

DESARROLLO DE SUBSISTEMAS PARA LA MEDIDA DE PARAMETROS DE RUIDO

M. Jover, P. J. Planas, L. Pradell

Grupo AMR. Dept. TSC. ETSET-BARCELONA
Ap. 30002, 08080 BARCELONA

ABSTRACT

In this paper a programmable impedance synthesizer at X Band (8-12.4GHz) and a bias-tee at Ka Band (26.5-40GHz), for application in noise parameter measurements are described and results are presented.

INTRODUCCION

La extracción de parámetros de ruido de transistores requiere subsistemas específicos para la medida del factor de ruido del dispositivo y de los coeficientes de reflexión a la entrada del mismo. Es interesante que se pueda realizar de forma automática la totalidad de la medida, y para ello deben controlarse todos los elementos de la cadena de medida mediante un ordenador externo. El desarrollo de subsistemas es necesario a frecuencias de banda milimétrica dado que no existe ningún sistema comercial que trabaje a frecuencias por encima de los 26.5 GHz.

A frecuencias en banda X el objetivo planteado ha sido la consecución de un sintetizador de impedancias programable, que permita hacer medidas precisas utilizando los métodos desarrollados en la referencia [1] (incluida en las actas del presente Simposium).

En banda milimétrica (banda Ka), se presenta el diseño y la realización de un elemento para la polarización de transistores y bloqueo de continua ("Te" de polarización).

SINTETIZADOR PROGRAMABLE DE IMPEDANCIAS EN BANDA X

Para la caracterización de transistores en cuanto a parámetros de ruido es necesaria la medida del factor de ruido del dispositivo bajo distintas condiciones de impedancia de entrada. Para ello se ha desarrollado un circuito programable sintetizador de impedancias en banda X.

La necesidad de que el circuito sea programable digitalmente requiere la conmutación de algún elemento del mismo. Dispositivos adecuados a esta finalidad son los diodos PIN, puesto que presentan impedancias diferenciadas en polarización directa e inversa. Se han estudiado distintos diseños de sintetizadores haciendo uso de estos diodos, según se describe en [2]: híbridos de 180° donde los diodos son la terminación de dos de sus puertos, o acopladores direccionales donde se utilizan también como carga los diodos PIN; en ambos casos el sintetizador presenta el problema de estar muy sintonizado a una sola frecuencia. Finalmente, el sintetizador que se ha llevado a la práctica está basado en una línea microstrip cargada, puesto que es el que tiene mejor respuesta en frecuencia y a la vez, es el más sencillo en cuanto a realización. El tipo de diodo utilizado es el MA4P800, adecuado hasta frecuencias en la banda Ka.

En el diseño del sintetizador se ha pretendido que el abanico de impedancias obtenidas cubriera la casi totalidad de la Carta de Smith en toda la banda X (8-12.4 GHz). Esto implica sintetizar un número bastante elevado de impedancias sin llegar por ello a una gran complejidad en el circuito, así se ha optado por utilizar ocho diodos que dan lugar a tener 256 valores distintos de impedancia. Estos ocho diodos son la carga de otros tantos stubs conectados en paralelo a lo largo de una línea microstrip tal y como se muestra en la figura 4; los extremos de la línea son la entrada y la salida del sintetizador. La conmutación de estos diodos da lugar a las distintas impedancias.

La distribución de las impedancias sobre la Carta de Smith depende de las longitudes de las líneas del circuito; estas longitudes se han determinado mediante un proceso de optimización efectuado en todo el margen de frecuencias de interés (Banda X), de tal forma que el área que sobre la Carta de Smith ocupan las impedancias sintetizadas sea máxima. Las dimensiones obtenidas a partir de la optimización se han introducido en un programa de simulación de circuitos de microondas (MDS de Hewlett-Packard); los resultados de estas simulaciones muestran

que el diseño presenta una buena cobertura de la Carta de Smith para toda la banda X. En la figura 3 se muestra la comparación de los valores obtenidos con el sintetizador y los valores de impedancia teóricos.

Este diseño (figura 4) se ha llevado a la práctica sobre sustrato blando (cuclad, $\epsilon_r = 2.17$, $h=0.254\text{mm}$) y la automatización del mismo se ha realizado a través de una matriz de conmutadores que mediante una palabra binaria de ocho bits gobierna en todo momento el estado de los diodos, y que a su vez está controlada desde un ordenador hp 9000/217. La estructura es parecida a la descrita en [3].

