

# Diseño de un amplificador de potencia para RF

José Ignacio Quinteros del Castillo  
Ingeniería en Telecomunicaciones  
Laboratorio IV

10 de junio de 2019

En el presente trabajo, se diseñó un amplificador de potencia para una banda de frecuencias de 1950 MHz a 2250 MHz, utilizando un transistor Avago ATF54143 en un punto de polarización  $V_{DS} = 2.91$  V e  $I_{DS} = 61.4$  mA, en un esquema de desadaptación selectiva para lograr una ganancia constante de diseño de 15.2 dB, con redes de adaptación diseñadas para su implementación en líneas tipo *microstrip*. Para emular una señal de excitación de prueba, se diseñó un filtro pasabajos Chebyshev de orden 5, con frecuencia de corte en 2600 MHz, implementado con líneas *microstrip* en un esquema mixto de *stepped impedance* y *stubs* en circuito abierto. La caracterización del amplificador en parámetros de scattering indica que el mismo se ajusta a los requisitos de diseño propuestos; sin embargo, el punto de compresión de ganancia de 1 dB indica que no operará en su zona lineal. En consecuencia, la caracterización del conjunto filtro amplificador mostró que la potencia a la salida del amplificador era menor que la esperada.

## I. INTRODUCCIÓN. OBJETIVOS DE DISEÑO

Para el diseño del amplificador, se utilizará como señal de entrada un filtro pasabajos con las siguientes características:

- Potencia de entrada del filtro 1 dBm
- Frecuencia de corte  $f_c = 2600$  MHz
- Atenuación de 28 dB en  $f_{stop} = 3900$  MHz
- Pérdidas de inserción máximas de 0.85 dB
- Topología de impedancia escalonada modificada para emplear *stubs* a circuito abierto, implementado con tecnología de *microstrip*.

Los requisitos de diseño del amplificador son los siguientes:

- Ancho de banda de trabajo situado entre 1950 MHz y 2250 MHz
- Pérdidas de retorno del amplificador menores a 15 dB
- Amplificación provista por el transistor ATF54143 de la empresa Avago [1], polarizado con una tensión de alimentación máxima de 5 V
- Redes de adaptación diseñadas con líneas de transmisión de tipo *microstrip*
- Potencia de salida del amplificador 15 dBm
- Impedancias de entrada y salida adaptadas a 50  $\Omega$ .

Para todo el diseño, se cuenta con el material Rogers RT duroid 6006 0.050" 1ED/1ED [2].

Para el filtro pasabajos, se propone un filtro tipo Chebyshev con *ripple* de 0.5 dB, de orden suficiente para lograr la atenuación requerida en  $f_{stop}$ .

Para el amplificador, se propone un esquema de desadaptación selectiva de impedancia para lograr una ganancia específica fija, mediante el uso de una red de salida; y una red de entrada para lograr la máxima transferencia de potencia de la señal de entrada hacia el transistor polarizado. En la figura 1 se muestra un esquema simple de diseño del amplificador.

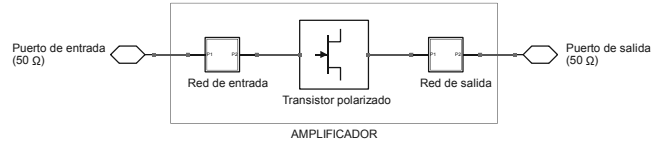


Figura 1: Esquema general de diseño del amplificador, consistente en una red de entrada para proveer la máxima transferencia de energía hacia el transistor polarizado, y una red de salida para desadaptar selectivamente la impedancia de carga del transistor con el objetivo de lograr una ganancia específica. Los puertos de entrada y salida están adaptados a 50  $\Omega$ .

## II. FILTRO PASABAJOS

### A. Diseño

La señal de entrada del amplificador debe provenir de un filtro pasabajos. Se lo diseñará con impedancias terminales de 50  $\Omega$  para poder adaptarlo tanto a la entrada del amplificador, como a una fuente de excitación estándar.

Para determinar el orden mínimo del filtro para lograr la atenuación requerida, se tomó como referencia las curvas de atenuación característica para filtros Chebyshev de 0.5 dB de *ripple* ([3, p.45]). En nuestro caso, para el cociente  $\frac{f_{stop}}{f_c} = 1.5$ , el orden mínimo del filtro es 5.

Luego, se tomaron los coeficientes del filtro de [3, p.51],

y se los desnormalizó teniendo en cuenta la frecuencia de corte del filtro y la resistencia de carga del mismo. Ambos valores se muestran en la tabla I.

Componente	Valor norm.	Valor desnorm.
$C_1$	1.807	2.21 nF
$L_2$	1.222	3.74 nH
$C_3$	2.849	3.49 nF
$L_4$	1.303	3.99 nH
$C_5$	1.807	2.21 nF

Tabla I: Coeficientes normalizados y valores de componentes discretos utilizados en el diseño del filtro pasabajos.

La topología de componentes discretos elegida utiliza los capacitores en derivación, y los inductores en serie, como se muestra en la figura 2a.

A continuación, se deben convertir los componentes discretos del filtro en tramos de líneas de transmisión para poder implementarlo con tecnología *microstrip*. La topología de *stepped impedance* propone intercalar tramos de línea de impedancias alta y baja, que para longitudes eléctricas menores a  $45^\circ$  se comportan de forma aproximada como inductores y capacitores respectivamente. Sin embargo, esta topología puede modificarse, utilizando *stubs* a circuito abierto en lugar de tramos de línea de impedancia baja. De esta forma, se tiene una topología mixta, con tramos de línea de impedancia alta utilizados en serie para los inductores, y *stubs* a circuito abierto en derivación utilizados para los capacitores. Esta topología se muestra en la figura 2b.

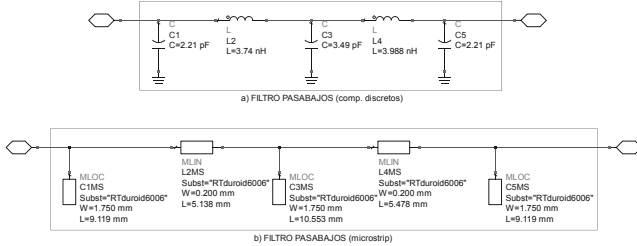


Figura 2: Topología del filtro pasabajos diseñado, con componentes discretos (a), y convertido a componentes distribuidos (b). En ambos casos, los terminales del filtro están diseñados para  $50 \Omega$ .

Deben convertirse los valores tanto de inductancia como de capacitancia a longitudes eléctricas e impedancias características de líneas, para poder especificar los tramos de línea necesarios. Para los inductores, primero debe realizarse un análisis sobre la máxima impedancia que puede lograrse en un tramo de línea *microstrip* dentro de los límites de fabricación. Teniendo en cuenta que no puede construirse un tramo de línea de ancho menor a  $W = 0.2$  mm, y con la ayuda de un software de cálculo de líneas de transmisión (LineCalc de ADS), se encontró que, con el material disponible y para la frecuencia de

corte del filtro  $f_c$ , la máxima impedancia posible es  $Z_h = 120 \Omega$ . Con este resultado, la conversión de los valores discretos de inductores a longitudes eléctricas  $\beta l$  para componentes distribuidos viene dada por ([4, p.424])

$$\beta l = \frac{L_n R_o}{Z_h}, \quad (1)$$

donde  $L_n$  es el valor normalizado de inductor que debe tomarse de la tabla I,  $R_o = 50 \Omega$  es la resistencia terminal de salida del filtro, y  $Z_h$  es la impedancia característica de la línea que se obtuvo.

