

Amplificador RF de 1W de Potencia

Aravena Maximiliano, Bima Kevin, Gelerstein Santiago, Gimenez Francisco, Olea Maximiliano
 Estudiantes de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba (UTN FRC),
 Maestro López Esq. Cruz Roja Argentina. CP X5016ZAA. Córdoba, Argentina.

Resumen—Este artículo presenta un amplificador que es capaz de incrementar la amplitud de una señal comprendida en la banda de frecuencias de FM obteniendo una potencia de salida de 1W. El desarrollo del circuito está diseñado con el objetivo de lograr una máxima transferencia de energía y estabilidad.

Palabras claves —amplificador, FM, potencia, estabilidad.

I. INTRODUCTION

El amplificador consta de tres etapas y se desarrolla las adaptaciones a la entrada, entre etapas y a la salida para lograr una máxima transferencia de energía.

Las especificaciones del amplificador son:

$$\Delta f = \text{a elección}$$

$$V_{cc} = 12V$$

$$R_L = 50\Omega$$

$$P_{Lmin} = 1W$$

P_{in} = salida del modulador de FM en VHF

II. ESTUDIO, CÁLCULO DE IMPEDANCIA Y ELECCIÓN DE LOS TRANSISTORES

La ganancia es la relación entre la potencia de salida y la de entrada:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1W}{1mW} = 1000$$

En dB sería

$$G = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10 \log \frac{1W}{1mW} = 30dB$$

Para la elección de la cantidad de etapas se eligió la más eficaz y económica. Se descarta uno solo etapa, ya que la ganancia es muy grande. A medida que aumente el número de etapas, aumenta el número de redes de adaptación, con el consiguiente problema del ancho de banda que tienen que cubrir éstas redes. (88-108MHz).

II-A. Tercer etapa

Esta etapa es muy importante ya que debe suministrar la potencia 1W a la salida, según los datos requeridos elegimos el transistor 2N4427. Las características de este transistor son las siguientes:

$$P_{out}(MAX) = 3,5W$$

$$V_{cc} = 12V$$

$$I_c(MAX) = 400mA(DC)$$

$$\text{Gain} > 10dB @ 175MHz$$

$$\text{Efficiency} > 50\%$$

Para encontrar la potencia de entrada P_{in} vemos en la hoja de datos pero como al no encontrarlo recurrimos a la hoja de datos de un transistor muy similar MRF4427R2. En la Fig. 1 vemos que aprox para la frecuencia 100 MHz la potencia de

salida es de $P_{out}=1,1W$ y la potencia de entrada es de $P_{in}=15mW$.

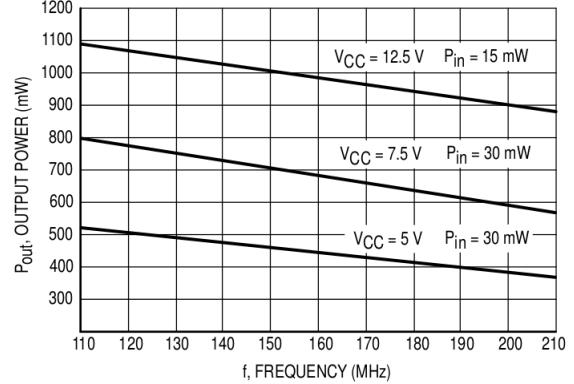


Figura 1. Potencia de salida vs frecuencia.

Calculamos entonces la ganancia de potencia.

