

RECEPTOR COHERENTE PARA IMAGENES POR MICROONDAS

E. de los Reyes, L. Jofre, M. Ferrando, F. Guinjoan.
E.T.S.I de Telecomunicación. BARCELONA.
C/ J. Girona Salgado s/n Apdo 30002.

ABSTRACT:

In order to avoid heating in the microwave imaging of biological bodies a very high sensitivity is needed for the receiver. We present a low cost sensitive coherent microwave receiver in microstrip technology.

INTRODUCCION.

El objetivo del receptor coherente para imagenes por microondas (1) es entregar las partes real e imaginaria del campo difractado modulado, afín de ser tratadas por ordenador y obtener la imagen por procesado. Uno de los parametros más importantes en la cadena de recepción es su sensibilidad; para maximizarla adoptaremos los siguientes criterios:

- a) La demodulación coherente permite una señal débil en recepción y por tanto una señal débil en emisión no existiendo efectos térmicos.
- b) Dado que el sistema va a funcionar en tiempo real, el tiempo de medida va a ser corto y por tanto el ancho de banda asociado grande con el consiguiente aumento de ruido: será por tanto necesario insertar un amplificador de bajo ruido (A.B.R) previo al demodulador coherente.

El esquema de medida del sistema de imagenes por microondas es el siguiente, donde el receptor coherente está enmarcado a trazos:

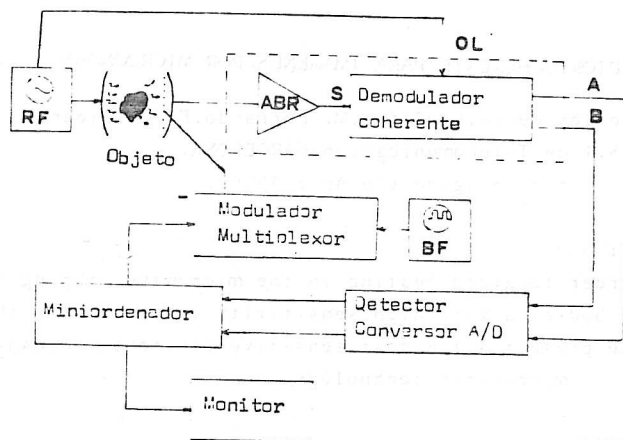


Fig. 1. Esquema de medida del sistema de imágenes por microondas.

AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO (A.B.R.).

Consideraciones generales:

- Para garantizar una ganancia elevada (30 dB) el amplificador constará de tres etapas. Los transistores empleados son los NE 70083 (MESFET) específicos para aplicaciones de bajo ruido.
- La polarización de los dos primeros será para bajo ruido mientras que el último se polarizará para máxima ganancia.
- Las redes de adaptación se diseñarán para obtener la máxima ganancia de los transistores con su polarización correspondiente. Dichas redes se realizarán mediante líneas acopladas.
- Para evitar realimentaciones por radiación el conjunto se colocará en el interior de una guía en corte para la máxima frecuencia de operación.
- La frecuencia central será de 9,5 GHz y el amplificador se realizará en microstrip.

Redes de adaptación:

Utilizaremos líneas acopladas de longitud $\lambda/4$ terminadas en circuito abierto dado que presentan las siguientes ventajas:

I-Desacople en contínua sin necesidad de condensadores.

II-Su funci3n de transferencia:

- a) Se comporta como un filtro paso banda centrado a la frecuencia de diseño atenuando bajas frecuencias y cortando un posible camino de realimentaci3n.
- b) Facilita la sintonizaci3n de la del A.B.R (adaptaci3n de banda ancha).

Fijaremos los siguientes parámetros de las líneas acopladas:

$H=0.25$ mm altura del diel trico.

$S=0.1$ mm separaci3n entre pistas.

$\epsilon_r=2.2$ correspondiente al DUROID.

siendo el parámetro de diseño la anchura de cada línea, W , obteniendo $W=0.76$ mm para las redes interetapa, $W=0.4$ mm para la red terminal y $W=0.46$ mm para la red de entrada.

