesadas para cambiarlas de plano de referencia. Los resultados de la parte real e imaginaria de la admitancia medida se comparan con las simulaciones en las Fig. 8 y 9. En esta comparación podemos observar una gran exactitud en la predicción de la frecuencia de resonancia, mientras que obtenemos una aproximación de los valores de pico de las resonancias. Esta diferencia entre los niveles medidos y simulados es debida a las limitaciones del modelado del sistema de medida, ya que la simulación correspondiente a la medida del cortocircuito (Fig. 7) tiene la misma forma pero los valores del módulo calculados y medidos son distintos. Así, los niveles de los picos alcanzados siguen una envolvente parecida a la silueta de la medida del módulo del cortocircuito.

4. OSCILADOR EN BANDA V

Basándonos en el entorno de simulación expuesto, se emprendió el diseño de un oscilador en banda V (60 GHz). Tras diversas simulaciones, se optó por que las dimensiones de la cavidad reducida fuesen $a = 2,8$ mm y $b = 1$ mm, dotando a la configuración de un cortocircuito móvil. El diámetro del poste quedó fijado en 0,9 mm y el diseño del choque de radiofrecuencia fue realizado basándose en las simulaciones realizadas en el programa M.D.S., siempre teniendo en cuenta las limitaciones en las dimensiones de los radios de las distintas secciones del choque, impuestos por la rigidez mecánica de la pieza. Una vez fijado el radio menor de las secciones (alta impedancia) en 0,7 mm por limitaciones mecánicas, y fijando el mayor en 1,7 mm buscando un compromiso entre distorsionar lo menos posible la parte superior de la cavidad y buscar la máxima diferencia de impedancias, se vio que con tres secciones de longitud equivalente a un cuarto de longitud de onda a la frecuencia estimada de oscilación era suficiente.

Destacar que el metal escogido para la realización del oscilador ha sido el aluminio, ya que este metal ofrece la posibilidad de ser aislado eléctricamente mediante un proceso de anodización, que permite hacer crecer de una manera controlada una capa de óxido de aluminio suficientemente densa. Este proceso de aislamiento facilita la realización y mejora las prestaciones y la fiabilidad del choque de radiofrecuencia y del cortocircuito móvil, ambos basados en las propiedades de los inversores de impedancia. Así, con 5 micras de anodizado tenemos un aislamiento perfecto para la precisión de la instrumentación.

La frecuencia de oscilación del prototipo ha estado en torno a los 58 GHz, con poco margen de sintonización con el cortocircuito móvil. Esta diferencia con las simulaciones puede ser debida a la distorsión que sufre la cavidad real frente a la modelada debido a la presencia del diodo en su base y del choque de radiofrecuencia en su parte superior, ya que de esta manera ni la parte superior ni la inferior de la cavidad son realmente parte del conductor de la guía tal como contempla el modelo (Fig. 10).

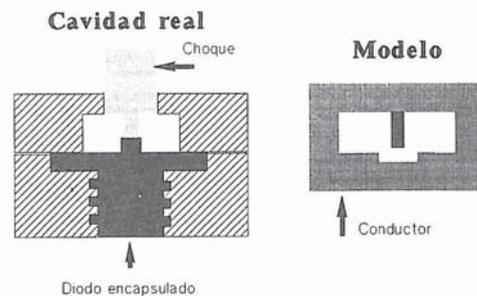


Fig. 10 Distorsión de la cavidad real frente a la modelada

5. CONCLUSIONES

A pesar de que el modelo escogido está especialmente enfocado a la simulación en las bandas altas de frecuencia, las limitaciones provenientes de las rigideces mecánicas (choque de radiofrecuencia) y encapsulados de los dispositivos activos distorsionan considerablemente la cavidad realizada frente a la modelada, con la aparición de unos efectos parásitos que hacen disminuir la frecuencia y no permiten un buen rendimiento del dispositivo activo.

Por otra parte, en la banda K donde se ha tenido la posibilidad de medir esta simulación, el comportamiento ha sido excelente ya que en esta banda las dimensiones físicas no son tan críticas.

AGRADECIMIENTOS

No podemos publicar este artículo sin agradecer a los mecánicos de nuestro departamento, Alfredo Cano y Josep Pastor, su inestimable colaboración para hacer realidad nuestro mundo de las ideas.

Referencias

- [1] T.T.Fong " Circuit Characterization of V-Band Impatt Oscillators and Amplifiers ", IEEE Trans. on M.T.T., vol. 24, no. 11, pp. 752-758, November 1976.
- [2] Ross G. Hicks " Improved Waveguide Diode Mount Circuit-Model Using Post Equivalent Factor Analysis", IEEE on M.T.T., vol. 30, no. 11, pp. 1914-1920, November 1982.
- [3] Robert E. Collin " Field Theory of Guided Waves ". IEEE PRESS, pp. 591-594.
- [4] George L. Matthaei " Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures ", Artech House, pp. 165-168.