

Diseño de un pre-amplificador de potencia en 2,4 GHz mediante el uso de tecnología de microtiras

Cristian Germán Huaco Olcese¹, Carlos Mario Puliafito^{1,2}, Jeremías Aliquó¹

¹Universidad de Mendoza, Facultad de Ingeniería, Instituto de Alta Frecuencia y Microondas, Paseo Emilio Descotte 750, (5500) Mendoza, Argentina

²Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Mendoza, Grupo Lecer, Gral. Rodríguez 273, (5500) Mendoza, Argentina

german.huaco.olcese@gmail.com

Recibido el 20 de octubre de 2013 aprobado el 10 de febrero de 2014

Resumen

El presente trabajo describe el proceso de construcción, mediante la utilización de tecnología de microtiras, de un pre-amplificador de potencia en microondas, el cual opera en la frecuencia de 2,4 GHz., obteniendo una potencia en la salida de 100 mW, a fin de trabajar como etapa alimentadora de un dispositivo de mayor potencia (1 W). Dicha publicación se encontrará cronológicamente distribuida, y diferenciando claramente los procesos de diseño teórico, construcción, mediciones en laboratorio, y conclusiones finales.

PALABRAS CLAVE: MICROTIRAS – AMPLIFICADOR DE POTENCIA – ALTA FRECUENCIA – MICROONDAS

Abstract

The purpose of this publication is to describe the design process for a pre-amplifier microwave operating at 2,4 GHz, with an output power of 100 mW. This device was made using strip line`s techniques and it operates as a previous stage in order to feed another amplifier. In this paper, I will give an in depth and chronologically ordered overview in order to describe the processes of design, construction and measurements associated with this pre-amplifier microwave.

KEYWORDS: STRIP LINE – POWER AMPLIFIER – HIGH FREQUENCY – MICROWAVES

Introducción

En el presente trabajo se trata el diseño, construcción y análisis de un pre-amplificador lineal de pequeña señal en microondas. Tomaremos una frecuencia de trabajo de 2,4 GHz, y se imponen las condiciones de 100 MHz de ancho de banda y una potencia en la salida de 20 dBm (100 mW). Dichas condiciones serán necesarias y suficientes para que nuestro dispositivo sea capaz de alimentar a futuro, a un amplificador de 1 W en la banda previamente especificada. Para lograr nuestro cometido nos basaremos en la tecnología de microtiras, comúnmente usada para los diseños de este tipo.

Cronológicamente nuestro trabajo constará de tres etapas claramente diferenciadas, donde en una primera parte tendremos en cuenta la elección y aplicación de los criterios, procedimientos y modelos de diseño a utilizar, siempre desde el punto de vista de lo teórico. En una segunda etapa, se procede a la construcción del dispositivo de acuerdo a los resultados obtenidos en la etapa anterior, para finalmente, y en una última etapa, la evaluación y elaboración de conclusiones con respecto al dispositivo terminado y en funcionamiento.

Como aspecto adicional, debemos tener en cuenta otros factores importantes, sobre todo en cuanto a la obtención de los componentes, ya que para el rango de frecuencia en el cual operamos, esta no será siempre una empresa fácil, por lo que esto nos proporcionará otro aspecto limitante en la hora del diseño.

Elección del criterio de diseño

Para el proceso de diseño, se elige trabajar con el criterio de la máxima ganancia, el cual suele usarse en circuitos lineales. Como su nombre lo indica, se buscará obtener la máxima ganancia posible mediante el uso de parámetros S. Para esto nos valdremos de dos redes de adaptación: una adaptando el puerto de entrada del elemento activo con el generador y la otra entre el puerto de salida y la carga. Para lograr el cometido, será necesario cumplir con la siguiente condición:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_g^* \quad \Gamma_{sal} = \Gamma_c^* \quad (1)$$

Lo cual no será otra cosa, que obtener una adaptación conjugada en la entrada y salida del dispositivo.

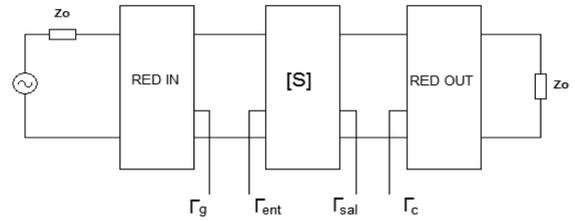


Fig. 1. Esquema de adaptación conjugada

En el caso de un dispositivo bilateral, como el que a nosotros nos compete, dichos valores de coeficiente de reflexión en la entrada serán afectados también por los de salida y viceversa, matemáticamente se expresará de la siguiente manera:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_g^* = S11 + \frac{S12 \cdot S21 \cdot \Gamma_c}{1 - S22 \cdot \Gamma_c} \quad y$$

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_c^* = S22 + \frac{S12 \cdot S21 \cdot \Gamma_g}{1 - S11 \cdot \Gamma_g} \quad (2)$$

Donde luego podremos llegar a las siguientes ecuaciones, a partir de las cuales obtendremos los valores adecuados para nuestra adaptación:

$$\Gamma_{sg} = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4|C1|^2}}{2C1} \quad y$$

$$\Gamma_{sc} = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4|C2|^2}}{2C2} \quad (3)$$

Donde:

$$B1 = 1 + |S11|^2 - |S22|^2 - |\Delta|^2$$

$$B2 = 1 + |S22|^2 - |S11|^2 - |\Delta|^2$$

$$C1 = S11 \cdot \Delta \cdot S22^*$$

$$C2 = S22 \cdot \Delta \cdot S11^*$$

$$\Delta = S11 \cdot S22 - S12 \cdot S21 \quad (4)$$

Como resultado de esto tendremos dos valores de Γ_{sg} y dos de Γ_{sc} , donde uno será positivo y el otro negativo, por lo que elegiremos los primeros para nuestro diseño.

Una vez obtenidos los valores correctos, ya estamos en condiciones de iniciar el diseño de las redes de adaptación, para el cual nos valdremos de la herramienta de software *Microwave Office 2009*.