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1,1W}{15mW} = 73333,33$$

En dB sería

$$G_{db} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10 \log \frac{1,1W}{15mW} = 48,65dB$$

la impedancia de entrada y salida que lo sacamos de la hoja de datos del transistor de similar o sea el MRF4427 ya que no lo encontramos en la hoja de datos del 2N4427. Los valores son los siguientes:

$$Z_O = 47,4 - j34,4$$

$$Z_{in} = 4,6 - j10,4$$

II-B. Segunda etapa

El transistor elegido fue el BFR96TS. La potencia requerida para entregar al 2N4427 es $P_{in} + 0,5dB$. (Donde se asume que la pérdida de inserción de la red adaptadora será de 0,5dB=1,12veces). $10 \log(0,015) + 10 \log(1,12) = -17,7dB$
 $P_{in} \times G_{perd} = 0,015 \times 1,12 \text{veces} = 0,0168mW$

Los parámetros S del BFR96TS son:

$$V_{CE} = 5V \quad S_{11} = 0,37 \angle -150^\circ$$

$$I_C = 50mA \quad S_{21} = 23,94 \angle 109^\circ$$

$$f = 100MHz \quad S_{12} = 0,022 \angle 69,6^\circ$$

$$S_{22} = 0,399 \angle -55,7^\circ$$

Con los parámetros S vamos a encontrar la impedancia de entrada y salida del transistor BFR96TS. Aplicamos la Ecuación 1.

$$Z = Z_n \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1)$$

Donde Γ es un número complejo que se encuentra en el ábaco de smith, los valores que pondremos en la ecuación

serán S_{11} para encontrar la impedancia de entrada y S_{22} para encontrar la impedancia de salida. Los valores de impedancia de entrada y salida son:

$$\begin{aligned} Z_O &= 59,2 - j46,4 \\ Z_{in} &= 24,3 - j10,4 \end{aligned}$$

A partir de Z_O se obtiene:

$$\begin{aligned} V_O &= \sqrt{2P_r \Re(Z_O)} = \sqrt{2x16,8x10^{-3}Wx59,2\Omega} = 1,41V_{ef} \\ I_{CQ} &= \frac{V_O}{\Re(Z_O)} = \frac{1,41}{59,2} = 23,8mA \end{aligned}$$

(no debe olvidarse que los parámetros están relacionados con 50mA, se fijara $V_{CE} = 5V$).

$$P_C = V_{CE}I_{CQ} = 5Vx23,8mA = 119mW(\text{la potencia máxima es } 500\text{mW})$$

$$\begin{aligned} G_{Pmax} &= \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \\ &= \frac{23,94^2}{(1 - 0,37^2)(1 - 0,4^2)} = 790,51 \\ G_{Pmax} &= 28,98dB \end{aligned}$$

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{Pmax}} = 0,150mW \text{ A partir de } Z_{in} \text{ se obtiene:}$$

$$V_{in} = \sqrt{2P_{entr} \Re(Z_{in})} = \sqrt{2x0,150x10^{-3}Wx24,3\Omega} = 0,085V_{ef}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \text{ donde} \\ D &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ D &= 0,397\angle 7,4^\circ \\ K &= \frac{1 + |0,397|^2 - |0,37|^2 - |0,4|^2}{2x|0,022x23,94|} = 0,82 \end{aligned}$$

No se cumple que es mayor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

El BFR96 tiene una ganancia de potencia de

$$|S_{21}|^2 = 23,94 \rightarrow 13,79dB \text{ a } 50mA \text{ y un } G_{Pmax} = 28,98dB.$$

Por lo que, tal vez podrían utilizarse sólo dos etapas, pero debido a que no se cumple la condición de estabilidad absoluta, se utilizarán tres etapas, donde se incluirá otro transistor como primera etapa.

II-C. Primera etapa

El transistor que se eligió es el BFR90A. La potencia requerida para entregar al BFR96TS es $P_{in} + 0,5dB = 0,150mWx1,12 = 0,168mW$. (Donde se asume que la pérdida de inserción de la red adaptadora será de 0,5dB=1,12veces).

