

# Diseño de un módulo amplificador de banda ancha

1º Arias Martínez, Gerardo  
Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones  
Especialidad: Electrónica  
Granada, España  
garimar@teleco.upv.es

2º Ruz Nieto, Andrés  
Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones  
Especialidad: Telemática  
Cartagena, España  
0000-0003-4092-0808

**Resumen**—En el siguiente documento se podrá ver el proceso de diseño de un módulo amplificador de banda ancha entre 1 y 5 GHz bajo unas especificaciones mínimas.

**Palabras clave**—amplificador, banda ancha

## I. INTRODUCCIÓN

### A. ¿Qué es y para qué se usa un Front-End Amplifier?

En un receptor radio, el front-end de radiofrecuencia es un término para referirse a toda la circuitería entre la antena receptora y el mezclador tal y como se muestra coloreado de rojo en la Figura 1.

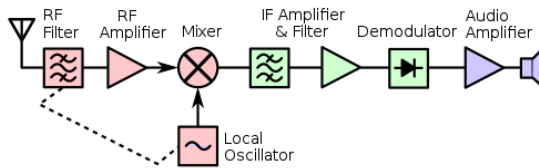


Fig. 1. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino

La sección pintada de rojo se encarga de procesar la señal RF original antes de convertirla a una frecuencia intermedia (IF) más baja.

Respecto al amplificador, su principal objetivo es incrementar la sensibilidad del receptor amplificando las señales sin añadir excesivo ruido para no contaminar las posteriores etapas. A grandes rasgos, éste debe tener una figura de ruido baja (NF) y trabajar a frecuencias mayores de 30 MHz.

### B. Requisitos mínimos

En cualquier diseño PCB de un componente front-end en radiofrecuencia, se busca minimizar el área requerida, el coste y aumentar la vida de la batería. Además, el ancho de banda, la linealidad y el ruido son puntos críticos en el diseño.

Es por esto que nuestro diseño debe cumplir los siguientes requisitos mínimos en toda la banda:

- Ancho de banda de operación : 1 a 5 GHz
- Ganancia > 20 dB
- RL > 5 dB
- Estabilidad incondicional
- NF < 4 dB
- OP1 > 1 dB

## II. MARCO TEÓRICO

### A. Selección de los amplificadores

Para la elección de los amplificadores se ha tenido en cuenta principalmente el ancho de banda de operación, la estabilidad y la ganancia a lo largo de la banda. Respecto a la figura de ruido, un amplificador con un valor ínfimo de la misma, supone una elevación del precio por lo que este parámetro (siempre cumpliendo los requisitos mínimos) ha tenido un grado de importancia menor.

Todo amplificador ha sido estudiado junto a su red de polarización y comprado que individualmente cumple las condiciones de diseño.

A continuación aparecen todos los amplificadores probados:

- LEE2-6+
- ADL5611
- GALI-39+
- SKY65017

Tras varias combinaciones entre ellos, la mejor opción de diseño consiste en la utilización de dos LNA GALI-39+ en cascada.


Mini-Circuits GALI-39+	
SMT Low Noise Amplifier   SOT-89	
Coste: 2.80€/unidad	
Freq: DC - 7000 MHz   G = 19.7   NF = 2.4	
Datasheet	

TABLA I  
DATOS DE INTERÉS DE MINI-CIRCUITS GALI-39+

El amplificador GALI-39+ ofrece una estabilidad incondicional y una ganancia muy alta durante toda la banda la trabajo. La figura de ruido, en cambio, es elevada pero es este aspecto negativo es contrarrestado por su precio.

### B. Componentes pasivos/redes de adaptación

Todo amplificador necesita una red de polarización cuyos datos vienen dados generalmente por el fabricante para obtener las condiciones operacionales que aparecen el *datasheet*.

La red de polarización del GALI-39+ aparece en la Figura 2:

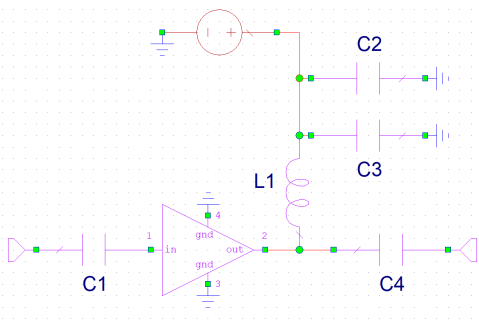


Fig. 2. Red de polarización

En este caso no es necesaria ninguna resistencia. Respecto a la bobina de choque y los condensadores hay que tener en cuenta los siguientes puntos:

- Para elegir la bobina de choque (la impedancia que se ve hacia la red de desacoplo tiene que ser la mas grande posible), su frecuencia de autoresonancia tiene que estar cerca de la frecuencia de trabajo (entre 1 GHz y 5 GHz).
- Para elegir los condesadores de bloqueo de continua (la impedancia tiene que ser pequeña,  $\ll 50 \Omega$ , a la frecuencia de interés), su frecuencia de autorresonancia tiene que coincidir con la frecuencia de trabajo.
- Para elegir los condensadores de desacoplo se necesita una impedancia pequeña en el rango de frecuencia de interés. Poniendo varios condensadores en paralelo se consigue tener una baja impedancia para un rango de frecuencias. Para este caso, el tipo de condensador que se usa es de cerámica multicapa.

Con estas pautas, los componentes pasivos seleccionados se muestran en la Tabla II-B:

Componente	Valor	Fabricante	Modelo
C1, C3, C4	33 pF	Murata	GJM0335C0J330GB01D
C2	1 nF	Murata	GRM1555C1E102JA01
L1	15 nH	Murata	LQG15HN15NG02

TABLA II  
COMPONENTES PASIVOS SELECCIONADOS

### C. Presupuesto

La búsqueda de componentes se ha realizado en las *websites* de las principales distribuidoras de componentes electrónicos (Farnell, DigiKey, Mouser...). Todos los elementos, tanto el LNA como los componentes pasivos están en *stock* y es posible comprarlos por unidad.

En la Tabla II-C se muestra el coste total y unitario de los componentes:

## III. ANÁLISIS

### A. Estabilidad

La estabilidad mide la tendencia de un LNA a oscilar. En RF, el amplificador está expuesto a señales sin tratar

Componente	Unidad	Coste unitario (€)
GALI-39+	2	2.80
GJM0335C0J330GB01D	5	0.109
GRM1555C1E102JA01	2	0.118
LQG15HN15NG02	2	0.091
<b>Coste total:</b>		<b>6.563€</b>

TABLA III  
PRESUPUESTO DEL AMPLIFICADOR

previamente lo que hace a la estabilidad un factor todavía más importante.

Para medir la estabilidad de un amplificador se utiliza un parámetro conocido como el *Factor de Rollet K*:

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

donde:

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (2)$$

Siempre que  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ , el amplificador será estable en la banda de operación. En el caso de la estabilidad del módulo completo, es decir, de los dos LNA en cascada, tiene que cumplirse la estabilidad incondicional en cada uno de ellos individualmente.

Además se ha analizado el *factor de estabilidad geométrica*  $\mu$  (Ecuación 3), que ofrece el valor de la distancia desde el centro de la carta de Smith hasta el punto de inestabilidad más próximo:

$$\mu = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}| + |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (3)$$

En la Figura 3 se observa como el amplificador es estable en toda la banda, cumpliendo de esta forma el requisito de estabilidad.

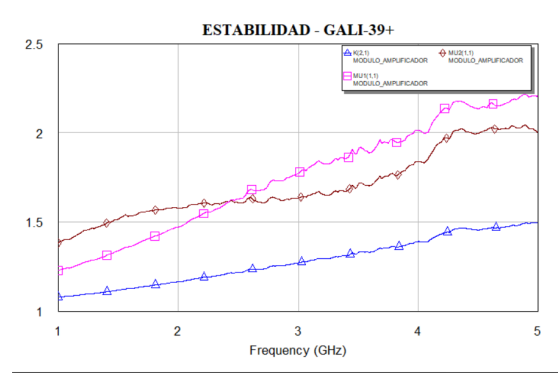


Fig. 3. Estabilidad del amplificador GALI-39+

### B. Diseño del circuito

Tras comprobar que el amplificador, con su respectiva red de polarización es estable, es hora de poner los dos LNA en cascada junto a todos los demás elementos que componen el

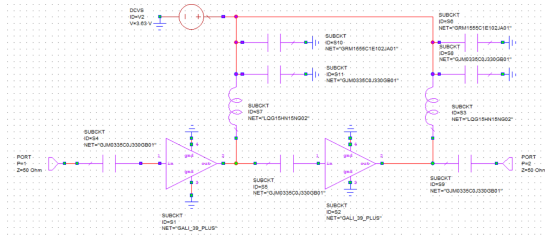


Fig. 4. Esquemático del módulo amplificador

diseño del circuito. Todos estos componentes se disponen de la forma que se muestran en la Figura 4.