Una vez elegido el elemento activo, que en nuestro caso será el transistor bipolar AT-42070 (NPN), partiendo del juego de parámetros S brindados por el fabricante, obtendremos los valores de impedancia correspondientes a los coeficientes de reflexión en los puertos de entrada y salida res-

pectivamente. Dichos valores, ya normalizados para 50 ohm, serán:

$$GM1=0,080584 - j 0,1859924$$

$$GM2=1,044962 + j 1,932692$$



Fig. 2. Coeficiente de reflexión en la entrada del transistor

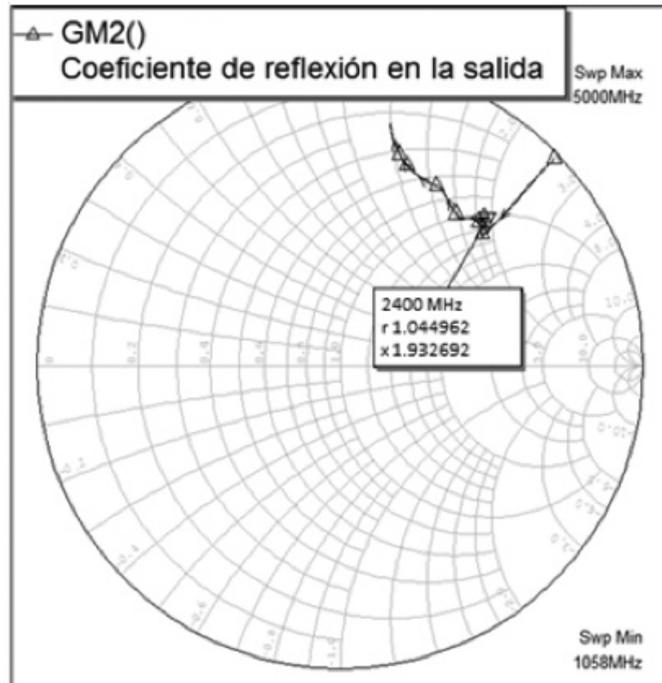


Fig. 3. Coeficiente de reflexión en la salida del transistor

Estabilidad del transistor

Otro aspecto importante a tener en cuenta es el estudio de la estabilidad del transistor como un ente independiente y para los valores de polarización del fabricante ($V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=35\text{ mA}$), para esto nos valdremos del factor K analizando su respuesta en frecuencia.

Recordando la expresión matemática de dicho factor:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (5)$$

Donde:

$$|\Delta| = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (6)$$

Concluimos que para lograr estabilidad incondicional en una frecuencia determinada, dicho factor deberá ser mayor a 1.

Como resultado del análisis, tenemos un transistor (Fig. 4) potencialmente inestable en la banda de 0 a 1057 MHz, valor a partir del cual es incondicionalmente estable. En este paso no tomaremos decisiones al respecto a fin de no incrementar las pérdidas, y se esperará a analizar la respuesta total, una vez incluidas las redes de adaptación al diseño.

Diseño de las redes de adaptación

Con respecto al diseño de las redes de adaptación de los puertos del transistor con el generador y la carga se buscará realizar una adaptación gradual mediante el agregado de líneas de transmisión y *stubs*, tanto abiertos como cortocircuitados. En otras palabras, partiremos desde el punto ubicado en el centro del diagrama de Smith, correspondiente a $50+j0\text{ ohm}$ (impedancia de generador o carga), hasta el punto correspondiente al valor de impedancia correspondiente al coeficiente de reflexión del puerto en cuestión.

En nuestro caso, para la red de entrada, y partiendo desde el generador (centro de la carta de Smith), mediante el agregado de un *stub* en cortocircuito y dos líneas en serie con diferente sección, nos desplazamos gradualmente hacia el punto deseado correspondiente con el puerto de entrada del transistor. El mismo procedimiento se realiza en la salida, obteniendo una línea en serie con la carga seguida de un *stub* en cortocircuito y una línea de transmisión en serie con el puerto de salida de nuestro transistor.

Cabe destacar que en el diseño de redes se priorizó el uso de *stubs* en cortocircuito en lugar de líneas abiertas, a fin de evitar inconvenientes producto de radiaciones indeseadas, comunes en este tipo de líneas.

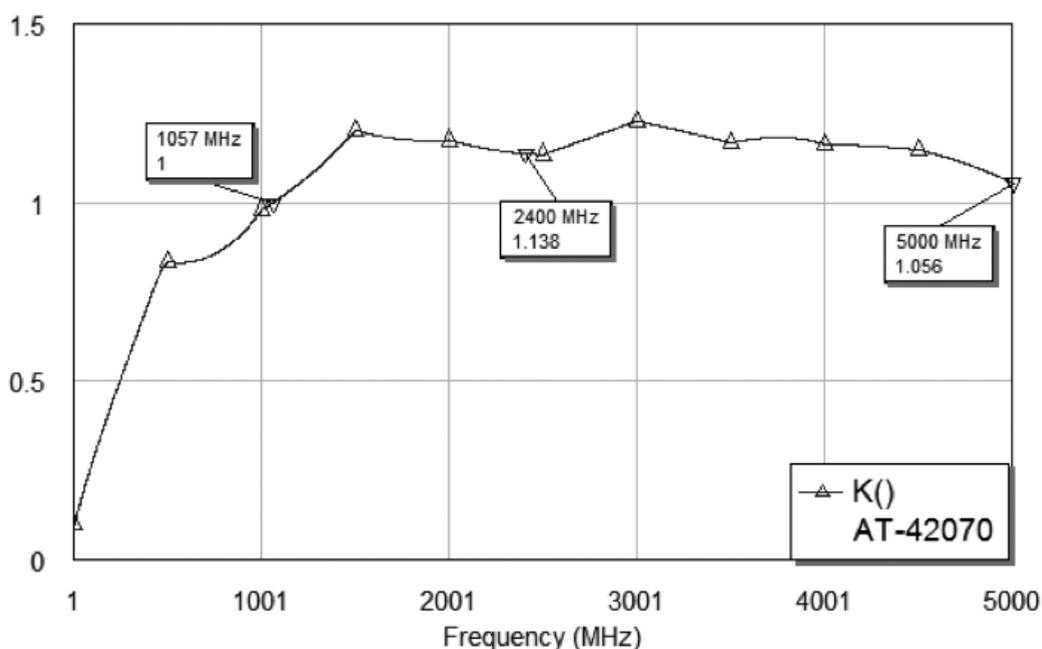


Fig. 4. Factor de estabilidad K del transistor

En los siguientes diagramas de Smith, figuras 5 y 6, se observan las contribuciones correspondientes de cada elemento formante de las redes de entrada y salida respectivamente.