Para los capacitores, se sabe que, para tramos de línea de longitud eléctrica  $\beta l$  menor a  $90^\circ$ , es válida la relación

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0} \tan(\beta l), \quad (2)$$

donde  $C$  es el valor desnormalizado de capacitancia que debe tomarse de la tabla I,  $f = f_c$ , y  $Z_0$  es la impedancia característica del tramo de línea. Por simplicidad, se eligió  $Z_0 = 50 \Omega$  para los *stubs* en circuito abierto que reemplazarán a los capacitores del diseño del filtro.

Tomando entonces los datos de la tabla I, y considerando las ecuaciones 1 y 2, se convirtieron los valores de componentes discretos del filtro a especificaciones de tramos de línea de transmisión. Luego se calcularon las dimensiones de líneas *microstrip* para su implementación, utilizando LineCalc. Los valores de longitud eléctrica, impedancia característica, y dimensiones para la implementación en *microstrip*, se resumen en la tabla II.

Componente	$\beta l$ [ $^\circ$ ]	$Z_0$ [ $\Omega$ ]	W [mm]	L [mm]
$C_1$	61.09	50	1.75	9.119
$L_2$	31.83	120	0.2	5.138
$C_3$	70.69	50	1.75	10.553
$L_4$	33.93	120	0.2	5.478
$C_5$	61.09	50	1.75	9.119

Tabla II: Valores de longitud eléctrica e impedancia característica de los elementos del filtro pasabajos diseñado, resultantes de convertir los valores de la tabla I con las ecuaciones 1 y 2 según corresponda. Se incluyen además el ancho  $W$  y largo  $L$  de líneas tipo *microstrip* para su implementación utilizando el material Rogers RT duroid 6006 0.050"1ED/1ED.

## B. Pruebas y caracterización

Habiendo diseñado el filtro, se midieron sus parámetros de *scattering* para caracterizar su desempeño. Particularmente, es de interés el coeficiente de transmisión directa  $s_{21}$ , que caracteriza la banda de paso, el *ripple* y la atenuación del filtro, que son los requisitos de diseño.

En la figura 3 se grafica el coeficiente de transmisión directa del filtro diseñado en su implementación en tecnología *microstrip*. La frecuencia de corte del filtro diseñado está en 2.57 GHz, lo cual está aceptablemente cerca de

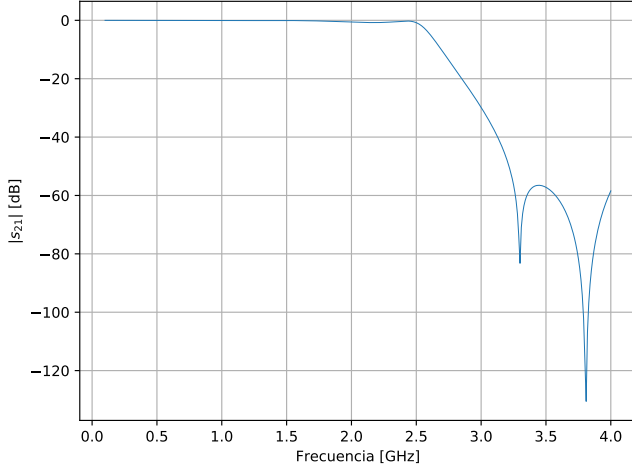


Figura 3: Coeficiente de transmisión directa del filtro pasabajos diseñado, con frecuencia de corte  $f_c = 2.57$  GHz.

la frecuencia de diseño de 2.6 GHz. El *ripple* máximo del filtro es de -0.78 dB, en una frecuencia de 2.17 GHz. Debe notarse que el *ripple* máximo se obtiene en una frecuencia que se encuentra en la banda de paso del amplificador, por lo que debe tenerse en cuenta en las etapas posteriores de diseño. La atenuación de 28 dB requerida se logra en una frecuencia de 2.98 GHz, y se vuelve mayor para frecuencias mayores, satisfaciendo por amplio margen el requisito de atenuación en la frecuencia de 3.9 GHz.

También deben medirse las impedancias de entrada y de salida del filtro, para poder evaluar su influencia a la hora de acoplar el filtro con el amplificador. Las mismas se muestran en la figura 4.

Puede verse que la adaptación del filtro a terminales de  $50 \Omega$  es buena hasta una frecuencia de alrededor de 1.75 GHz, a partir de la cual la parte real de la impedancia se reduce, y aumenta la parte imaginaria, para luego dar un salto abrupto en la frecuencia de corte del filtro.

### III. AMPLIFICADOR

#### A. Transistor y red de polarización

El transistor ATF54143 de la empresa Avago que debe utilizarse para la amplificación es de tipo E-PHEMT (*enhanced pseudomorphic high-electron-mobility transistor*), y está diseñado para operar en un rango de frecuencias desde 450 MHz hasta 6 GHz. Las condiciones de funcionamiento típicas reportadas por el fabricante [1, p.1], son de  $V_{DS} = 3$  V e  $I_{DS} = 60$  mA a una frecuencia de 2 GHz.

Para elegir el punto de trabajo del transistor, se tomaron como referencia los valores de los parámetros de *scattering* a 2 GHz para distintos valores de  $V_{DS}$  e  $I_{DS}$ , y se calcularon los valores del coeficiente de estabilidad

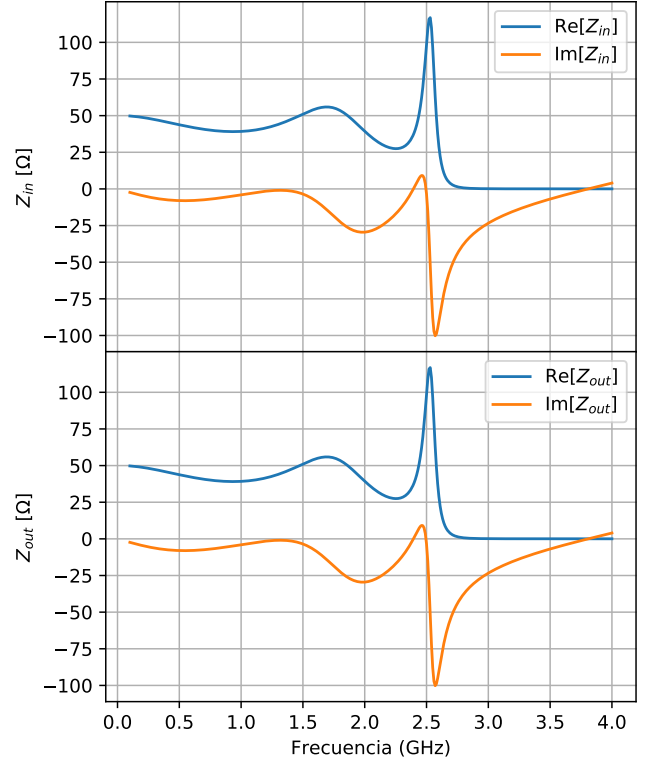


Figura 4: Impedancias de entrada y de salida del filtro pasabajos diseñado. La adaptación de los terminales a la entrada y a la salida del filtro es aceptable hasta alrededor de 1.75 GHz.

$\mu$ , dado por

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

siendo  $\Delta$  el determinante de la matriz de parámetros de *scattering*. Como ninguno de los puntos de trabajo tabulados cumplía con ser incondicionalmente estable, se eligió el punto de trabajo que tuviese el factor  $\mu$  más alto. Este punto resultó ser  $V_{DS} = 3$  V e  $I_{DS} = 60$  mA.