Los resultados obtenidos con este diseño se muestran para dos frecuencias en concreto en las gráficas de las figuras 1 y 2. Como se observa, la cobertura de la Carta de Smith no es total, pero sí que es lo suficientemente amplia como para que sea posible sintetizar cualquier distribución de coeficientes de reflexión necesaria en las medidas reales de los parámetros de ruido.

TE DE POLARIZACION PARA BANDA Ka

Para el bloqueo de continua se han considerado dos alternativas, utilizar un condensador, o bien un DC Block. El condensador tipo "Gap-Cap", tiene el inconveniente de presentar unas pérdidas excesivas, lo cual es especialmente crítico por la situación del subsistema (a la entrada del transistor), y ello repercutiría negativamente en la exactitud de las medidas de los parámetros de ruido. La segunda solución es la utilización de un par de líneas de transmisión, simétricas y acopladas en paralelo (DC Block), construidas en microstrip.

El diseño del DC Block se basa en determinar sus características físicas, gap (S), ancho (W), y longitud (L) de las líneas (figura 5). Estos valores están relacionados con los parámetros eléctricos Z_{oe} , Z_{oo} (impedancias características en modo par e impar respectivamente). La aproximación de propagación TEM en microstrip [4], permite desarrollar fórmulas cerradas de diseño que relacionan el ancho de banda y la relación de onda estacionaria (vswr), con las impedancias Z_{oe} , Z_{oo} .

De hecho el DC Block se comporta como un filtro paso banda, que permite, para determinadas relaciones entre Z_{oe} y Z_{oo} , diseños tipo Butterworth o Chebyshev. Es deseable tener bajas pérdidas de inserción, para ello se necesita un fuerte acoplo entre líneas que en el caso del microstrip se traduce en valores del gap, S, muy pequeños. Estos valores de gap normalmente están fuera de nuestro alcance tecnológico (0.1 mm). El compromiso en obtener valores S, W realizables, con bajas pérdidas de inserción, nos lleva al uso de programas de simulación (MDS de Hewlett-Packard).

La entrada del sistema se efectúa por guía de onda WR-28, con el fin de compatibilizarla con las fuentes de ruido, que en esta banda tienen salida por guía. Una transición Ridge permite adaptar la guía a la estructura planar. La salida se efectúa mediante conector coaxial (2.4 mm) (figura 6).

Para la polarización se ha optado por una red microstrip. Dicha red consta de dos líneas de longitud $\lambda/4$ (a la frecuencia central de la banda), tal como se observa en la figura 5. Además es necesario añadir condensadores de desacoplo para RF tipo "DI-CAP", 1pF, 220 pF. Con el fin de tener un diseño compacto el conjunto DC Block y red de polarización ha sido construido sobre el mismo circuito microstrip (figura 7), con dieléctrico, de espesor 0.254 mm, tipo Cuclad ($\epsilon_r = 2.17$). En la simulación se ha considerado el punto óptimo donde unir la red de polarización a la línea de transmisión posterior al DC Block.

Se han construido tres prototipos para cubrir la mitad inferior, la superior y toda la banda Ka respectivamente. Para los prototipos de las bandas superior e inferior se obtuvieron unos valores de simulación, compatibles con la tecnología disponible, de $W=S=0.1$ mm. Para el diseño de toda la banda, $W=0.13$ mm, $S=0.05$ mm. El parámetro L, longitud de las líneas acopladas, elegido es sensiblemente inferior, en la simulación, a los que se obtendrían de aplicar las fórmulas de Kajfez [4], o de Ho [5]. El circuito microstrip va montado en caja de latón cerrada, a fin evitar pérdidas de radiación y minimizar el efecto de influencias externas. Sobre la caja, que hace soporte de masa, van montados los condensadores de RF. Ambos condensadores se unen entre sí a través de hilo de oro con soldadura por termocompresión. A su vez el condensador, DI-CAP de 220 pF, se une también con hilo de oro a la pista microstrip (figura 7).