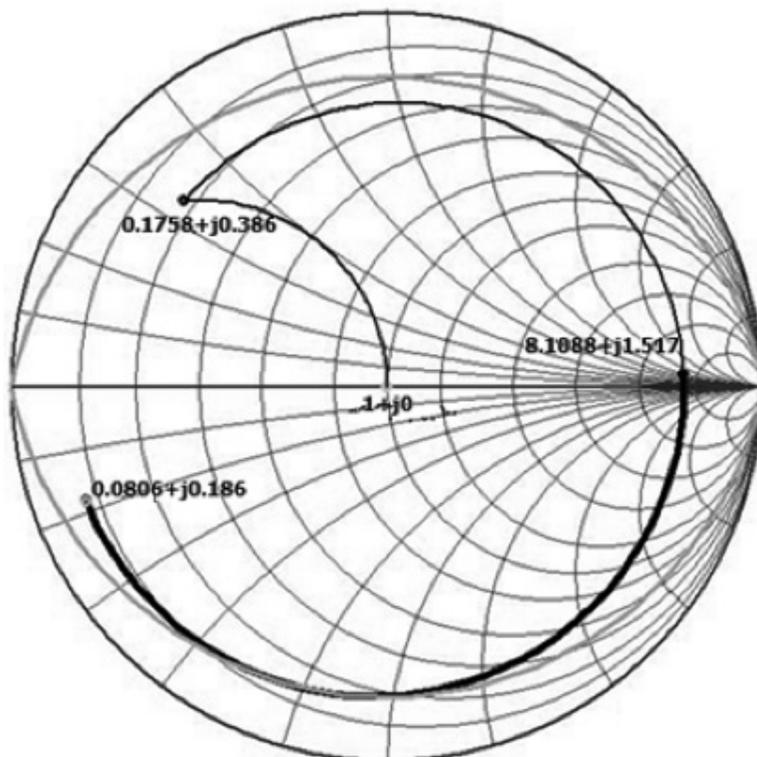


Fig. 5. Comportamiento de la red de adaptación de entrada

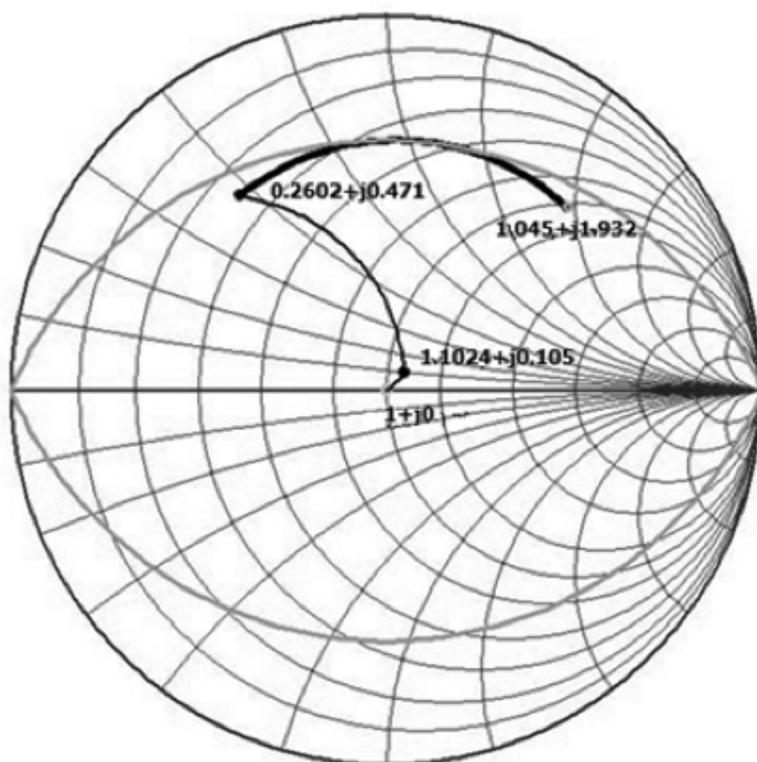


Fig. 6. Comportamiento de la red de adaptación de salida

A continuación se observa un esquema con los elementos constituyentes de las redes de adaptación y sus respectivas dimensiones físicas.