Para lograr el punto de trabajo propuesto, se utilizó una red de polarización propuesta en una nota de aplicación del fabricante ([5]), que propone polarizar el transistor con un divisor resistivo, agregando desacoplamiento de corriente continua, inductancias de *choke*, filtro de bajas frecuencias, y robustez ante variaciones en la fuente de alimentación, entre otros elementos. La red de polarización utilizada en el diseño se muestra en la figura 5.

Para calcular las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  que definen la polarización, se utilizaron las siguientes expresiones [1,

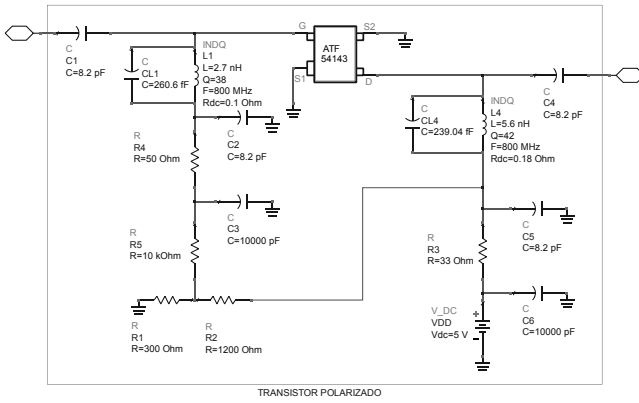


Figura 5: Red de polarización utilizada para el transistor ATF-54143, para llevarlo a un punto de trabajo de diseño de  $V_{DS} = 3$  V e  $I_{DS} = 60$  mA.

p.10]:

$$R_3 = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS} + I_{BB}}$$

$$R_1 = \frac{V_{GS}}{I_{BB}}$$

$$R_2 = \frac{(V_{DS} - V_{GS})R_1}{V_{GS}},$$

donde  $V_{DD}$  es la tensión de alimentación, e  $I_{BB}$  se elige alrededor de 10 veces mayor que la corriente de *gate* esperada. Tomando  $V_{GS} = 0.59$  V,  $I_{BB} = 2$  mA, y teniendo en cuenta disponibilidad de valores comerciales, los valores de resistencias utilizados son

$$R_1 = 295 \Omega$$

$$R_2 = 1200 \Omega$$

$$R_3 = 33 \Omega.$$

Se consideraron adicionalmente modelos reales para los inductores ([6]), teniendo en cuenta efectos del factor de calidad Q, de la resistencia de corriente continua  $R_{DC}$ , y de la frecuencia de autorresonancia introduciendo capacitores ideales en paralelo. Si bien la nota de aplicación considerada sugiere también modelos de capacitores para la implementación ([7, 8]), consideraremos que su funcionamiento es ideal para las frecuencias que estamos utilizando.

Para verificar que la polarización sea correcta, simulamos el circuito de la figura 5 en ADS, y medimos sus características DC, obteniendo  $V_{DS} = 2.9$  V, e  $I_{DS} = 61.4$  mA. Además, se obtuvieron sus parámetros de *scattering* a la frecuencia central de la banda de operación del amplificador,  $f_0 = 2.1$  GHz, que se detallan en la tabla III.

Con los valores obtenidos, se calculó el parámetro  $\mu$  de estabilidad y el factor de Rollet k, obteniendo  $\mu = 0.974$  y  $k = 0.984$ . Estos resultados indican que el transistor polarizado de esta forma es potencialmente inestable, por

Parámetro	Magnitud	Fase (°)
$s_{11}$	0.774	-163.72
$s_{12}$	0.044	88.08
$s_{21}$	5.755	110.68
$s_{22}$	0.122	-142.87

Tabla III: Parámetros de *scattering* del transistor polarizado con la red de la figura 5, a la frecuencia central de la banda de operación del amplificador,  $f_0 = 2.1$  GHz.

lo que deben elegirse cuidadosamente las impedancias de carga y de entrada para evitar un comportamiento oscilatorio del amplificador.

Como el transistor es inestable, no puede obtenerse un valor de máxima ganancia disponible (MAG), debiendo calcular en su lugar un valor de máxima ganancia estable (MSG), dado por

$$MSG = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|}, \quad (4)$$

que resulta en  $MSG = 21.17$  dB para la polarización elegida.

#### B. Red de salida. Desadaptación selectiva para ganancia específica

Como la ganancia efectiva del amplificador viene dada por la elección de la impedancia de carga del transistor polarizado, y como el amplificador debe estar adaptado en sus puertos a  $50 \Omega$ , la red de salida debe cumplir la función de adaptar el terminal de salida de  $50 \Omega$  con la impedancia de carga que corresponda con la ganancia que se quiera obtener.

La salida del amplificador debe ser, por requisito de diseño, de 15 dBm, cuando se alimenta al filtro con una potencia de 1 dBm. Considerando la pérdida de inserción del filtro de 0.78 dB en la frecuencia  $f_0$ , y estimando las pérdidas de las redes de adaptación en 0.4 dB, buscaremos obtener una ganancia de 15.2 dB en la frecuencia  $f_0$ , suficiente para proveer la ganancia de 14 dB entre las potencias de entrada y salida, y compensar las pérdidas mencionadas.

Considerando además que el ancho de banda del amplificador es  $BW = 300$  MHz, centrado en la frecuencia  $f_0$ , tanto la red de salida como la de entrada se diseñarán con un factor de calidad  $Q = \frac{f_0}{BW} = 7$ .

Para el diseño de la red de salida, se utilizaron los parámetros de *scattering* ya medidos del transistor polarizado (III), y utilizando el software Smith, se graficó sobre una carta de Smith el círculo de ganancia constante correspondiente a  $G_P = 15.2$  dB, el círculo de estabilidad de salida del transistor, que nos indica la zona potencialmente inestable de operación que debemos evitar, y el círculo de factor Q constante correspondiente a  $Q = 7$ . Luego, partiendo desde el centro de la carta de Smith, se

buscaron líneas de transmisión tales que permitieran la adaptación desde la impedancia terminal del amplificador ( $50 \Omega$ ) hasta un punto de impedancia de carga,  $Z_L$ , que estuviera contenido en la circunferencia de ganancia constante. También se tuvo en cuenta que el nodo de la red más cercano a la impedancia de carga que utilizaríamos (cuyo valor resistivo es menor a  $50 \Omega$ ) estuviera contenido en la circunferencia de  $Q$  constante.

Para la elección de las impedancias características y longitudes eléctricas de las líneas utilizadas, se tuvo en cuenta el límite superior de impedancia característica permitido para la implementación en *microstrip*, que para la frecuencia central de operación del amplificador  $f_0$  resulta  $Z_0 = 111.1 \Omega$ . Se llegó a una red de tres elementos: un stub en cortocircuito, un tramo de línea en serie, y un stub en circuito abierto, cuya representación en la carta de Smith se muestra en la figura 6. En la tabla IV se detallan los valores de impedancia característica y longitud eléctrica obtenidos, junto con sus conversiones a dimensiones de líneas *microstrip* en la frecuencia central del amplificador  $f_0$ , y en la figura 7 se muestra la topología del diseño.

