

## **DISEÑO DEL MODULO EMISOR-RECEPTOR PARA UN PROTOTIPO CLINICO DE TOMOGRAFO DE MICROONDAS**

J. Torres, A. Broquetas, Ll. Jofre.  
Dept. de T.S.C.- Grupo A.M.R.  
E.T.S.E. Telecomunicació- U.P.C.  
Apdo. 3002, 08080-BARCELONA

### **ABSTRACT:**

This paper presents the design of an emitter-receiver system for a clinical microwave tomographic scanner prototype. A new design has been considered to reduce the problems of a prior experimental prototype in the department, the electromagnetic compability and the repetibility errors. From a viability study, a protoype system has been integrated and evaluated. The design of the subsystems and the finals results are discussed in this communication.

### **INTRODUCCION:**

Los tratamientos de hipertemia, sobre tumores cancerígenos, consisten en elevar la temperatura del tumor hasta 41-44°C mediante la aplicación de energía electromagnética o ultrasonidos. Con el objeto de monitorizarlos, utilizando técnicas no invasivas, se desarrolló un prototipo experimental de sistema de tomografía activa por microondas con geometría cilíndrica funcionando a 2.45 GHz [1]. La reconstrucción de los cambios térmicos, producidos en los tejidos biológicos, es posible gracias a la alta sensibilidad térmica de su permitividad. Iluminando el cuerpo mediante microondas y midiendo los campos dispersados, es posible construir una imagen que muestre los cambios de temperatura en su interior.

Se ha empezado a evaluar la construcción de un prototipo clínico a más baja frecuencia, con el objetivo de bajar la atenuación a costa de disminuir la resolución, manteniéndola a un nivel suficiente para visualizar las zonas calentadas. Se procurará mejorar las limitaciones de resolución del anterior prototipo, causadas principalmente por la baja sensibilidad y los errores de repetibilidad en las medidas, y no tanto a las limitaciones del algoritmo.

### **CARACTERISTICAS DEL NUEVO PROTOTIPO:**

Las conclusiones de estudios realizados en [3] han permitido definir las características que debería tener un prototipo clínico de tomógrafo de microondas para implementarlo en un sistema real de hipertermia. Los dos objetivos son: mejorar la sensibilidad, aumentando el margen dinámico entre cotas de 100 y 80 dB disminuyendo la frecuencia de trabajo a 434 MHz, y mejorar la repetibilidad del sistema cuidando las derivás de las señales interferentes y variaciones en la matriz de ganancias, procurando obtener relaciones señal interferencia superiores a 100 dB. La relación señal ruido debe ser superior a 20 dB.

En base de los requisitos anteriores se empezó el diseño del módulo emisor-receptor utilizando frecuencias más bajas a la entrada y salida, incluyéndolo en cada sector de la

agrupación para disminuir la zona crítica susceptible de provocar interferencias. De esta manera sólo la agrupación estará operando a la frecuencia de trabajo y el resto de la red de distribución no estará sujeta a condiciones de atenuación y aislamiento muy exigentes.

El circuito realizado corresponde a la fig. 1. Consta de un doblador de frecuencia cuya salida ataca a un preamplificador que adapta el nivel de señal para el amplificador de potencia en emisión y al puerto de OL del mezclador, finalmente la señal pasa a través de un multiplexor de emisión-recepción para modularse BPSK. En recepción la señal se lleva a través del conmutador a un amplificador de bajo ruido, posteriormente es filtrada adecuadamente para atenuar la frecuencia imagen, convertida a una frecuencia intermedia de 70 MHz y amplificada.

Antes de pasar a la fase de implementación se realizaron estudios teóricos sobre una agrupación de 64 antenas con un diámetro del array de 60 cm. para verificar los requisitos anteriores. Se verificó la necesidad del modulador de fase para mantener una adecuada relación señal interferencia, una potencia de emisión respetando las normas ANSI (normas internacionales de radiación sobre cuerpos biológicos) que puede ser de 0.5-2 w. (27-30 dBm), así como cálculos para cumplir el margen dinámico, la SNR y estudios de compatibilidad electromagnética jugando con la despolarización de los amplificadores de la cadena de emisión o recepción en el caso que la agrupación reciba o emita, respectivamente.