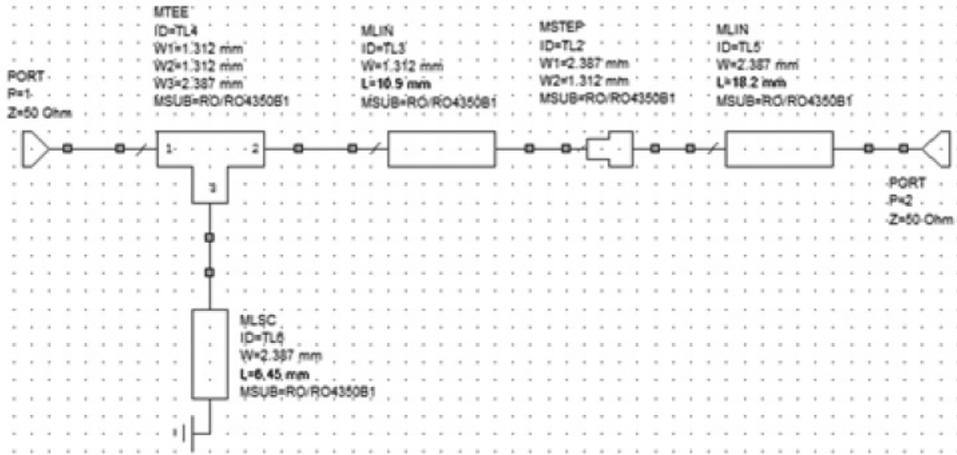


Fig. 7. Esquema general de la red de adaptación de entrada

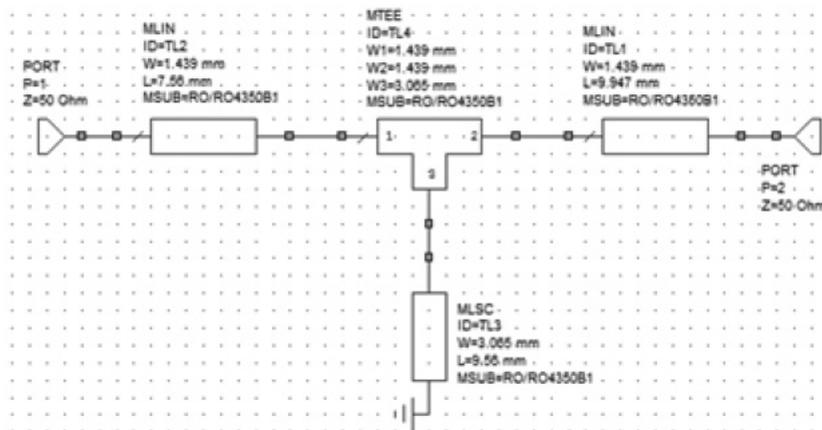


Fig. 8. Esquema general de la red de adaptación de salida

Análisis conjunto del sistema

En este paso se realiza el análisis del conjunto del transistor con sus redes de adaptación, tomando el sistema total como un cuadripolo.

En primer lugar se realiza el análisis de atenuación de retorno, este es un valor importante, ya que determinará la relación entre onda reflejada e incidente en un determinado puerto. Dicho valor nos determinará el grado

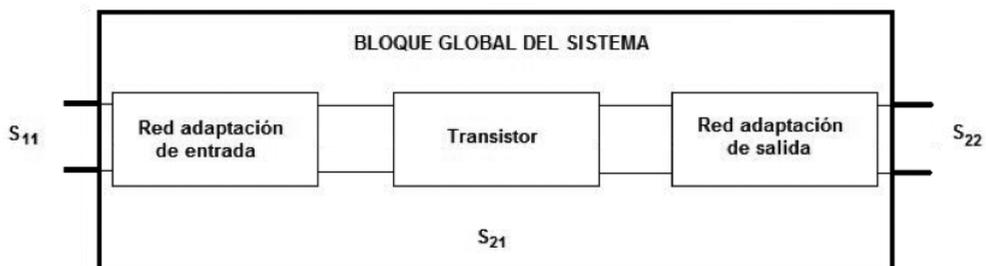


Fig. 9. Representación del sistema en forma de cuadripolo

de adaptación de nuestro sistema, de más está decir que una gran atenuación de retorno marcará un buen aprovechamiento de potencia, mientras que por el contrario cuando este disminuye, determina un aumento en el valor de la onda reflejada, pudiendo incluso, producir una condición de oscilación cuando esta es mayor a la incidente.

En nuestro caso, y para la frecuencia de trabajo solicitada, nuestro análisis arroja un valor de $-22,77$ dB en el puerto de entrada y $-37,55$ dB en el puerto de salida. Dichos valores son considerados satisfactorios ya que con ellos se consigue la suficiente atenuación a la onda reflejada en la zona de interés.

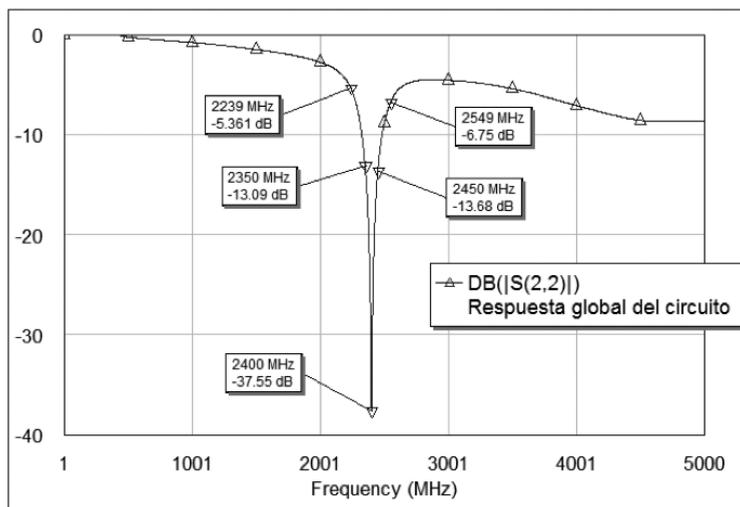


Fig. 10. Atenuación de retorno en la entrada

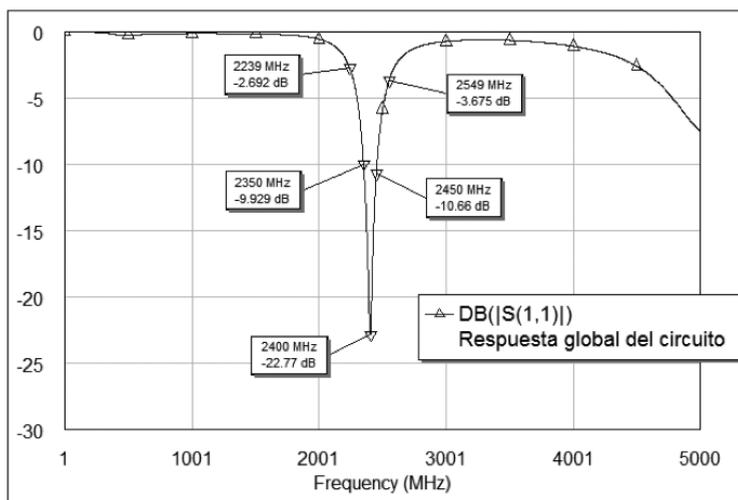


Fig. 11. Atenuación de retorno en la salida

En cuanto a la respuesta en frecuencia del sistema, Fig. 12, se observa que como valor teórico, este alcanza los $14,38$ dB de ganancia en la frecuencia de trabajo y alcanzando un ancho de banda superior a los 300 MHz.