Los parámetros S del BFR90A son:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 5V & S_{11} &= 0,61\angle -38,3^\circ \\ I_C &= 10mA & S_{21} &= 20,89\angle 147,5^\circ \\ f &= 100MHz & S_{12} &= 0,02\angle 74,8^\circ \\ S_{22} &= 0,89\angle -15^\circ \end{aligned}$$

Con los parámetros S vamos a encontrar la impedancia de entrada y salida del transistor BFR90A aplicando la Ecuación 1. Los valores de impedancia de entrada y salida son:

$$Z_O = 142,9 - j316,6$$

$$Z_{in} = 75,7 - j91,2$$

A partir de Z_O se obtiene:

$$V_O = \sqrt{2P_r \Re(Z_O)} = \sqrt{2x0,168x10^{-3}Wx142,9\Omega} = 0,22V_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_O}{\Re(Z_O)} = \frac{0,22}{142,9} = 1,54$$

(no debe olvidarse que los parámetros están relacionados con 10mA, se fijara $V_{CE} = 5V$).

$$P_C = V_{CE}I_{CQ} = 5Vx1,54mA = 7,7mW(\text{la potencia máxima es } 250\text{mW})$$

$$G_{Pmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} =$$

$$\frac{20,89^2}{(1 - 0,61^2)(1 - 0,89^2)} = 3343$$

$$G_{Pmax} = 35,24dB$$

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{Pmax}} = 2,3uW$$

(mucho más que suficiente, si se considera que sería la $P_{entr} = 1mW$)

$$\text{A partir de } Z_{in} \text{ se obtiene: } V_{in} = \sqrt{2P_{entr} \Re(Z_{in})} = \sqrt{2x0,150x10^{-3}Wx75,7\Omega} = 0,15V_{ef}$$

Analís del factor de estabilidad de Rollett

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \text{ donde}$$

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$D = 0,65\angle -13,7^\circ$$

$$K = \frac{1 + |0,65|^2 - |0,61|^2 - |0,89|^2}{2x|0,02x20,89|} = 0,31$$

No se cumple que es mayor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

III. POLARIZACIÓN DE LOS TRANSISTORES

III-A. Tercer etapa - 2N4427

Se polarizará según las recomendaciones dadas en la hoja de datos. Las cuales se adjuntan en el mismo.

III-B. Segunda etapa - BFR96TS

En la Fig. 2 vemos el circuito de BFR96TS donde debemos encontrar los valores de las resistencias, capacitores chokes para la correcta polarización.

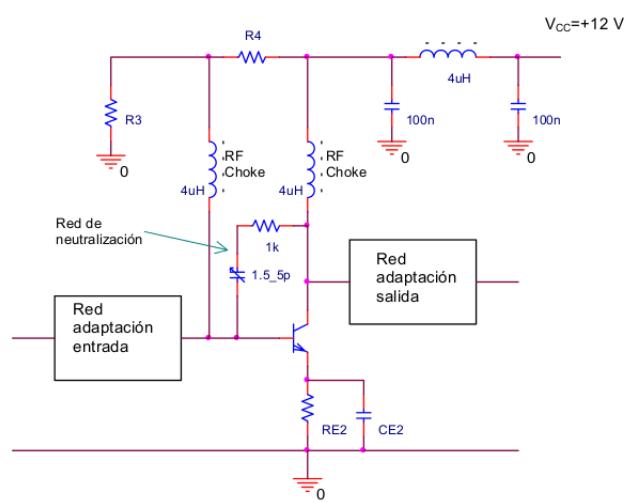


Figura 2. Circuito del BFR96TS.

Clase A

Rendimiento 50 %

$$V_{RE2} = V_{CC} - V_{CEQ} = 12 - 5 = 7V$$

$$R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{CQ}} = \frac{7V}{23,8mA} = 294\Omega \approx 270\Omega$$