En las medidas realizadas con el analizador HP 8510B, se han combinado técnicas de calibración tipo OSL y TRL, y aplicado "Adapter Removal", a fin de poder medir el dispositivo con tipos de acceso diferentes, coaxial y guía. Se presentan gráficas de pérdidas inserción y de retorno, donde se comparan los resultados medidos (traza continua), con los de simulación (traza punteada) (figuras 8,9). Como las medidas han sido hechas incluyendo las transiciones Ridge y coaxial, las pérdidas de inserción son del orden de 1 dB mayores que los valores simulados. Ello puede atribuirse perfectamente a las pérdidas en ambas transiciones. Estos resultados son comparables a los obtenidos por Ho [5], en su diseño utilizando una tecnología de mayor precisión, en banda Ka.

CONCLUSIONES

Se han descrito el diseño de una sintetizador de impedancias con diodos PIN en banda X, programable (256 estados), y una "Te" de polarización microstrip con líneas acopladas (DC-block) en banda Ka. Ambos diseños, implementados en substrato CuClad, se ha realizado con ayuda de un programa de simulación y optimización. Se han cuidado muy especialmente los aspectos tecnológicos de fabricación del circuito impreso y de precisión mecánica. Las técnicas de medida utilizan calibraciones TRL y OSL, así como combinaciones de ambas (Adapter Removal). Los resultados experimentales muestran una buena concordancia con las simulaciones.

REFERENCIAS

- [1] S. Borràs, L. Pradell, A. Comerón, E. Artal
"Método para la determinación de los parámetros de ruido a partir de medidas precisas de factor de ruido y parámetros S."
V Simposium Nacional de la URSI. Vigo, septiembre de 1990.
- [2] Joseph F. White
"Semiconductor Control". Artech House, Inc 1977
- [3] R.K. Froelich
"Automated tuning for noise parameters measurements using a microwave probe"
Microwave Journal, March 1989
- [4] D.Kajfez and B.S. Vidula
"Design equations for symmetric Microstrip DC Blocks"
IEEE Trans. on M.T.T., vol MTT-28, no. 9 , september 1980
- [5] T.Q.Ho and Y.C. Shih
"Broadband Milimeter-Wave Edge Coupled Microstrip DC Blocks"
MSN & CT, april 1987