La estabilidad del sistema es otro punto crucial a tener en cuenta, ya que es un factor determinante para evitar la condición de oscilación de nues-

tro dispositivo. Para realizar este análisis, se apelará tanto al uso del factor K (Stern), como al factor μ (μ) en la entrada y en la salida.

En cuanto al análisis del factor K (Fig. 13) y como se muestra en la siguiente figura, el resultado nos arroja un valor superior a uno en toda la banda, lo cual implica que el sistema será incondicionalmente estable. Incluso, y como se

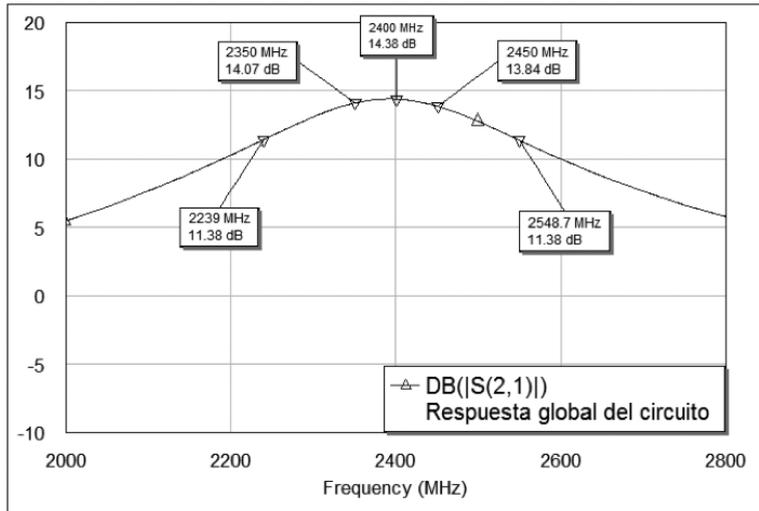


Fig. 12. Respuesta en frecuencia del sistema

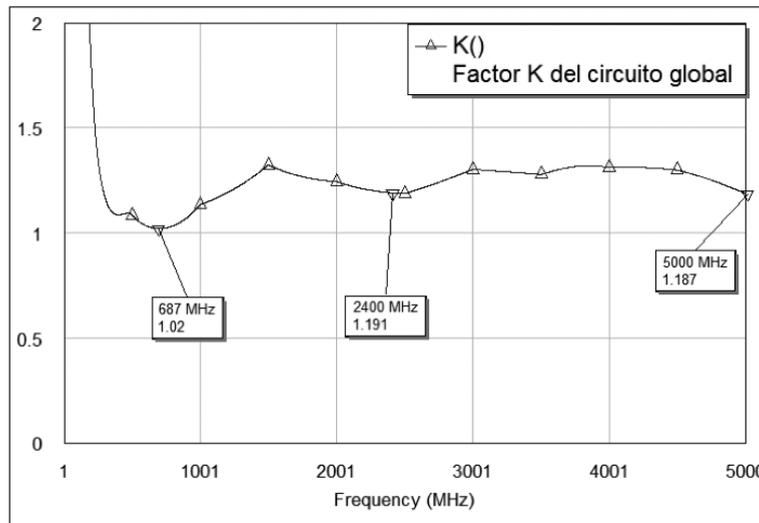


Fig. 13. Factor de estabilidad K del sistema

puede observar, el problema de inestabilidad potencial del transistor en bajas frecuencias, ha sido subsanado luego del agregado de las redes de adaptación. Dicho esto no será necesario tomar ninguna medida extra, tal como recurrir a la desadaptación, filtrado de la banda conflictiva, etc.

No obstante estos resultados satisfactorios, también se recurre al uso del factor μ de estabilidad, el cual, a diferencia del factor K, tendrá en cuenta también la influencia de realimentaciones parásitas. Dichos factores pueden ser interpretados como el cómputo de la distancia desde el centro del diagrama de Smith (generador o carga), hasta el punto inestable más cercano en el plano de entrada o salida de generador o carga respectivamente.

Matemáticamente se expresan:

$$\mu (in) = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (7)$$

$$\mu (out) = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (8)$$

Donde:

$$|\Delta| = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (9)$$

Se debe tener en cuenta que como condición de estabilidad dichos factores deberán tener un valor mayor a uno.

A continuación se observa el análisis del factor μ , tanto en la entrada como en la salida (Fig. 14 y 15)