Según la hoja de datos:

$$h_{FE} = 75$$

$$R_B = \frac{h_{FE} R_{E2}}{10} = 2025\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} R_B + V_{BB} + I_{CQ} R_{E2}$$

$$V_{BB} = \frac{23,8mA}{75} x 2025\Omega + 0,7V + 23,8mA x 270\Omega = 7,77V$$

$$R_4 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{2025\Omega \times 12V}{7,77V} = 3127\Omega \approx 3,3k\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{2025\Omega}{1 - \frac{7,77V}{12V}} = 5745\Omega \approx 5,6k\Omega$$

$$C_{E2} = \frac{1}{2\pi f_{min} \frac{R_{E2}}{10}} \text{ donde } f_{min} = 88MHz$$

$$C_{E2} = \frac{1}{2\pi 88MHz \frac{270}{10}} = 67pF \approx 68pF$$

$$X_{LRFch} = 10R_L = 10 \times 59,2\Omega = 592\Omega;$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2\pi f_{min}} = \frac{592\Omega}{2\pi 88MHz} = 1071nH \text{ se usarán chokes de } 4\mu H.$$

III-C. Primera etapa - BFR90A

En la Fig. 3 vemos el circuito de BFR90A donde debemos encontrar los valores de las resistencias, capacitores chokes para la correcta polarización.

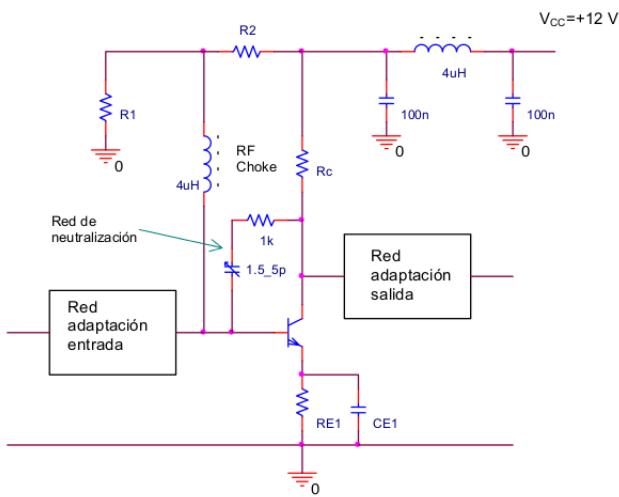


Figura 3. Circuito del BFR90A.

Clase A

Rendimiento 50 %

$$V_{RC} = 0,7V$$

$$V_L = V_{RC}$$

$$I_L = \frac{V_L}{\Re(Z_O)} = \frac{0,7V}{142,9} = 4,9mA$$

$$I_{RC} = I_{Cmax} - I_L = 10mA - 4,9mA = 5,1mA$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{RC}} = \frac{0,7V}{5,1mA} = 137\Omega \approx 150\Omega$$

La red de salida sería como se ve en la Fig. 4.

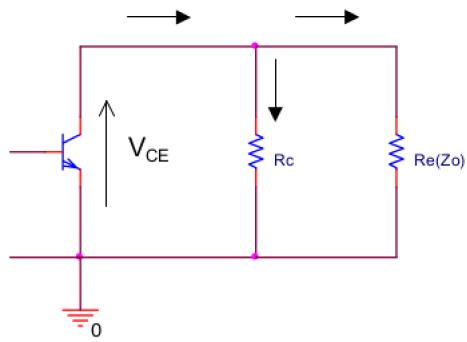


Figura 4. modelo equivalente de la red de salida.

Análisis de D.C

$$V_{RE1} = V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ} R_C = 12 - 5 - 10mA \times 150\Omega = 5,5V$$

$$R_{E1} = \frac{V_{RE1}}{I_{CQ}} = \frac{5,5V}{10mA} = 550\Omega \approx 560\Omega$$

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_{E1} + R_C} = \frac{12V}{560\Omega + 150\Omega} = 16,9mA (\approx 2I_{CQ})$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1}) = 12V - 10mA(560\Omega + 150\Omega) = 4,9V$$

$$\Delta V_{CEQ} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = 10mA \times \frac{150 \times 142,9}{150 + 142,9} = 0,73V \approx V_L$$

Según la hoja de datos, $h_{FE} = 100$

$$R_B = \frac{h_{FE} R_{E1}}{10} = 5500\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} R_B + V_{BB} + I_{CQ} R_{E1}$$

$$V_{BB} = \frac{10mA}{100} x 5500\Omega + 0,7V + 10mA \times 5500\Omega = 6,75V$$