La versi3n microstrip y la respuesta en frecuencia se dan a continuaci3n.

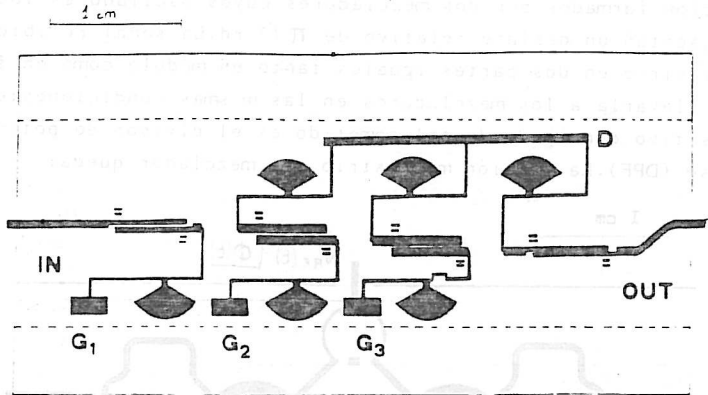


Fig. 2 Versi3n microstrip del A.B.R.

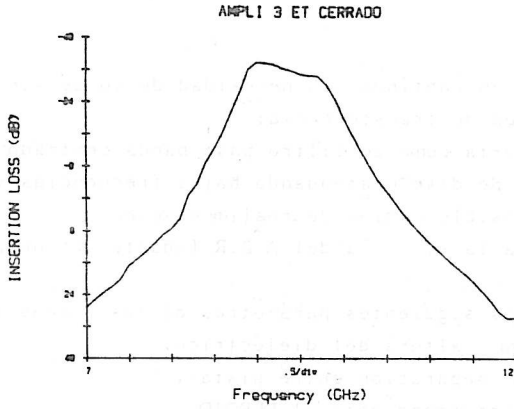
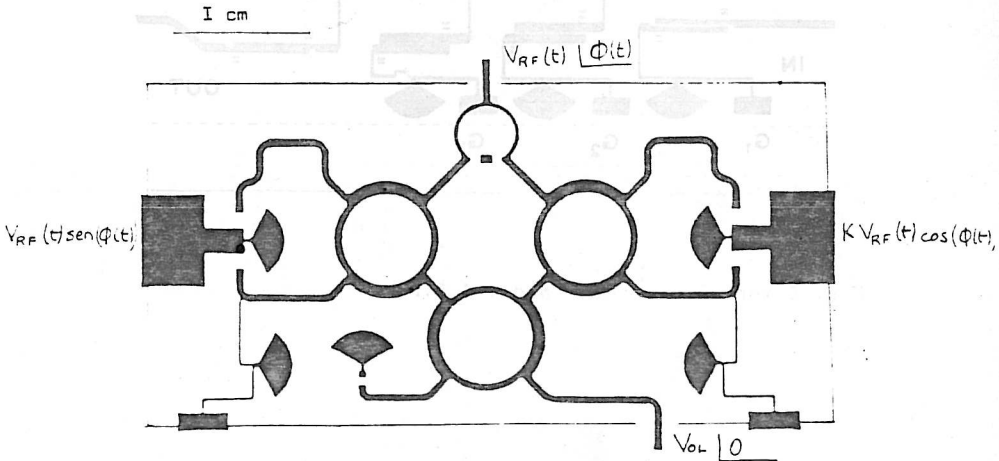


Fig.3. Respuesta en frecuencia del A.B.R.
DEMODULADOR COHERENTE.

Tras la amplificación anterior, hemos de demodular la señal coherentemente obteniendo sus partes real e imaginaria a frecuencia intermedia cero; esto se consigue con dos canales de demodulación formados por dos mezcladores cuyos osciladores locales presentan un desfase relativo de $\pi/2$ rd. La señal recibida ha de dividirse en dos partes iguales tanto en módulo como en fase para llevarla a los mezcladores en las mismas condiciones: el dispositivo encargado de tal cometido es el divisor de potencia en fase (DPF). La versión microstrip del mezclador queda:



4. Versión microstrip del demodulador coherente.

Medidas y resultados:

a) Potencia óptima de oscilador local.