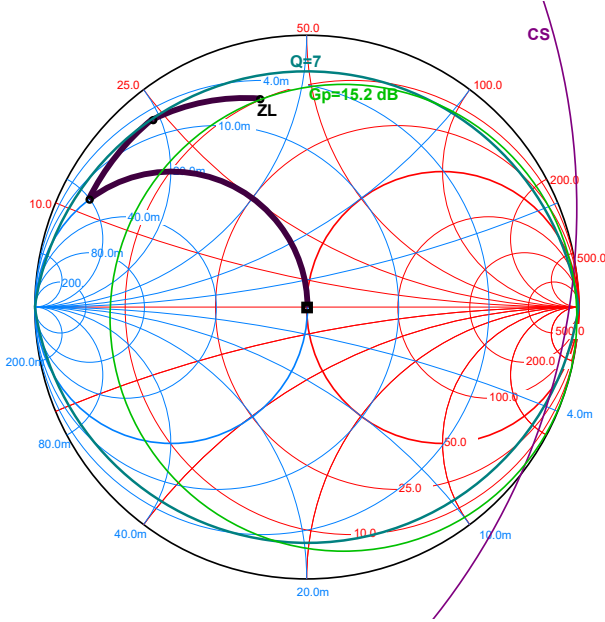


Figura 6: Representación en carta de Smith de la red de salida diseñada para obtener una ganancia constante de  $G_P = 15.2$  dB y adaptar el amplificador a la impedancia terminal de  $50 \Omega$ . La impedancia de carga  $Z_L$  contenida en la circunferencia de ganancia constante es  $Z_L = 9.724 + j39.135 \Omega$ . La zona de estabilidad del transistor es el interior del círculo CS.

### C. Red de entrada

Para el diseño de la red de entrada, se partió del coeficiente de reflexión  $\Gamma_L$  correspondiente a la impedancia

Componente	$\beta l$ [°]	$Z_0$ [ $\Omega$ ]	W [mm]	L [mm]
$OCS_5$	41.184	50	1.755	7.627
$MSL_6$	12.096	50	1.755	2.240
$SCS_7$	13.932	50	1.755	2.580

Tabla IV: Valores de longitud eléctrica e impedancia característica de los elementos de la red de salida diseñada. Se incluyen además el ancho W y largo L de líneas tipo *microstrip* para su implementación utilizando el material Rogers RT duroid 6006 0.050" 1ED/1ED.

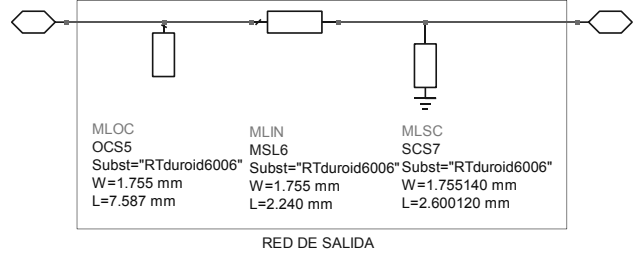


Figura 7: Topología de la red de salida de 3 elementos diseñada.

de carga  $Z_L$  elegida en el diseño de la red de salida, y se calculó la impedancia de entrada del transistor como

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L s_{22})}, \quad (5)$$

utilizando los parámetros de *scattering* del transistor polarizado (tabla III). Convirtiendo este coeficiente a impedancia, se tiene que la impedancia de entrada del transistor debe ser  $Z_{in} = 7.315 - j14.194 \Omega$ .

Partiendo entonces desde  $Z_{in}$  en una carta de Smith, en la que se graficaron previamente los círculos de estabilidad de entrada y de factor de calidad  $Q = 7$ , se diseñó una red de adaptación para convertir  $Z_{in}$  a  $50 \Omega$ . En el diseño de esta red, se utilizó un tramo de línea de impedancia alta para alcanzar el factor de calidad  $Q$  requerido, luego otro para eliminar la parte reactiva de la impedancia, y finalmente dos transformadores de cuarto de onda para terminar de adaptar la parte resistiva. La representación de esta red en una carta de Smith se muestra en la figura 8. En la tabla V se detallan los valores de impedancia característica y longitud eléctrica obtenidos, junto con sus conversiones a dimensiones de líneas *microstrip* en la frecuencia central del amplificador  $f_0$ , y en la figura 9 se muestra la topología de diseño.

### D. Ajuste de valores, pruebas y caracterización

Habiendo diseñado las redes de salida, se busca caracterizar el amplificador en frecuencia mediante la medición de sus parámetros de *scattering*, en el dominio del tiempo con una simulación de estado transitorio, y con ensayos de uno y dos tonos para caracterizar efectos distorsivos

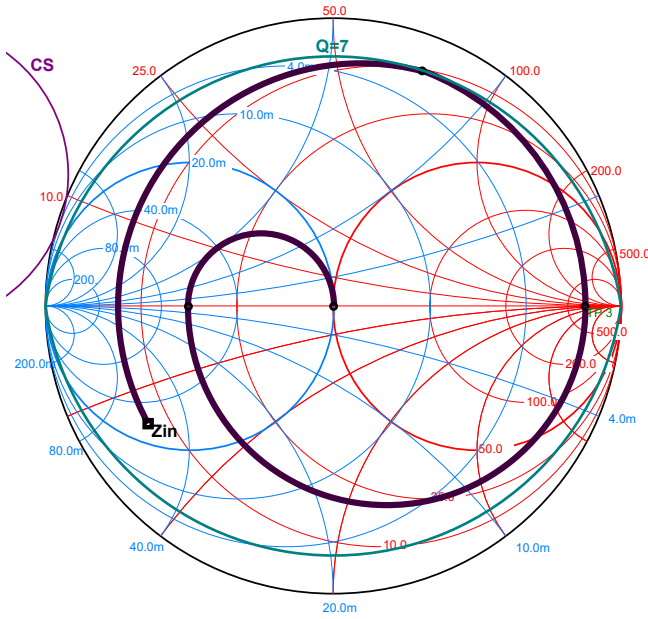


Figura 8: Representación en carta de Smith de la red de salida diseñada para adaptar la impedancia de entrada del transistor,  $Z_{in} = 7.315 - j14.194 \Omega$ , a la impedancia terminal del amplificador de  $50 \Omega$ . La zona de estabilidad del transistor es el exterior del círculo CS.

Componente	$\beta l$ [°]	$Z_0$ [ $\Omega$ ]	W [mm]	L [mm]
$MSL_1$	90.000	28.7	4.290	15.856
$MSL_2$	90.000	111.1	0.200	18.006
$MSL_3$	34.668	50	1.755	6.420
$MSL_4$	40.176	111.1	0.200	8.038

Tabla V: Valores de longitud eléctrica e impedancia característica de los elementos de la red de entrada diseñada. Se incluyen además el ancho W y largo L de líneas tipo *microstrip* para su implementación utilizando el material Rogers RT duroid 6006 0.050"1ED/1ED.

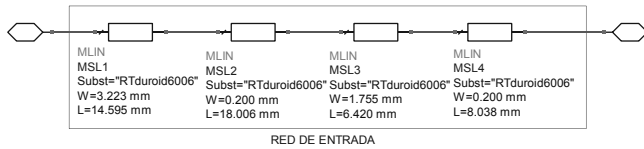


Figura 9: Topología de la red de salida diseñada con tramos de línea ( $MSL_3$  y  $MSL_4$ ) y transformadores de cuarto de onda ( $MSL_1$  y  $MSL_2$ ).

dados por la naturaleza no lineal del amplificador. En una primera medición, se vio que el ancho de banda de 3 dB del amplificador visto en la medición de la magnitud del parámetro  $s_{21}$  era más chico que el de diseño, por lo que se ajustó levemente uno de los componentes de la red de entrada para aumentar el ancho de banda, a costas de aumentar las pérdidas de retorno de entrada. Específicamente, se cambiaron las dimensiones del tramo de línea

$MSL_1$  a  $W = 3.223$  mm y  $L = 14.595$  mm.

### 1. Caracterización en frecuencia

Se midieron los parámetros de *scattering* del amplificador, conformado por la red de entrada, el transistor polarizado, y la red de salida. La magnitud y la fase de los parámetros se muestran en las figuras 10 y 11 respectivamente.