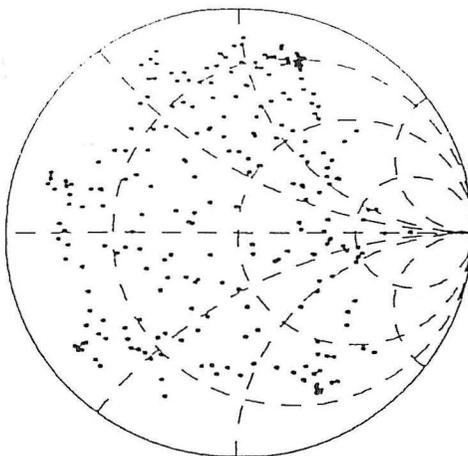


FIGURA 1 - RESULTADOS EXPERIMENTALES.
IMPEDANCIAS SINTETIZADAS A 8 GHz

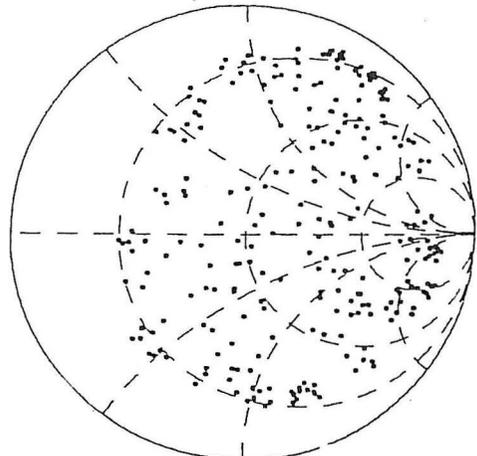


FIGURA 2 - RESULTADOS EXPERIMENTALES.
IMPEDANCIAS SINTETIZADAS A 11 GHz

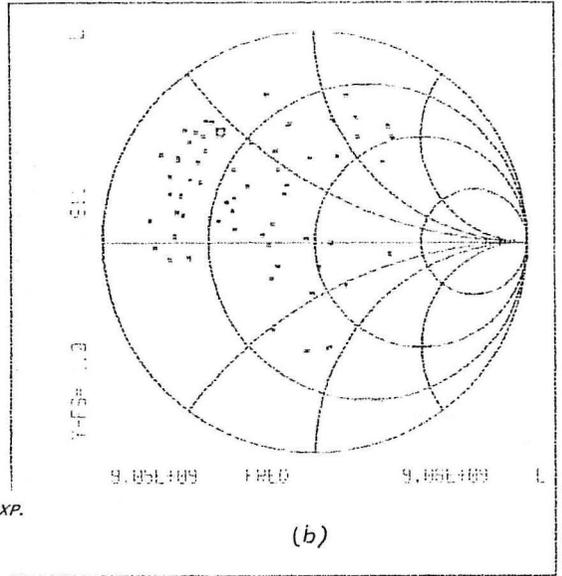
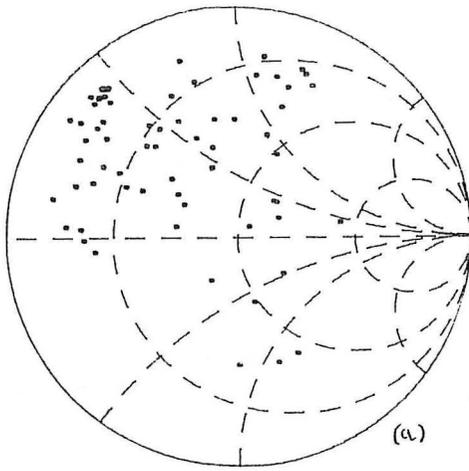
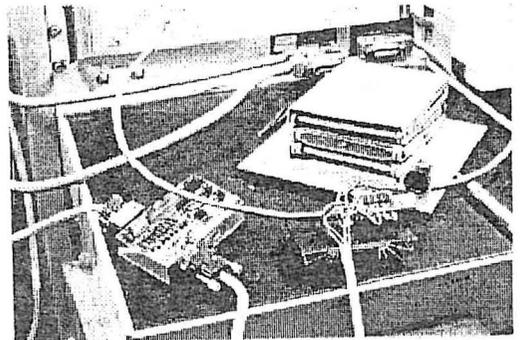
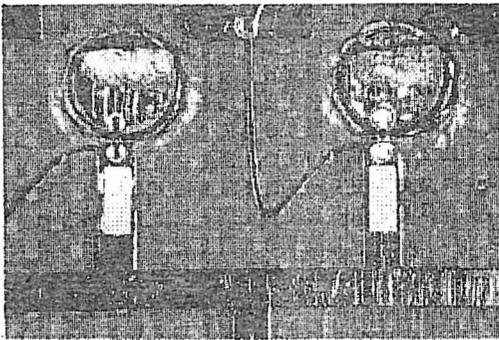


FIGURA 3 - COMPARACION SIMULACIONES-RESULTADOS EXP.
 a) RESULTADOS 9 GHz. (64 PUNTOS)
 b) SIMULACIONES 9 GHz. (64 PUNTOS)



(a)

(b)

FIGURA 4 - a) DETALLE MONTAJE DIODOS PIN
 b) DISPOSICION DE MEDIDA

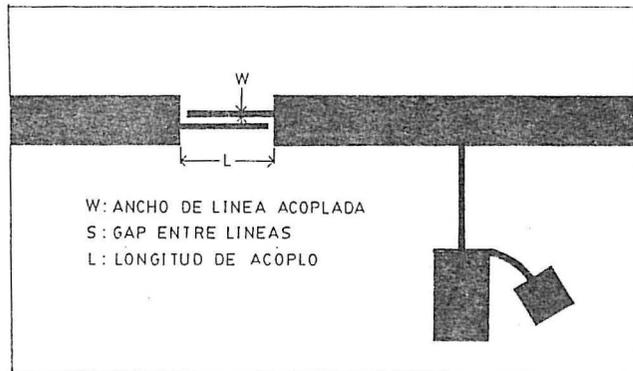


FIGURA 5 - MASCARA DE LA "TE"