#### DISEÑO DEL MODULO EMISOR-RECEPTOR:

La idea en la realización del diseño es integrarlo todo en una sola caja metálica con paredes de blindaje entre circuitos que lo precisen, para facilitar una rápida adaptación a nuevas condiciones de trabajo. Se utilizó como sustrato fibra de vidrio con una  $\epsilon_r=4.15$  implementando los diseños con tecnología microstrip.

En parte de los subsistemas se ha utilizado componentes comerciales (amplificadores, doblador de frecuencia, divisor de potencia, mezclador) y en los restantes (filtros, conmutador SPDT, modulador de fase BPSK) se han dissenyado utilizando software de simulación.

##### a) Emisión:

Como doblador de frecuencia se ha utilizado el RK-2 de Minicircuits que actuará sobre  $f_o/2$  ( $f_o=434$  MHz) en emisión y sobre  $f_{oi}/2$  ( $f_{oi}=504$  MHz para poder demodular a 70 MHz) en recepción. Para atenuar los armónicos se diseñó un filtro paso banda de sexto orden con elementos discretos resultado de la unión de un filtro paso bajo y un paso alto. Su parámetro de transmisión corresponde a la fig. 2.

El preamplificador debe suministrar 12 dBm a su salida para obtener 7 dBm a la entrada OL del mezclador, una solución barata es utilizar un amplificador monolítico MAV-11 (Minicircuits) con  $G=12$  dB. Debe atacar al divisor de potencia PSC-2-1W (Minicircuits) con pérdidas de inserción de 4 dB y aislamientos de 20 dB. El amplificador de potencia utilizado fue el CA4812 (Motorola) con  $G=17$  dB i  $P_{out}$  que puede llegar a 26 dBm.

El conmutador de 1 a 2 vías (SPDT) que separará el camino de emisión del de recepción deberá soportar potencias del orden de 0.5 w y debe presentar pocas pérdidas, para ello se jugó con la polarización de diodos PIN. Se implementó una configuración serie del diodo en una línea de transmisión con el objetivo de obtener aislamientos entre caminos no seleccionados de 20 dB y una polarización que permitiera obtener frecuencias de conmutación de 1 KHz.

La polarización de un diodo en sus respectivos estados viene dada en directa por corriente ( $I_p$ ) y en inversa por tensión ( $V_p$ ), por lo que es lógico que si respetamos dicha polarización mediante el diseño de un driver [4] obtendremos el máximo aislamiento y máxima frecuencia de conmutación. Para el diodo PIN escogido HP-5082-3379 el punto de polarización es de ( $I_r=60$  mA,  $V_r=20$  V). Se pudo comprobar empíricamente que si se polarizaba mediante una onda cuadrada respetando  $I_r$  en directa, pero en inversa polarizando a una  $V=6 < V_r$ , se obtenían aislamientos de 27 dB con pérdidas de inserción de 0.5 dB pudiéndose conmutar a 1 kHz.

Para la realización de un modulador de fase BPSK que presente un aislamiento de 30 dB y se pueda modular a 200 KHz en emisión, se pensaron diferentes diseños pero por limitaciones tecnológicas se implementó la configuración que consiste en hacer conmutar la señal a través de dos caminos con una diferencia de retardos de  $180^\circ$ . Este retardo se puede conseguir mediante elementos reactivos discretos o mediante el uso de dos líneas de transmisión con una diferencia de longitudes de  $\lambda/2$  que es la que se usó por presentar menos pérdidas de inserción. Es lógico pensar que con longitudes de línea de 0 y  $\lambda/2$  se conseguiría el mínimo aislamiento pues la línea está en resonancia y el efecto de los diodos en sus extremos es superfluo, como se pudo comprobar en las simulaciones, por lo tanto se puede deducir que el máximo aislamiento estará alrededor de longitudes de línea de  $\lambda/4$  y  $\lambda/2 + \lambda/4$ . Su implementación física en línea microstrip resultaba demasiado voluminosa ( $\lambda/4$  sobre fibra de vidrio  $\approx 8.5$  cm) por lo que se usó un cable coaxial de bajas pérdidas (RG-174-A/U), aprovechando su flexibilidad para minimizar el espacio. En cuanto a la polarización, empíricamente se obtuvo aislamientos de 53 dB usando una onda cuadrada de  $\pm 8$  V pero sólo se pudo llegar a conmutar hasta 1 KHz, por lo que se diseñó un driver de polarización que en directa polarizara a  $I_r=60$  mA y en inversa a  $V=2$  V,  $V_r=40$  V. Se obtuvo frecuencias de conmutación superiores a los 200 KHz requeridos con aislamientos de 57 dB y con una diferencia de atenuación entre caminos de 0.5 dB.