El parámetro  $s_{21}$  es un indicador de la ganancia de potencia que dará el amplificador cuando los terminales están perfectamente adaptados. Por lo tanto, lo tomamos como referencia para medir el ancho de banda del amplificador. En la frecuencia central  $f_0$ ,  $|s_{21}| = 14.825$  dB. Considerando que a la salida del amplificador debemos tener una potencia de 15 dBm, puede decirse que la ganancia de potencia será lo suficientemente grande como para compensar las pérdidas de inserción del filtro cuando se lo alimenta con una potencia de 1 dBm.

El valor pico de la magnitud del parámetro  $s_{21}$  se encuentra en 2.12 GHz, siendo de 14.891 dB. El ancho de banda se midió tomando una caída de 3 dB hacia cada lado. Esto ocurre en frecuencias de 1.954 GHz y 2.247 GHz, resultando en un ancho de banda  $BW = 293$  MHz; lo que satisface los requisitos de diseño con un pequeño margen de error.

Para obtener el valor de la ganancia de potencia activa que proveerá el amplificador, debe utilizarse la relación

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2}, \quad (6)$$

utilizando los parámetros de *scattering* del amplificador,  $\Gamma_L$  como el coeficiente de reflexión de la carga conectada en el puerto 2, y  $\Gamma_{in}$  dado por la ecuación 5. Como en el caso bajo análisis, se utiliza una impedancia de carga de  $50 \Omega$ , luego  $\Gamma_L = 0$ , y la ecuación 6 se reduce a

$$G_P = \frac{|s_{21}|^2}{1 - |s_{11}|^2}, \quad (7)$$

que para los parámetros medidos arroja un valor de  $G_P = 14.942$  dB.

Para analizar las pérdidas de retorno a la entrada del amplificador, consideramos la magnitud del parámetro  $s_{11}$  en la frecuencia central de operación, resultando en -15.776 dB. Esto cumple con el requisito de diseño (pérdidas mayores a 15 dB).

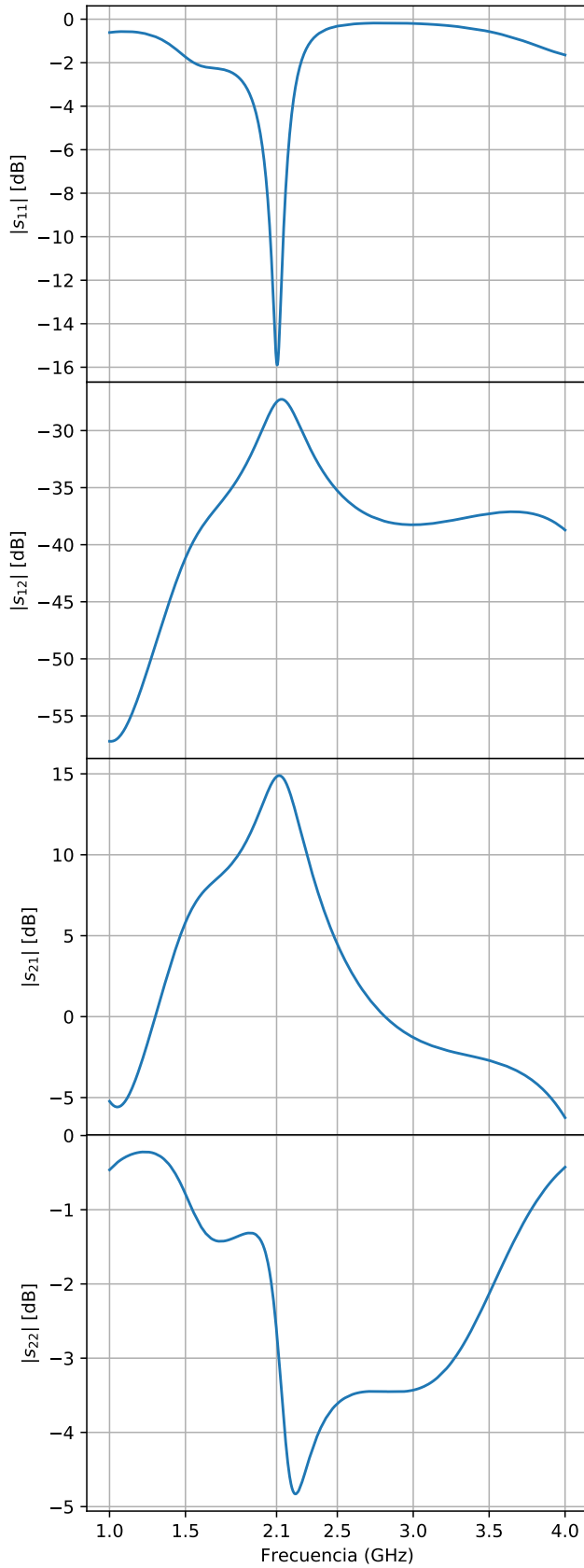


Figura 10: Magnitud de los parámetros de *scattering* del amplificador diseñado. Nótese que, para la frecuencia central de operación, la magnitud del parámetro  $s_{11}$  es menor a -15 dB; y que la magnitud del parámetro  $s_{21}$  es de 14.825 dB.

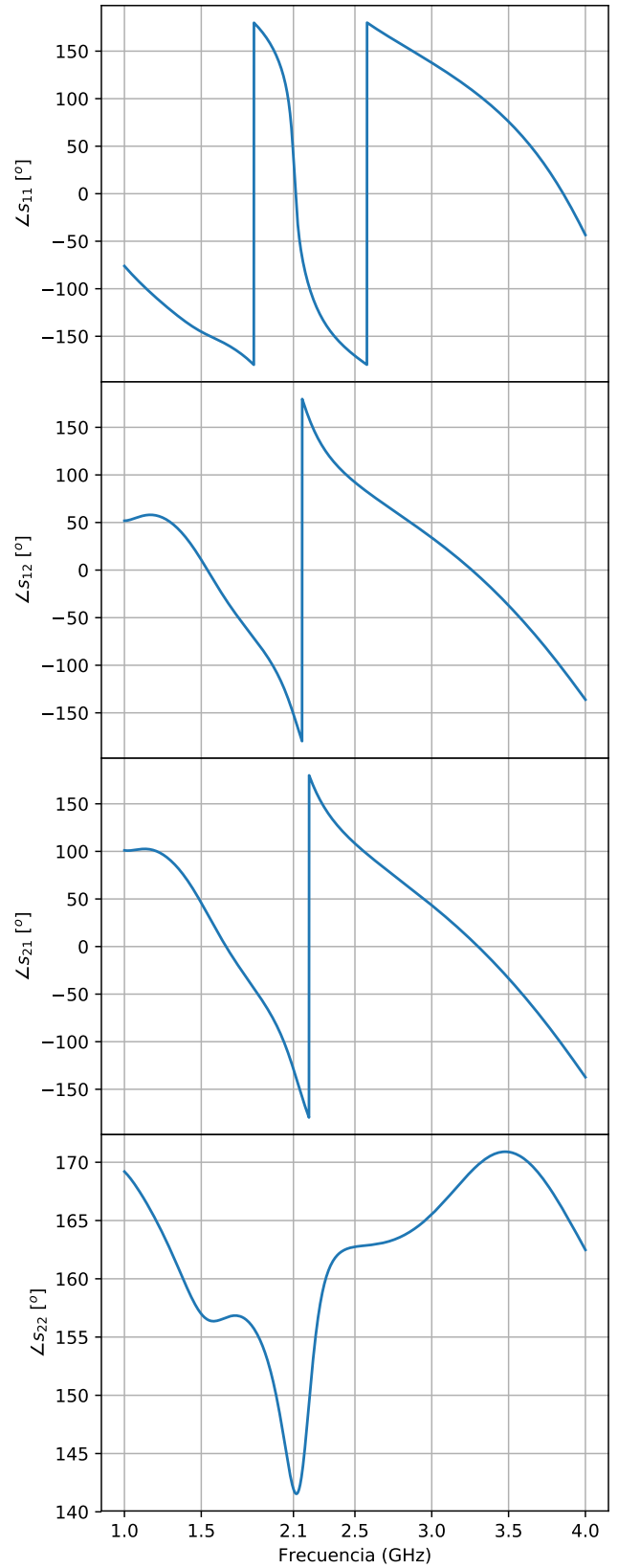


Figura 11: Fase de los parámetros de *scattering* del amplificador diseñado.