Al ser los dos LNA iguales, el diseño del circuito se simplifica mucho, teniendo que duplicar la red de un amplificador además de usar la misma fuente de alimentación (3.6 V).

Para crear una buena red de desacoplo, los condensadores más grandes tienen que estar próximos a la alimentación ya que la frecuencia es menor que cerca de los amplificadores. Los condensadores más pequeños fluctúan más rápido lo que es más apropiada su colocación cerca de los LNA.

Es por eso que para el estudio de la estabilidad del conjunto es necesario el uso de AWR. Los resultados obtenidos aparecen en la Figura 5:

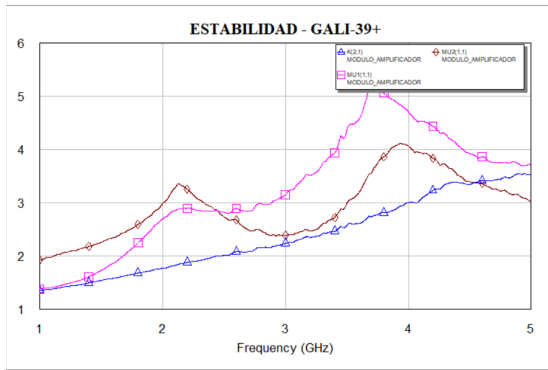


Fig. 5. Estabilidad del módulo amplificador

#### C. Ruido, no linealidad y distorsión de intermodulación

Respecto a la Figura de Ruido (NF), el orden de los amplificadores es relevante tal y como muestra la fórmula de Friis:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (4)$$

donde  $F_n$  y  $G_n$  son el factor de ruido y la ganancia en potencia disponible, respectivamente, de la  $n$ -ésima etapa. En caso de tener dos amplificadores diferentes, en primer lugar debe ir el que presente un factor de ruido menor y una ganancia elevada que haga que la contribución del segundo amplificador al ruido no sea relevante.

La no linealidad del sistema se puede medir mediante el punto de compresión a 1 dB,  $P_{1dB}$ , que es el punto en el que

la salida deja de seguir linealmente a la entrada y se desvía en 1 dB.

La distorsión por intermodulación es la distorsión (diferencia entre señal que entra a un equipo y señal que luego sale del mismo) que se produce cuando dos o más señales atraviesan simultáneamente un sistema no lineal. Los puntos de intercepción de tercer orden ( $IP_3$ ) indican lo bien que funciona el amplificador en presencia de señales fuertes.

Empleando VSS RF Budget Spreadsheet se han obtenido los datos del OIP3 y la Figura de Ruido para distintas frecuencias.

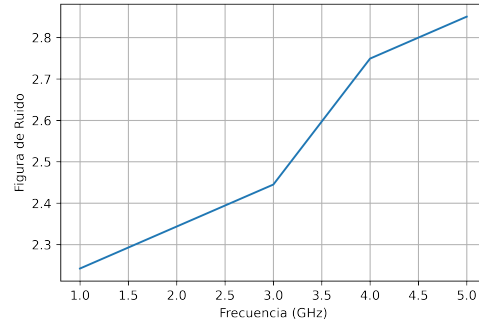


Fig. 6. Figura de Ruido

En el OIP3 se han obtenido los mismos valores de 1 a 4 GHz (24.8992 dB) mientras que en 5GHz el OIP3 es de 23.8929 dB

## IV. DISEÑO

### A. Diseño de la PCB

El amplificador RF se ha realizado usando la tecnología microstrip (Figura 7), muy común en circuitos de microondas de bajo coste. Su principal ventaja es que se puede fabricar utilizando técnicas estándar de circuito impreso, permitiendo la interconexión sencilla con elementos concentrados y dispositivos electrónicos. Por otro lado, tiene unas pérdidas que pueden ser elevadas, como pueden ser pérdidas por radiación.

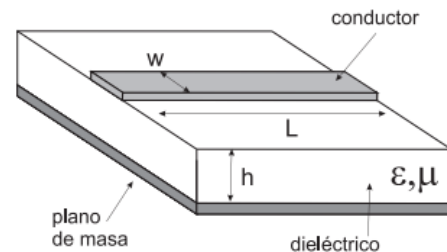


Fig. 7. Geometría de una línea microstrip

Para diseñar una PCB no basta con limitarse a colocar los componentes en una placa, hay que tener ciertos aspectos en cuenta. El material de nuestra PCB, FR4 del fabricante Wedirekt con 0.8 mm de anchura, proporciona información a tener en cuenta. Si se conoce la impedancia característica y

la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  del sustrato, se pueden calcular las dimensiones de la línea mediante la ecuación de diseño:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) & \text{para } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (5)$$

siendo:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (6)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

y obteniendo una anchura  $w = 1.39 \text{ mm}$ .