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{5500\Omega \times 12V}{6,75V} = 9777\Omega \approx 10k\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{6,75V}{1 - \frac{6,75V}{12V}} = 12571\Omega \approx 12k\Omega$$

$$C_{E1} \geq \frac{1}{2\pi f_{min} \frac{R_{E1}}{10}} \text{ donde } f_{min} = 88MHz$$

$$C_{E1} \geq \frac{1}{2\pi 88MHz \frac{560}{10}} \approx 33pF$$

IV. ADAPTACIÓN

Una vez realizada la selección de los transistores a utilizar, diseñada las redes de polarización de los mismos, nos queda un último paso muy importante que es adaptar las impedancias de cada etapa entre sí, con la carga y con el generador. Esto lo hacemos utilizando un programa llamado "smith V 3.1". Las adaptaciones se encuentran configuradas a una frecuencia de $f = 100MHz$. En la Fig. 5 se ve el esquema completo con las impedancias de entrada y salida de los transistores que nos sirve de guía para las adaptaciones. Dato importante es que en una adaptación la impedancia de carga es la impedancia de entrada del próximo transistor y la impedancia de entrada de la adaptación es el conjugado de la impedancia de salida del transistor anterior.

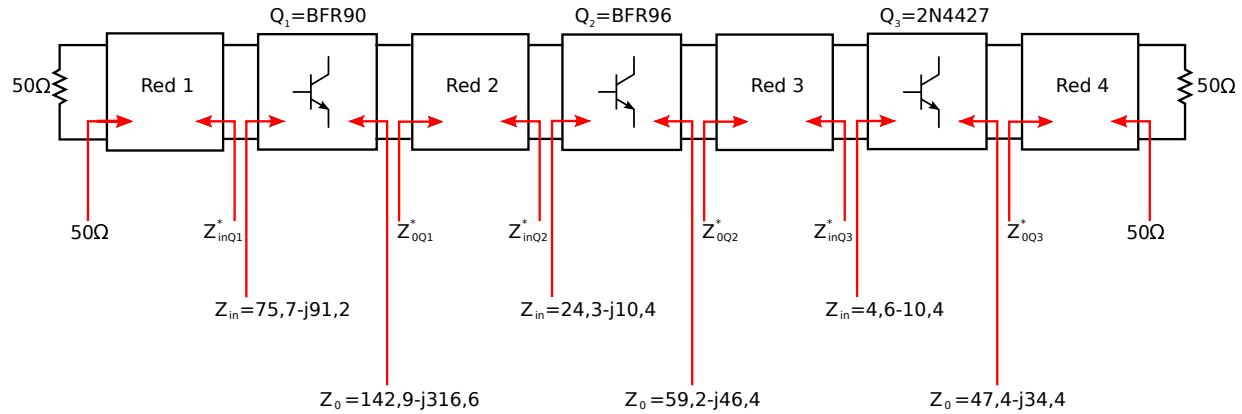


Figura 5. Esquema de circuito completo con las redes de adaptación.

IV-A. Red 1

Esta adaptación es la que se hace entre el modulador de FM y el transistor BFR90. La adaptación hecha en el programa smith V3.10 se puede ver en la Fig. 6

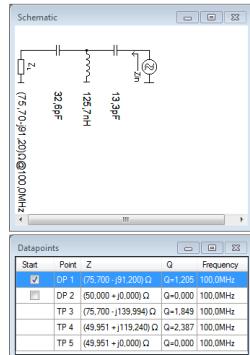
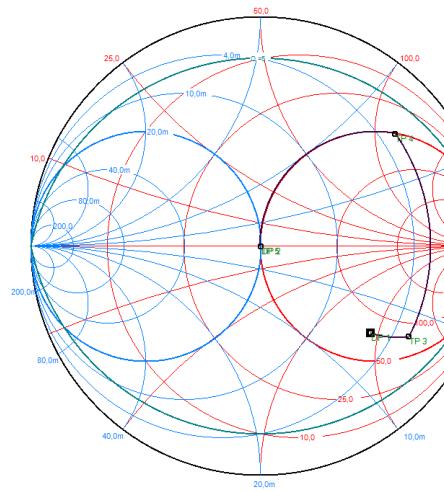


Figura 6. Red 1 adaptada.