## 2. Respuesta transitoria

También se caracterizó la respuesta transitoria del amplificador mediante una simulación de 20 ns, en la que se excitó el circuito con una potencia de 1 dBm. Las tensiones y corrientes en la entrada y salida del amplificador se grafican en las figuras 12 y 13 respectivamente.

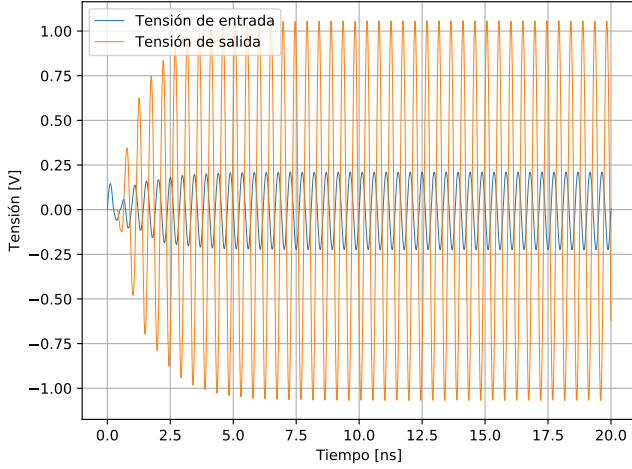


Figura 12: Tensiones a la entrada y salida del amplificador diseñado, en una simulación de 20 ns.

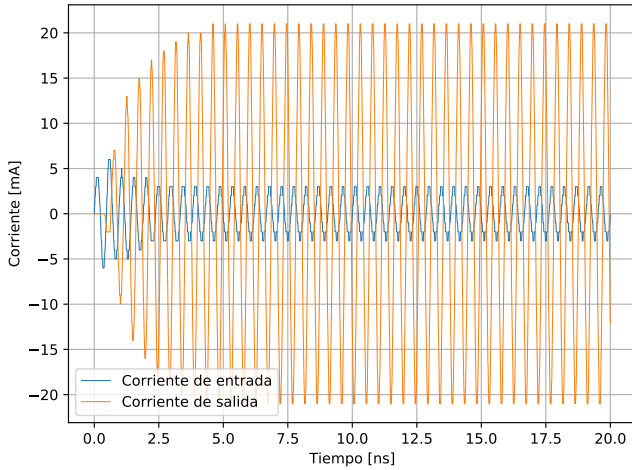


Figura 13: Corrientes a la entrada y salida del amplificador diseñado, en una simulación de 20 ns.

En la respuesta temporal, puede verse que la respuesta del amplificador es estable en el tiempo, y que las señales de entrada y salida son sinusoidales.

## 3. Efectos distorsivos. Ensayo de uno y dos tonos

Para la caracterización de los efectos distorsivos del amplificador, se realizaron ensayos de uno y dos tonos en

la frecuencia central de trabajo del amplificador, con el objetivo de obtener el punto de compresión de 1 dB de ganancia  $P_{1\text{ dB}}$  y el punto de intersección de tercer orden  $IP_3$ .

Se realizó un ensayo de un tono en la frecuencia  $f_0 = 2.1\text{ GHz}$ , con un barrido de potencias de entrada de -10 dBm a 2 dBm, mediante una simulación *harmonic balance*, obteniendo como resultado la potencia de salida del amplificador en función de la potencia de entrada. Esta medición se muestra en la figura 14. Se obtuvo el punto de compresión de 1 dB como  $IP_{1\text{ dB}} = -1.113\text{ dBm}$  y  $OP_{1\text{ dB}} = 12.715\text{ dBm}$ , referidos a la entrada y a la salida.

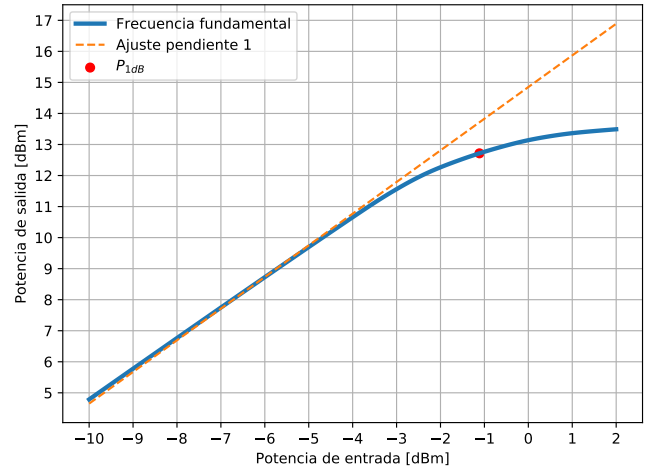


Figura 14: Potencia de salida del amplificador en función de la potencia de entrada suministrada, en un barrido de potencia de -10 dBm a 2 dBm. El punto  $P_{1\text{ dB}}$  se obtiene de la desviación de la potencia de salida de su comportamiento ideal (Ajuste pendiente 1).

Puede verse que para potencias de entrada del amplificador mayores a -1 dBm, el amplificador deja de funcionar en su zona lineal. Como el amplificador funcionará con una potencia de entrada un poco menor a 1 dBm, teniendo en cuenta las pérdidas de inserción del filtro, puede afirmarse que el amplificador diseñado no operará en su zona lineal para las condiciones de medición propuestas, y que a la salida del amplificador veremos una potencia menor a la esperada.

Para obtener el punto de intersección de tercer orden, se realizó un ensayo de dos tonos centrados en la frecuencia central de operación del amplificador, separados por 10 MHz, en un barrido de potencias de cada pico de -13 dBm a 2 dBm. Se tomaron los valores de uno de los picos en las frecuencias de excitación (ambos eran prácticamente iguales), y se tomaron los valores del producto de intermodulación de tercer orden de frecuencia más baja, puesto que es el que limita en primer lugar a la potencia de entrada. Ajustando los valores obtenidos en el rango lineal con rectas, se obtuvo la intersección de las mismas en el punto  $IP_3$ . Esta medición se muestra en la figura



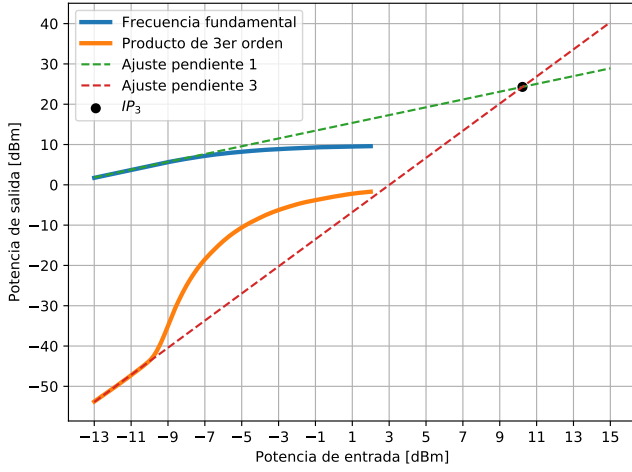


Figura 15: Potencia de salida obtenida con un ensayo de dos tonos, en función de potencia de entrada suministrada a cada tono en un barrido de -13 dBm a 2 dBm. El punto de intersección de tercer orden,  $IP_3$ , se obtiene como la intersección del comportamiento de los picos fundamentales en la zona lineal del amplificador (pendiente 1), con el comportamiento de los productos de intermodulación de tercer orden en la misma zona (pendiente 3).