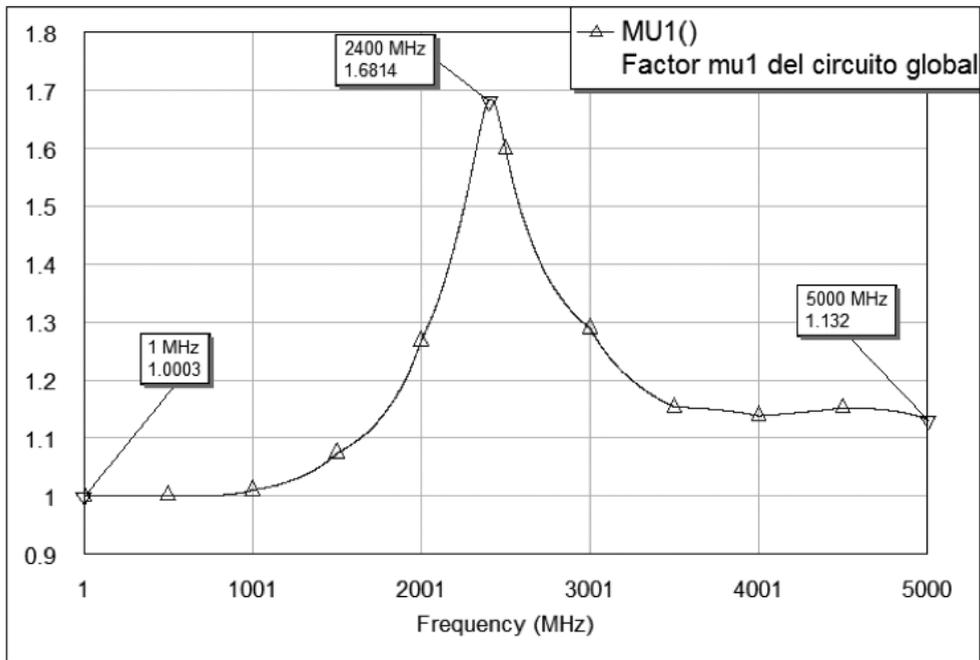


Fig. 14. Factor de estabilidad μ en la entrada

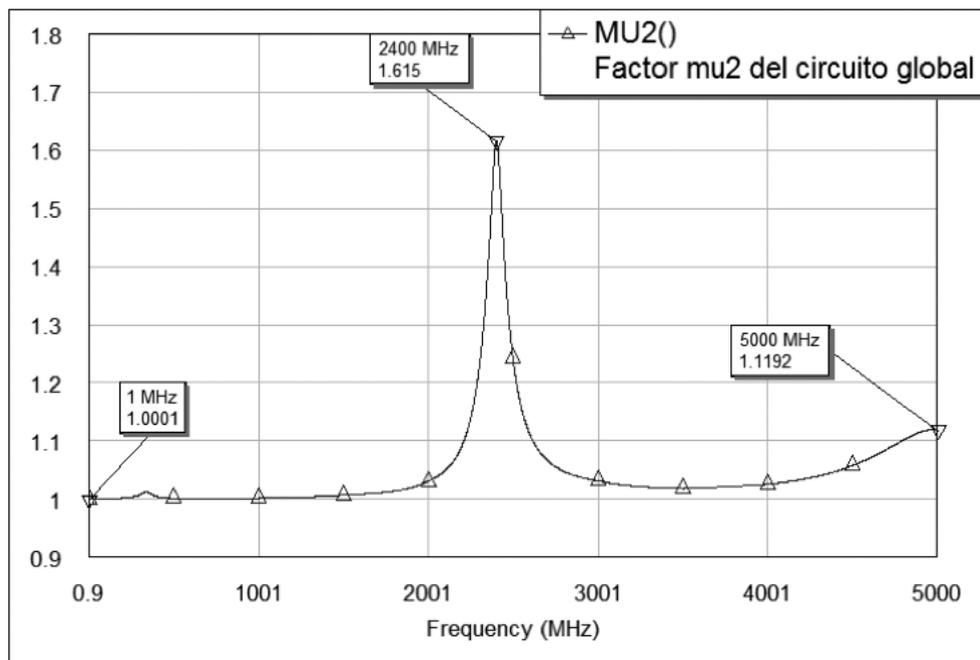


Fig. 15. Factor de estabilidad μ en la salida

De la observación se obtiene que el factor será mayor a uno en toda la banda, dicho esto, estamos en condiciones de decir que nuestro sistema será incondicionalmente estable.

Redes de polarización y desacoplo de RF

Ante la posibilidad de utilización de fuentes de polarización cuyos valores pueden no ser del todo estables, como por ejemplo una batería en el caso de un servicio móvil, se anexa una fuente

de polarización regulada, mediante el uso del Amplificador Operacional CA3130. Dicho circuito proporciona una salida estable a partir de una entrada variable de entre 3 y 12 V entregando además una fijación de la corriente de salida, la cual podrá ser finamente ajustada por medio de la resistencia de variable de 500 Ohms.

El circuito de la red de polarización se ve en la Fig.16.

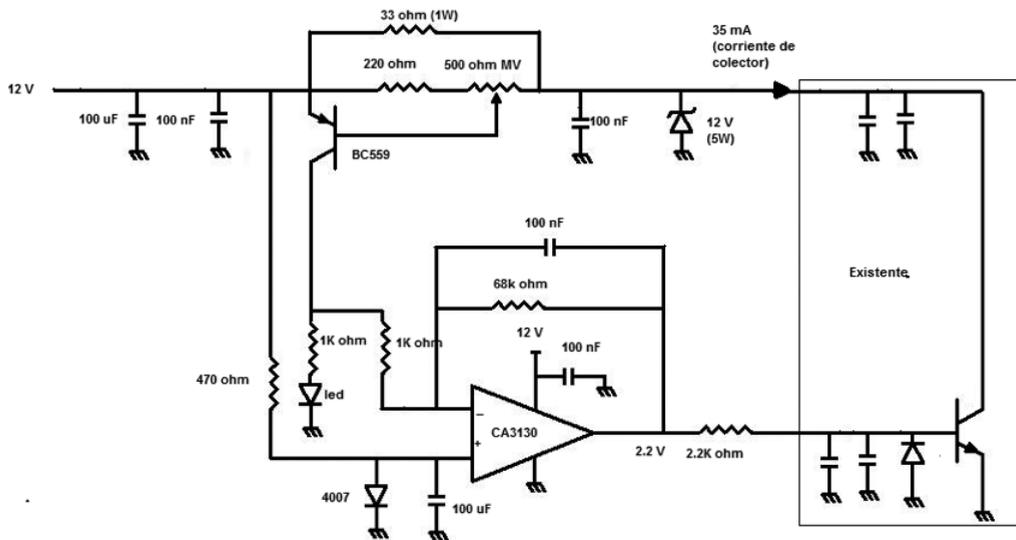


Fig. 16. Esquema del circuito de polarización

En cuanto al circuito de desacople de RF, la implementación se realiza mediante elementos concentrados los cuales colaboran con la simplicidad del diseño agregándole buenas prestaciones. Se usan dos bobinas de choque (una conectada a base y otra a colector), de distintos valores de reactancia con el objetivo de evitar que ambas posean la misma frecuencia de resonancia con el objeto de evitar posibles realimentaciones indeseadas producto de dicho fenómeno, adicionalmente se usan dos capacitores *feedthrough* y dos capacitores de 0,1 μF , también a masa para las entradas de base y colector respectivamente. El objetivo de dichos capacitores será el de conducir a masa cualquier señal en dirección a la fuente de polarización que no haya logrado ser bloqueada por la bobina de choque.