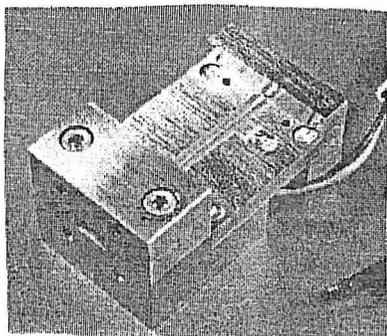


FIGURA 6 - "TE" DE POLARIZACION. BANDA Ka

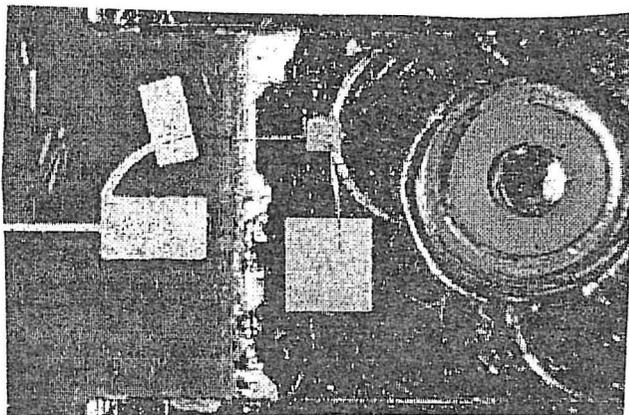


FIGURA 7 - DETALLE RED DE POLARIZACION

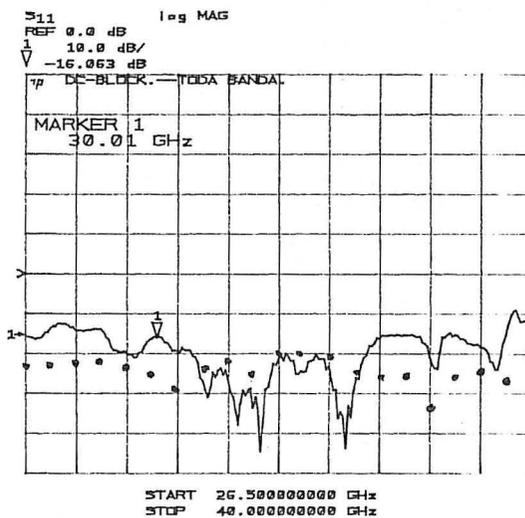
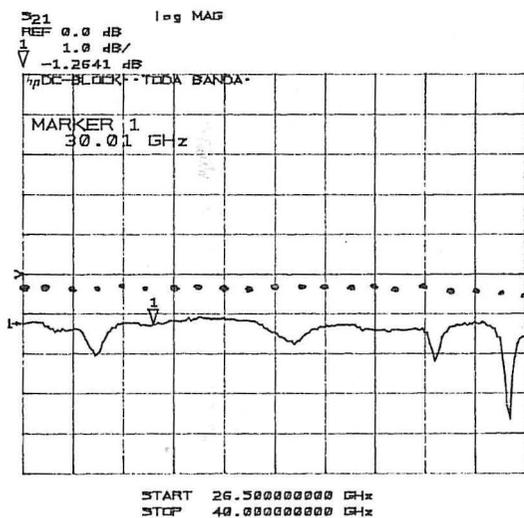


FIGURA 8 - COMPARACION SIMULACIONES CON RESULTADOS EXP. "TE" BANDA COMPLETA

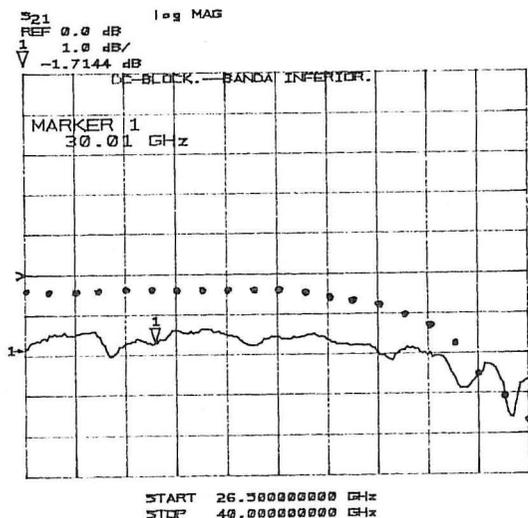


FIGURA 9 - COMPARACION SIMULACIONES CON RESULTADOS EXP. "TE" BANDA INFERIOR