15.

El punto  $IP_3$  obtenido es  $IIP_3 = 10.233$  dBm,  $OIP_3 = 24.299$  dBm, valores referidos a la entrada y a la salida del amplificador respectivamente.

#### IV. CARACTERIZACIÓN DEL CONJUNTO FILTRO AMPLIFICADOR

Habiendo obtenido un diseño para el amplificador, se procedió a caracterizar el conjunto filtro amplificador. Para ello, se midieron sus parámetros de *scattering*, lo cual se muestra en las figuras 16 y 17.

Analizando la magnitud del parámetro  $s_{21}$ , puede verse que su valor pico se encuentra en la frecuencia central de operación del amplificador  $f_0$ , y que a partir de la frecuencia de corte del filtro  $f_c$  presenta una atenuación significativa.

Finalmente, se probó el conjunto filtro amplificador con una fuente de potencia de 1 dBm en la entrada, y se midió la potencia activa sobre una carga de  $50 \Omega$  colocada a la salida. Esta medición se muestra en la figura 18.

Puede verse que la potencia recibida en la frecuencia central de operación del amplificador es de 14.398 dBm, lo cual difiere en un 4% del valor requerido por diseño de 15 dBm.

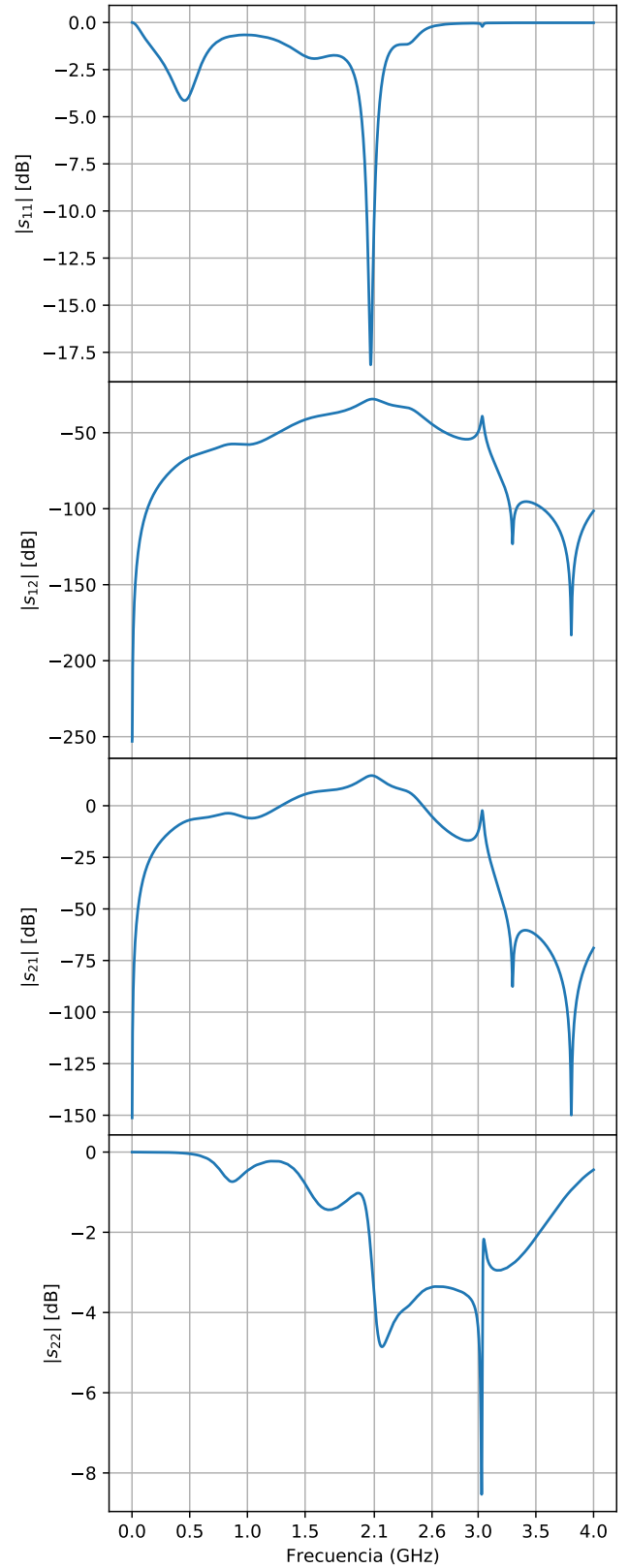


Figura 16: Magnitud de los parámetros de *scattering* del conjunto filtro amplificador. Nótese que las pérdidas de retorno de entrada, indicadas por el parámetro  $s_{11}$ , son menores a -15 dB. También, el parámetro  $s_{21}$  tiene su valor máximo en la frecuencia central de operación del amplificador,  $f_0 = 2.1$  GHz, y muestra una atenuación significativa para frecuencias mayores a la frecuencia de corte del filtro,  $f_c = 2.6$  GHz.