Detalles constructivos adicionales

Adicionalmente, cabe destacar que las terminaciones de los *stubs* en cortocircuito se realizan mediante un arreglo de 3 capacitores en paralelo (36, 220 y 1000 pF), para realizarla se procede a dejar un pequeño espacio entre el extremo del *stub* y la isla de masa, espacio en donde se ubicará el arreglo de capacitores y donde cada uno tendrá un terminal soldado al *stub* y el restante a masa.

Dicho arreglo, se realiza con la intención de brindar bloqueo de corriente continua, sin perder la condición de cortocircuito en alta frecuencia. Además de esto, tanto en la entrada

como en la salida del circuito se colocan los respectivos capacitores de bloqueo de corriente continua, con valores de 20 pF cada uno.

A continuación se observa la placa finalizada:

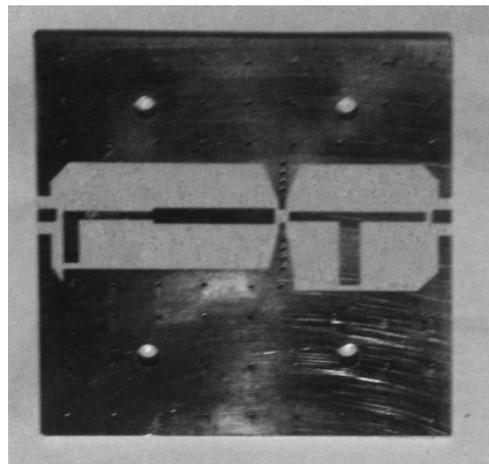


Imagen 1. Placa del circuito finalizada

En cuanto a los conectores, tanto para la entrada como para la salida, se usan dos SMA-N hembra tipo chasis de la marca Radiall, los cuales son adecuados para el uso en frecuencias de microondas, llegando a ser útiles hasta valores del orden de los 18 GHz.

Respecto a la selección de la placa, el modelo elegido fue el modelo RO4350B de Rogers Corporation con sustrato de vidrio reforzado con hidrocarburo y cerámica, revestido en cobre (35 μm) electro-depositado.

A la placa en cuestión, se le practican agujeros metalizados (vías *holes*) entre la cara superior y el plano de tierra, a fin de acortar el camino a tierra y facilitar la disipación de calor, dichos agujeros estarán distribuidos con mayor densidad en la zona cercana al emisor del transistor, a fin de bajar en lo posible la inductancia de emisor evitando así posibles realimentaciones indeseadas.

Finalmente, la placa se monta sobre un disipador tipo lengüetas de 4,9 x 5,1 cm en su superficie de apoyo y 2,9 cm de altura. Las dimensiones del disipador serán, a decir verdad, algo mayores a las requeridas, pero éstas se eligen a fin de brindar además soporte mecánico a la placa del circuito de polarización que irá montada sobre este.

A continuación se observa la vista de planta del pre-amplificador finalizado:

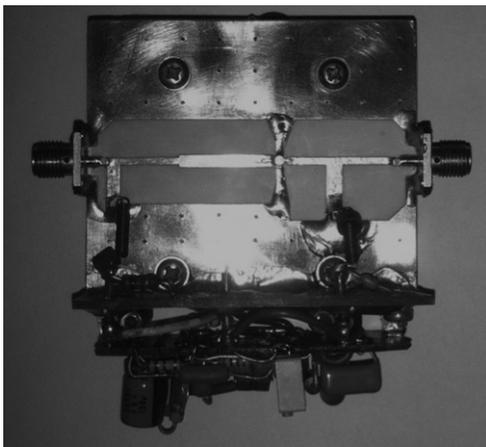


Imagen 2. Dispositivo pre-amplificador finalizado

Análisis del dispositivo finalizado

Para el análisis de laboratorio, en primer lugar se toman las mediciones de potencia en

la salida para el punto de polarización sugerido por el fabricante ($V_c=8\text{ V}$, $I_c=35\text{ mA}$) y luego se ajustarán dichos valores a fin de lograr obtener el mejor resultado posible en cuanto a potencia de salida. Como aclaración, primero diremos que en todos los casos se trabajará con una alimentación de 10 dBm (10 mW) en la entrada e intercalando un atenuador calibrado en 40 dB entre salida del amplificador y el instrumento de medición, a fin de no saturar al segundo.

Se observa en la imagen 3 la disposición de los elementos usados en las mediciones.

Como primera medición y tomando los valores de polarización antes mencionados, se obtiene una lectura de -19,8 dBm de potencia entregada en la salida, lo cual teniendo en cuenta los 40 dB de atenuación, nos resultará que nuestro dispositivo estará entregando una potencia de 20,2 dBm (104,7 mW), valor que cumple con el requerido al principio del diseño. Si además de esto tenemos en cuenta los 10 dBm de excitación, se deduce que nuestra ganancia será de 10,2 dB. (Imagen 4)

Dicho valor de ganancia no se ajusta del todo a los valores obtenidos en el diseño teórico, pero se aceptan debido a que se logra cumplir con el requerimiento de potencia de salida.