Para calcular la bobina se utiliza una ecuación (2).

$$n = \sqrt{\frac{1000xLxD + 450xLxD}{D^2}} \quad (2)$$

donde,

D: diámetro de la bobina [mm]

L: inductancia [uH]

l: largo de la bobina [mm]

n: número de vueltas

El resultado encontrado para obtener L=125,7uH fue n = 4,269 ≈ 4 con D=10[mm], l=10[mm].

IV-B. Red 2

Esta adaptación se hace entre los transistores BFR90A y BFR96TS. La adaptación hecha en el programa smith V3.10 se puede ver en la Fig. 7.

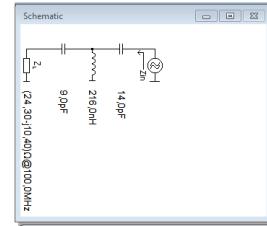
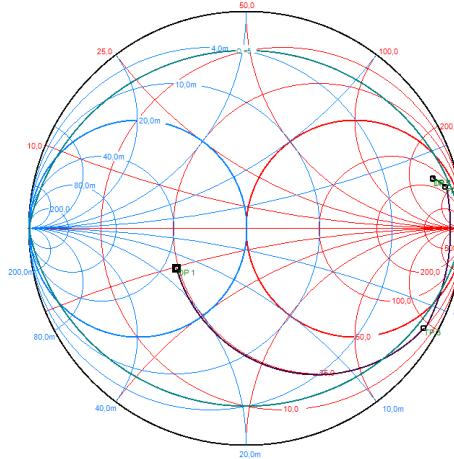


Figura 7. Red 2 adaptada.

Aplicamos la Ecuación (2) para obtener $L=216\text{nH}$ y obtenemos $n = 4,5 \approx 5$ con $D=13[\text{mm}]$, $l=10[\text{mm}]$.

IV-C. Red 3

Esta adaptación se hace entre los transistores BFR96TS y 2N4427. La adaptación hecha en el programa smith V3.10 se puede ver en la Fig. 8.

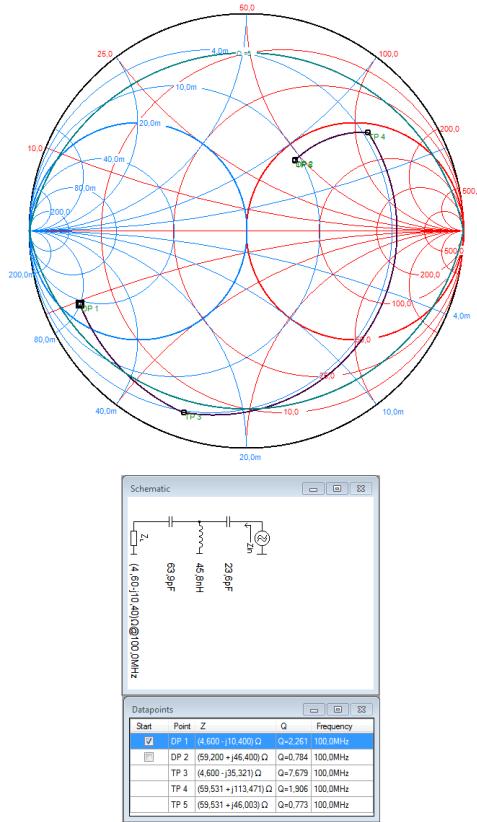


Figura 8. Red 3 adaptada.

Aplicamos la Ecuación (2) para obtener $L=45,8\text{nH}$ y obtenemos $n = 2,577 \approx 3$ con $D=10[\text{mm}]$, $l=10[\text{mm}]$.