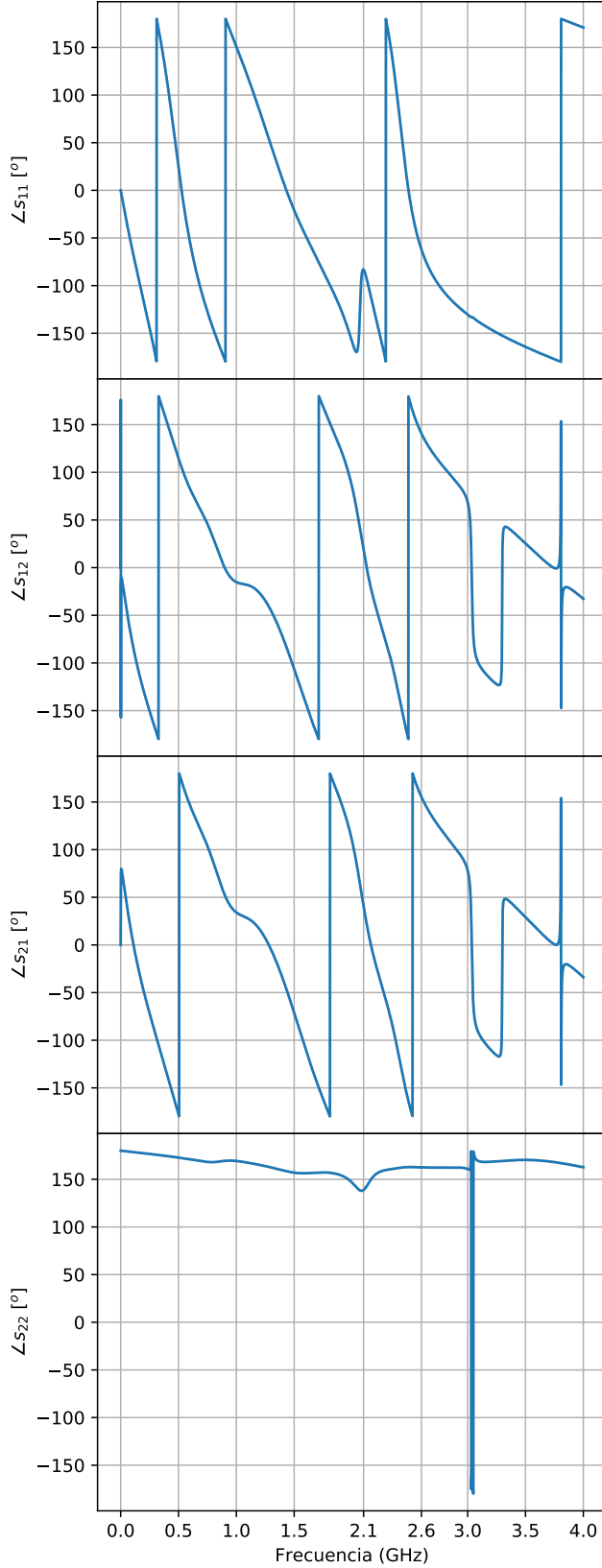


Figura 17: Fase de los parámetros de *scattering* del conjunto filtro amplificador.

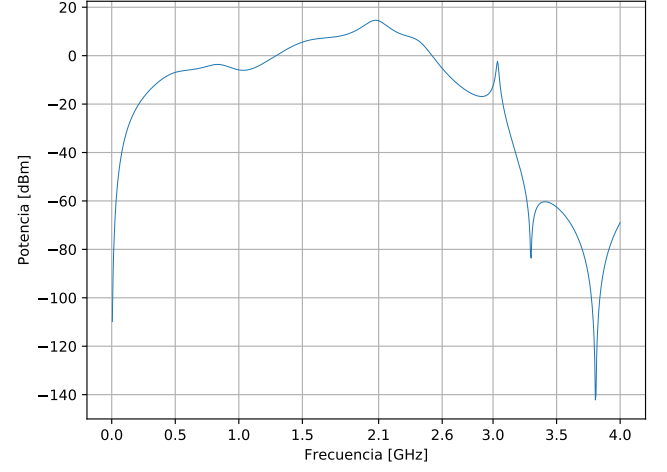


Figura 18: Potencia de salida del conjunto filtro amplificador, medida sobre una carga de  $50 \Omega$ , cuando se lo excita con una fuente de potencia de 1 dBm. Puede verse que el pico de potencia está en la frecuencia central del amplificador,  $f_0$ , y que a partir de la frecuencia de corte del filtro,  $f_c$ , cae significativamente.

## V. CONCLUSIONES

A partir de unos requisitos de diseño dados, se diseñaron un filtro pasabajos y un amplificador para una banda de frecuencia de 300 MHz centrada en  $f_0 = 300$  MHz.

El filtro pasabajos diseñado se implementó utilizando una topología de *stepped impedance*, modificada para reemplazar los capacitores por *stubs* en circuito abierto, con implementación utilizando líneas de tipo *microstrip*. Es de tipo Chebyshev de orden 5, con frecuencia de corte en  $f_c = 2570$  MHz, y que provee una atenuación mayor a 28 dB para frecuencias mayores a 2.98 GHz. Si bien el filtro se diseñó para trabajar con impedancias terminales de  $50 \Omega$ , una medición de las impedancias de entrada y salida mostró que la adaptación es aceptable solamente hasta una frecuencia de alrededor de 1.75 GHz. El filtro tiene una pérdida de inserción máxima de alrededor de 0.8 dB en la banda de paso que se utilizará para el amplificador.

El amplificador diseñado utiliza un transistor Avago ATF-54143, polarizado con una tensión de  $V_{DD} = 5$  V, trabajando en un punto de polarización de  $V_{DS} = 2.9$  V,  $I_{DS} = 61.4$  mA. Se eligió una ganancia de diseño  $G_P = 15.2$  dB para compensar las pérdidas de inserción del filtro pasabajos, y las pérdidas en las redes de adaptación, además de proveer la ganancia de 14 dB requerida. Para alcanzar este valor de ganancia, se utilizó un esquema de desadaptación selectiva, utilizando una red de salida que fija la impedancia de carga del transistor en un valor adecuado para proveer un valor fijo de ganancia, y una red de entrada para adaptar la impedancia de entrada del transistor polarizado a  $50 \Omega$ . Luego de un ajuste fino, la caracterización de los parámetros de *scattering* del am-

plificador indica que el mismo proveerá la ganancia de potencia requerida en la banda de paso 1.95 GHz - 2.25 GHz.

Analizando la distorsión del amplificador, se encontró que el punto de compresión de ganancia de 1 dB, referido a la entrada, era menor que la potencia de entrada con la que se debe excitar al circuito; provocando que el amplificador diseñado no opere en su zona lineal bajo las condiciones requeridas. Se espera entonces que a la salida del amplificador se obtenga una potencia menor a la esperada. También se obtuvo el punto de intersección de tercer orden,  $IP_3$ .

Finalmente, se caracterizó en frecuencia el conjunto filtro amplificador, y se realizó una prueba con una fuente de potencia de 1 dBm a la entrada del filtro, verificando que a la salida del amplificador se mide una potencia activa de 14.398 dBm sobre una carga de  $50\ \Omega$ ; que efectivamente es menor a la potencia de diseño que esperábamos obtener, de 15 dBm.

## VI. PROPUESTAS DE MEJORA

Para solucionar el problema del punto de compresión de ganancia de 1 dB, puede probarse cambiando el punto de polarización del transistor, cuidando de no exceder los

límites máximos de operación; modificar algún elemento de la red de polarización (en [5] se analiza brevemente la influencia de alguno de los elementos de la red en el punto  $P_{1\text{ dB}}$ ); o bien cambiar el transistor por otro modelo. Todo esto, en pos de aumentar el valor del punto de compresión de 1 dB referido a la entrada para permitir la operación del amplificador en la zona lineal para la potencia de entrada propuesta.

La inclusión de *via holes* en el modelo utilizado para las conexiones de los elementos de la red de polarización y de las redes de adaptación a GND, representaría de forma más fiel la implementación del amplificador que se está diseñando. La inclusión de los mismos en la red de polarización requeriría recalcular los parámetros de *scattering* del transistor, reubicar la impedancia de carga para proveer la ganancia deseada, rediseñando en consecuencia las redes de entrada y salida. En el caso de que se utilizara alguna conexión a GND en las redes de adaptación (por ejemplo, en el diseño utilizado hay un stub en cortocircuito en la red de salida), debería también tenerse en cuenta su efecto. Una primera aproximación a este modelo presentó desviaciones notables entre lo que se diseñó y lo que se medía.

Por último, se propone reajustar la ganancia de potencia de diseño como otra alternativa para corregir la potencia a la salida del amplificador.

- 
- [1] Avago Technologies, *ATF-54143 Data Sheet* (2012).
  - [2] Rogers Corporation, *RT/duroid 6006/6010LM High Frequency Laminates - Data Sheet* (2017).
  - [3] C. Bowick, J. Blyler, and C. Ajluni, *RF Circuit Design, 2nd Edition* (Elsevier, 2008).
  - [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition* (Wiley, 2012).
  - [5] Avago Technologies, *ATF-54143 Application Note 1222* (2012).
  - [6] TOKO, Inc., *Multilayer Chip Inductors Type LL1608FH*.
  - [7] Murata Manufacturing Co., Ltd., *Chip Multilayer Ceramic Capacitors for General* (2018).
  - [8] Rohm Semiconductor, *Multi-layer ceramic chip capacitors - MCH18*.