Las pérdidas de conversión del diodo son mínimas para una potencia de oscilador local incidente sobre el de 0dBm. Al tener dos mezcladores equilibrados necesitamos 6dBm. A la potencia por consideraciones de ruido y pérdidas tomaremos $6\text{dBm} \leq P_{oL} \leq 10\text{dBm}$

b) Comportamiento en banda de los canales de demodulación.

Si conectamos los canales de salida a un trazador X-Y, variando la fase de la señal de entrada de 0 a 360° deberemos obtener un círculo. En caso contrario obtenemos una elipse al aparecer un error de fase relativo entre ambos canales; entonces las salidas del demodulador son:

$$\begin{cases} a(t) \cos(\phi(t)) \\ a(t) \sin(\phi(t) + \epsilon) \end{cases}$$

Puede demostrarse que en caso de errores pequeños se cumple:

$$\epsilon = \frac{(F_1/F_2)^2 - 1}{2}$$

donde F_1, F_2 son los ejes mayor y menor respectivamente. Evaluaremos este error realizando una medida que consiste en visualizar las salidas de ambos canales en un trazador X-Y, para distintas frecuencias y a distintas potencias de señal recibida ($9\text{GHz} \leq f \leq 10\text{GHz}$). Obtendremos así varias elipses a cada frecuencia que permitirán calcular la variación del error medio con la frecuencia. El esquema de medida utilizado es:

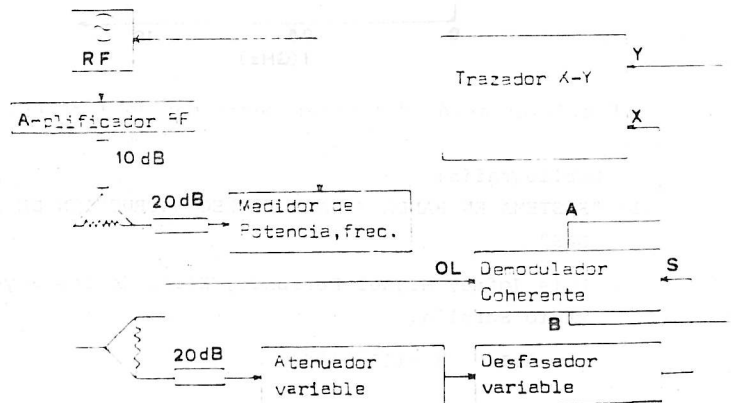
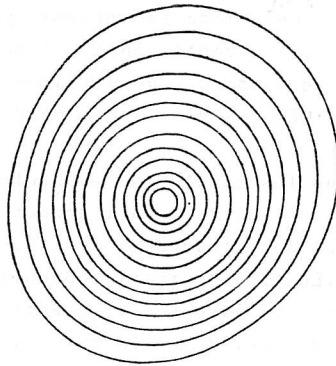


Fig. 5. Esquema de medida del demodulador.

Por ejemplo las salidas obtenidas a 9,5 GHz son:



$f=9,5$ GHz

$P_{OL} = 7$ dBm

calibración: 7,5 mV/cm

Potencia señal recibida: de -13 dBm a -35 dBm.

Fig.6 . Salidas del demodulador en un trazador X-Y.

La variación del error medio con la frecuencia es:

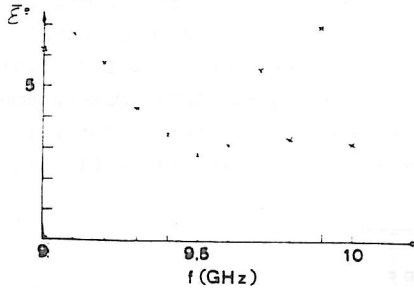


Fig.7. Variación del error medio con la frecuencia.

Bibliografía:

- (1) "SISTEMA EN BANDA X PARA LA RECONSTRUCCION DE IMAGENES EN MICRO-DAS"

Luis Jofre, Miguel Ferrando, Elias de los Reyes, Jordi Berenguer, Mario Sorolla.

U.R.S.I. Sevilla 1984