Algunas medidas que se tomaron para mejorar las prestaciones del amplificador fueron:

- Evitar bucles con las pistas
- Trazar las pistas tan cortas como sea posible
- Colocar los condensadores de desacoplo lo más cerca posible del componente en interés
- Modificar la orientación y colocación de los componentes respecto a los conectores y la fuente de alimentación

El diseño final de la PCB se muestra en la Figura 8:

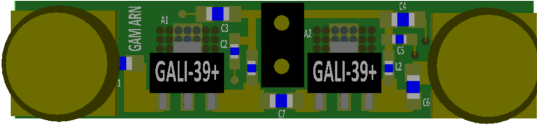


Fig. 8. PCB vista desde arriba

## V. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

Las simulaciones electromagnéticas han sido clave para el diseño de la PCB, ya que el cambio de cualquier componente en la placa puede que haga aparecer ciertos efectos en los parámetros que queremos optimizar.

Las líneas de RF se han rutado con la herramienta *iCells* de AWR, mientras que las líneas de DC han sido rutadas con *iNets* ya que ofrece una mayor maniobrabilidad con ellas.

Tras la simulación electromagnética, los resultados obtenidos en la simulación circuital se han visto modificados debido a que ahora se han tenido en cuenta los modelos electromagnéticos de las pistas y sus efectos en el diseño. Los resultados se muestran en las Figuras 9 y 10:

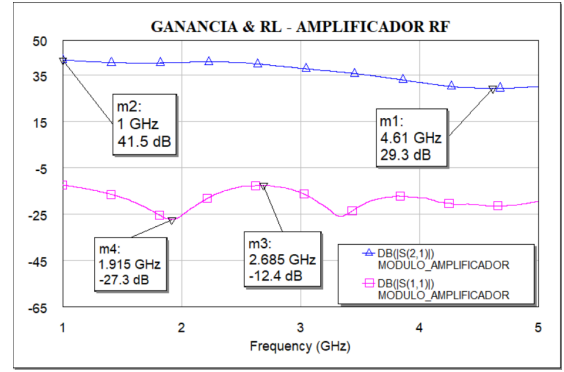


Fig. 9. Ganancia y pérdidas de retorno tras la simulación EM

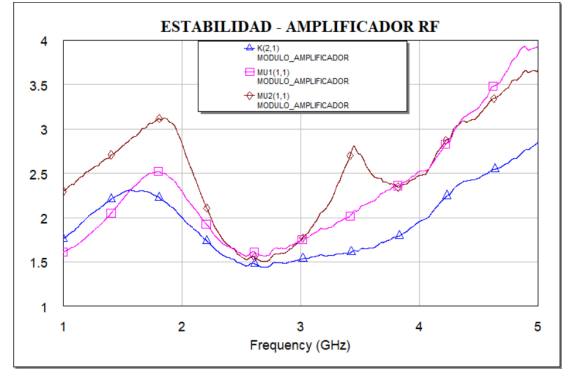


Fig. 10. Estabilidad tras la simulación EM

## VI. CONCLUSIONES

Tras estudiar las necesidades de nuestro módulo teniendo en cuenta los requisitos, buscar los componentes para obtener los mejores resultados y modificar el posicionamiento de ellos repetidas veces se puede extraer la conclusión de que no hay un modelo óptimo para el diseño y que todo se puede mejorar.

La realización de este diseño ha sido muy enriquecedora para los dos, tanto para Andrés cuya especialización es Telemática y se ha visto atraído por la electrónica como para Gerardo, que ha visto sintetizada gran parte de los conocimientos adquiridos en los últimos años en lo que duró este proyecto.

## VII. PARÁMETROS PARA FOM

Parámetro	Valor/Referencia
Ganancia	Figura 9
Pérdidas de retorno	Figura 9
OIP3	1 a 4GHz = 24.8992dB — 5GHz = 23.8929dB
NF	Figura 6
Consumo	$2 \cdot 35mA \cdot 3.63V = 254.1 \text{ mW}$
Coste	6.563€ - Tabla II-C
Tamaño	$229.7 \text{ mm}^2$