#### b)Recepción:

Debido al gran ancho de banda (2 GHz) del amplificador de bajo ruido MAR-6 (Minicircuits) con  $G \approx 20$  dB y  $NF \approx 2.8$  dB, se realizó a su entrada un filtro paso banda sencillo, para no incrementar excesivamente el factor de ruido de la cadena receptora, pero de alto Q, consistente en una resonancia serie.

Para atenuar 20 dB la frecuencia imagen (574 MHz) se diseñó un filtro banda eliminada. Para facilitar su sintonización o su adaptación a nuevas frecuencia de trabajo se realizó con tecnología microstrip mediante la utilización de líneas acopladas de longitud  $\lambda/4$  ('spurn-line') [5]. El problema de este diseño es la mala adaptación a  $f_0$  dando un  $s_{11}$  de -7 dB, por lo que se procedió a adaptar utilizando una red reactiva en L. El resultado se muestra en la fig. 3. Como mezclador se utilizó el SRA-1 (Minicircuits).

En la amplificación de la etapa de frecuencia intermedia (FI) se usó el amplificador de video SE/NE 592 de Philips con  $G \approx 30$  dB, salida diferencial y ancho de banda hasta 200 MHz. Lo más crítico en esta etapa fue el diseño de los dos filtros de FI a la entrada y salida del amplificador para atenuar las frecuencias de radiodifusión. Dichos filtros debían ser muy estrechos, con sintonización variable y de pocos elementos. La solución se halló en el uso de un transformador que permitía aumentar el Q del filtro proporcionalmente a la relación de transformación (filtro de entrada) o permitía adaptar la salida (filtro de salida).

La salida del filtro presenta  $20 \Omega$  y se adaptó a  $50 \Omega$  mediante un transformador de relación 2:3 añadiendo un condensador en paralelo para hacerlo resonar a FI.

En el diseño del filtro a la entrada fue necesario conseguir un filtro más estrecho a partir de una relación de transformación elevada, por ejemplo 1:7 logrando la sintonización mediante un condensador variable en serie. Fue necesario la incorporación de un filtro paso bajo sencillo en cascada para atenuar una segunda resonancia debido al efecto de elementos parásitos.

#### **ANÁLISIS Y RESULTADOS:**

En **emisión** (fig. 4) se consigue una potencia de 22 dBm, 3 dB menos de lo esperado perdidos en la ganancia del amplificador de potencia que era de 14 dB y no de 17 dB como decía el fabricante. El nivel de armónicos se mantiene a niveles de 30 dB.

En **recepción** (fig. 5) utilizando el peor caso que es para una señal de entrada al sistema de -80 dBm, se observa el efecto del filtrado que ha permitido reducir las emisiones externas y armónicos generados por no linealidades existentes dentro del sistema, a niveles superiores a los 20 dB.

Se realizaron medidas de factor de ruido del receptor mediante el HP346B obteniéndose 7 dB, asimismo se caracterizó toda la cadena para que en próximos prototipos se pueda reducir a 4 dB (2 dB ya lo aportan el modulador y conmutador).

También se visualizó la modulación de fase mediante un analizador de modulaciones vectoriales (HP 8981A) obteniéndose un error en la fase de 3° y se comprobó el incremento de amplitud de 0.5 dB.

Finalmente se acabó de caracterizar los posibles caminos interferentes verificando que los resultados no estaban muy lejos del estudio teórico inicial.

#### **CONCLUSIONES:**

En la evaluación del nuevo sistema respecto el prototipo experimental cabe destacar la fácil realización tecnológica pudiéndose usar bastantes componentes comerciales.