IV-D. Red 4

Esta adaptación se hace entre los transistores 2N4427 y la carga. La adaptación hecha en el programa smith V3.10 se puede ver en la Fig. 9.

Aplicamos la Ecuación (2) para obtener $L=100,3\text{nH}$ y obtenemos $n = 3,067 \approx 3$ con $D=13[\text{mm}]$, $l=10[\text{mm}]$.

IV-E. Medicón de las bobinas

La medición de las bobinas fue realizada en un VNA. Los resultados de los cálculos fueron muy cercano aunque a algunos le tuvimos que modificar algún para obtener el valor deseado. Las mediciones se hicieron a una frecuencia de $f = 100\text{MHz}$.

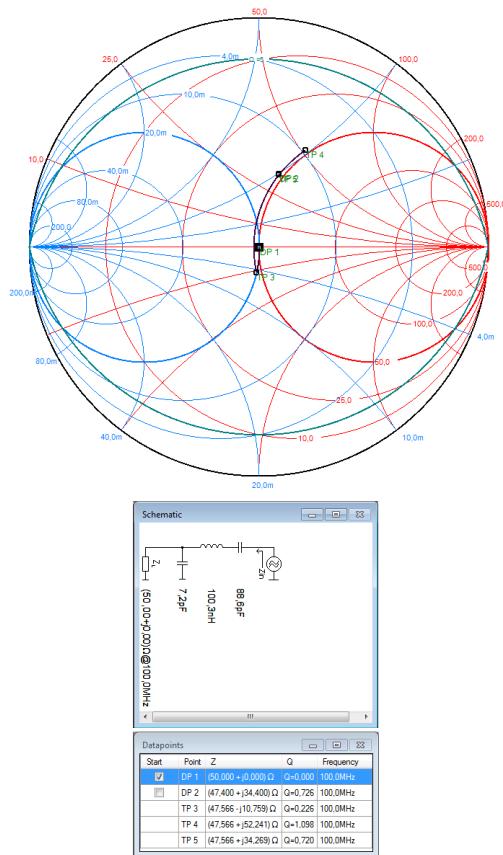


Figura 9. Red 4 adaptada.



Figura 10. Placa impresa.

V. CIRCUITO IMPRESO

El circuito fue diseñada en Proteus 8.3. El PCB es de fibra de vidrio doble faz. Los componentes fueron soldados del lado de arriba. En la Fig. 10 se ve la placa impresa. El circuito esquemático completo se ve en la Fig. 11.

VI. MEDICIONES

La señal de entrada que debe ser de aproximadamente 1mW sabiendo que la carga es de 50Ω o sea la tensión en RMS debe ser aproximadamente $V_{i,RMS} = 224\text{mV}$ a una frecuencia de $f = 100\text{MHz}$. En la Fig. 12 vemos la señal de entrada.