Si ahora ajustamos el valor de polarización, variando la V_c a 11 V, nuestros resultados mejoran sustancialmente, obteniendo un valor de potencia en la salida de 20,9 dBm (123 mW), en la frecuencia de 2,4 GHz. Lo cual, en términos de ganancia nos resultará en 10,9 dB. Si tomamos el ancho de banda establecido de 100 MHz, se obtiene un valor de 20,57 dBm para 2350 MHz, y 19,98 dBm en los 2450 MHz. (Imagen 5)

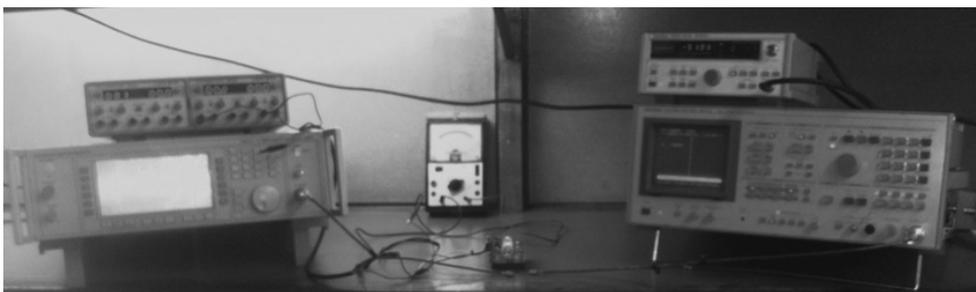


Imagen 3. Disposición de los elementos de medición en laboratorio

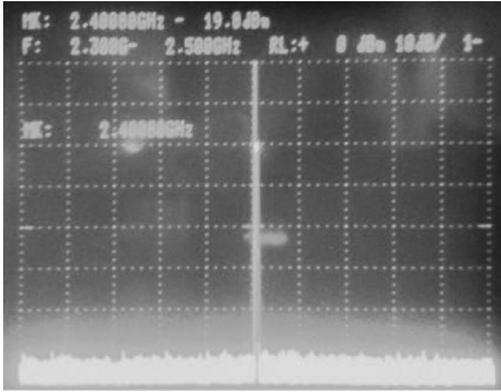


Imagen 4. Medición inicial de la potencia de salida

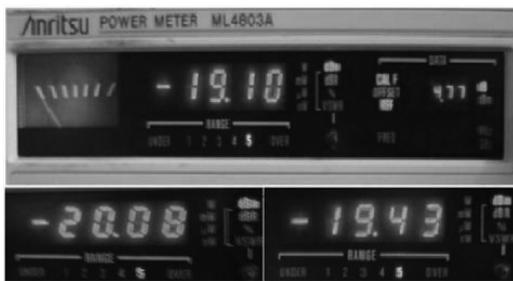


Imagen 5. Medición final de los valores de potencia

En la tabla 1 se observa el contraste entre los valores de ganancia teóricos y los obtenidos en el laboratorio (para $V_{ce}=11\text{ V}$), donde se puede observar la diferencia entre ambos, entregando como resultado una clara disminución en detrimento de los segundos.

De todos modos y como se dijo anteriormente, a pesar de la disminución en la ganancia, nuestro dispositivo seguirá siendo capaz de entregar los necesarios 20 dBm en la salida, además, teniendo en cuenta y extendiendo la observación al ancho de banda real (-3 dB respectivamente) el dispositivo no presenta una reducción en cuanto a los valores teóricos sino que seguirá manteniéndose en el orden de los 300 MHz.

Cabe agregar, en cuanto a términos de linealidad, la aparición de un pico en la frecuencia

de 4800 MHz, pero con una amplitud del orden de los -30 dB con respecto a la portadora, por lo que no se la considera importante. Dicho fenómeno, el cual aparece incluso en ausencia de señal de entrada, se atribuye a una posible distorsión producida la unión rectificadora (base-emisor) del transistor.

Conclusión

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos, se destacan como aspectos positivos (en cuanto a fidelidad con respecto a los cálculos teóricos), factores como la estabilidad, potencia de salida y respuesta en la banda de trabajo solicitada, todos analizados en anteriores apartados. Quizá el punto menos satisfactorio en nuestro trabajo, es el que se refiere a la ganancia del dispositivo, pero resulta del todo comprensible cuando, además de las obvias diferencias entre lo teórico y lo práctico, se tienen en cuenta otros factores que dificultan el desarrollo tales como el difícil acceso y reducido espectro de elección que se tiene en cuanto a los componentes e instrumentos usados en microondas.

Teniendo en cuenta los aspectos mencionados en el párrafo anterior, y de acuerdo a los requerimientos de diseño, podemos afirmar que más allá de las limitaciones en ganancia, dicho dispositivo cumple perfectamente con las condiciones impuestas para brindar utilidad como etapa pre-amplificadora de un dispositivo de mayor potencia.

Agradecimientos

Al Ing. Eduardo Antonio por su asesoramiento, tanto en la etapa constructiva del dispositivo como en la etapa de mediciones del mismo.

	Ganancia en 2350 MHz.	Ganancia en 2400 MHz.	Ganancia en 2450 MHz.
Valor teórico	14,07 dB	14,38 dB	13,84 dB
Valor medido	10,57 dB	10,9 dB	9,98 dB
Variación %	24,87%	24,2%	27,89%

Tabla 1. Tabla comparativa de los valores medidos

Referencias

- SISODIA M. L., GUPTA V. L., (2005), Microwave Engineering, New Age International Publishers, India.
- BENYAMIN, (2004), Broadband Microwave Amplifiers, Artech House, USA.
- DOWLA FARID, (2004), Handbook of RF and Wireless Technologies, Newnes, Inglaterra.
- GIANNINI F., LEUZZI G., (2004), Nonlinear Microwave Circuit Design, John Wiley & Sons, Inglaterra.
- AVAGO TECHNOLOGIES, (2013), Application Notes, Avago Technologies, Estados Unidos.
- ANNAPURNA D., SISIR K. D., (2009), Microwave Engineering, McGraw Hill, India.
- BAGDAD D. D., (2009), Microwave Engineering I, Technical Publications Pune, India.
- BAGDAD V. S., (2009), Microwave Engineering II, Technical Publications Pune, India.
- COLEMAN CHRISTOPHER, (2005), An Introduction to Radio Frequency Engineering, Cambridge University Press, Inglaterra.
- POZAR DAVID M., (1998), Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Estados Unidos.