En próximos prototipos se deberá aumentar la potencia de emisión mejorando el amplificador de potencia y sería conveniente incrementar 10 dB la ganancia del LNA, utilizando transistores de bajo ruido para mejorar el factor de ruido total del receptor.

También se ha podido comprobar que se cumplen las especificaciones que se habían exigido en un principio.

#### **REFERENCIAS:**

[1] A. Broquetas, M. Ferrando, J.M. Rius, Ll. Jofre, E. de los Reyes, A. Cardama, A. Elías, J. Ibáñez. "Temperature and permittivity measurements using a cylindrical microwave imaging system". 17 th Europ. Microwave Conf. Rome 1987, pp. 892-895.

[2] A. Broquetas, "Tomografía de microondas en geometría cilíndrica para aplicaciones biomédicas", Tesis Doctoral, ETSETB Mayo 1989.

[3] J. J. Mallorquí, "Termografía activa de microones en cossos biològics", PFC ETSETB, 1990.

[4] M. Baquero, "Arquitectura RF para un sistema de termografía de microondas", PFC ETSETB 1986.

[5] B.M. Schiffan, G.L. Matthaei, "Exact design of Band Stop microwave filters", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, pp 6-15, January 1964.

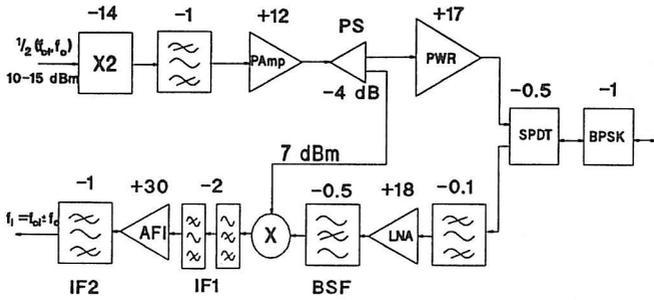


Fig. 1. Esquema final del módulo emisor-receptor diseñado.

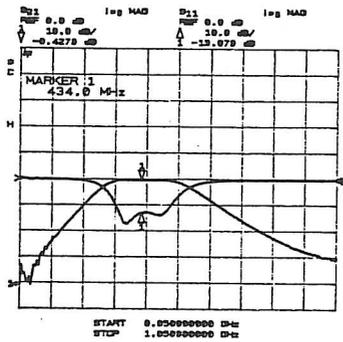


Fig. 2. Filtro paso banda del doblador.

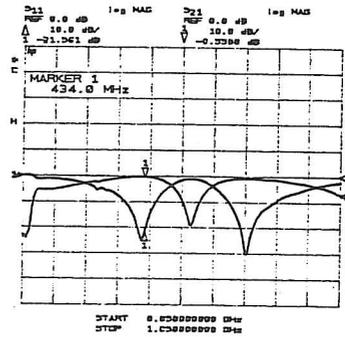


Fig. 3. Adaptación del 'spurn-line'.

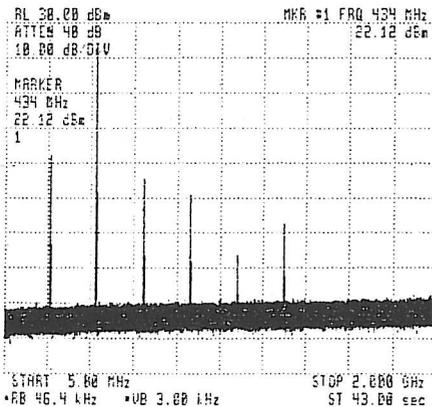


Fig. 4. Resultado final en emisión.

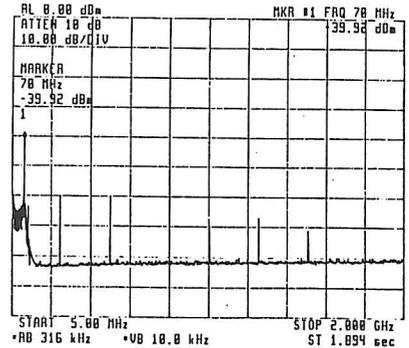


Fig. 5. Resultado final en recepción.