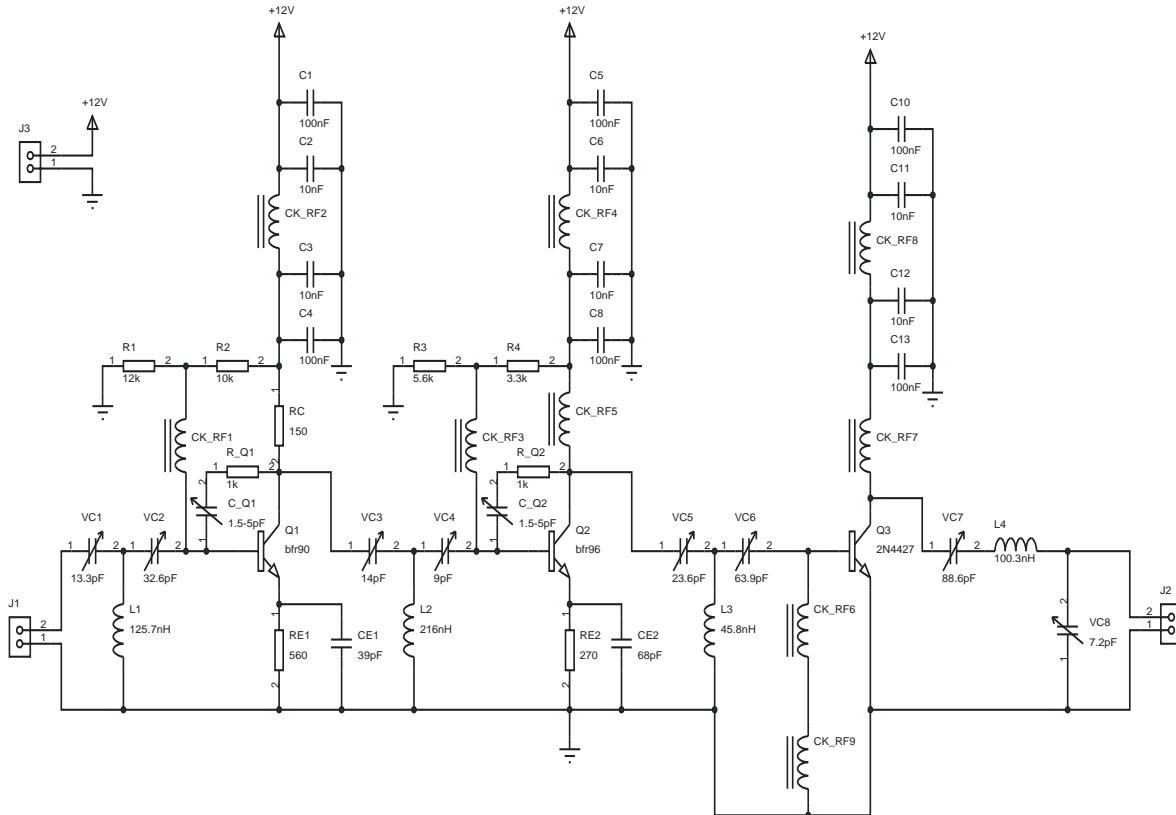


Figura 11. Circuito Completo.

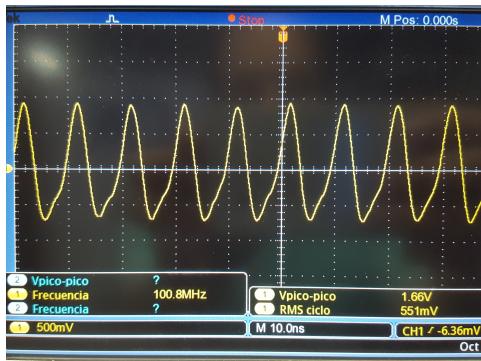


Figura 12. señal de entrada.



Figura 13. señal de entrada.

La señal de Potencia de salida es medida con un wattímetro la cual tiene una carga de 50Ω . En la Fig. 13 se puede ver la señal de salida que es de aproximadamente $P_{out} \approx 400mW$.

VII. CONCLUSIÓN

En este amplificador se han utilizado dos transistores de baja señal en las primeras etapas, como son el BFR90 y BFR96; y un transistor de potencia de salida, como es el 2n4427. Si bien muchos parámetros de este último no figuraban en las hojas de datos, como ser parámetros S, tiene la ventaja de ser un dispositivo de bajo costo comparado con otros transistores de potencia.

En la selección, cálculo e implementación del amplificador de RF, nos hemos encontrado con diversos inconvenientes,

como ser: adaptación de impedancias entre etapas sin valores exactos, mediciones de los trimmers y bobinas en el VNA, generador de entrada que poseía baja potencia.

Los resultados fueron que la potencia obtenida fue $400mW$, o sea, no llegamos a la potencia requerida de $1W$, aunque se vio que la salida tenía gran estabilidad y no auto oscilaba.

REFERENCIAS

- [1] W. Alan Davis, Krishna Agarwal, *Radio Frequency Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [2] G. Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice Hall, 1996.
- [3] C. Sayre. *Complete Wireless Design*. McGraw Hill, 2008.