

# Amplificador de Potencia

Suelto Enrique      Sosa Javier      Ponce Nicolás      Schamun Lucas  
62508      65337      64725      62378  
Universidad Tecnológica Nacional- Facultad Regional Córdoba

## I. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de potencia de RF se emplean cuando es importante la eficiencia y la potencia de un circuito amplificador. Los diversos tipos de amplificadores se identifican por su clase de operación, es decir A, B, C, D, E, F, G, H y S. Exceptuando el A, los demás se diferencian fácilmente de los de señal débil por sus configuraciones de circuitos, sus métodos de operación o por ambos.

Los amplificadores de potencia de RF clase A y B tienen una ganancia apreciable; producen una réplica amplificada del voltaje de la señal de entrada o de la onda de corriente y se usan comúnmente (sin clase C) en transmisores SSB y multimodo, donde se requiere la reproducción exacta de la envolvente y de la fase de la señal. Los circuitos sintonizados no son parte integral de los amplificadores en clase A y B, pero se los incluye para asegurar la supresión adecuada de armónicas.

Muchas aplicaciones no requieren amplificación lineal en RF y pueden por consiguiente utilizar una mayor eficiencia y sencillez ofrecidas por los amplificadores de potencia sintonizados en clase C. Tales aplicaciones incluyen amplificación de señales CW, FM y AM (en banda lateral doble y completa). Las señales CW y FM tienen como máximo dos posibles valores de amplitud; la variación de amplitud que se requiere para una señal de AM se realiza por variación del voltaje de alimentación del amplificador.

## II. OBJETIVO

Diseñar, calcular e implementar un amplificador de gran eficiencia alimentado con una Vcc de 12v, una resistencia de carga de  $50\Omega$ , una potencia de entrada del orden de 1 a 5mW y una potencia de salida de 1W.

Para la entrada se utiliza la salida del modulador de FM del práctico anterior.

Se plantea un amplificador de potencia de 2 etapas desarrollado con 3 transistores: MRF4427, BFR96TS y BFR90A. En la primera etapa se emplea una configuración clase A con choque en colector y la segunda etapa, de potencia, se utiliza una configuración clase C.

El circuito cuenta también con 3 redes de adaptación de impedancias: la de generador-entrada del amplificador, la primera etapa con la segunda y finalmente la salida del amplificador con la carga.

## III. DESARROLLO

### 1. Cálculos de ganancia

En una primera instancia se calcula la ganancia que tendrá el amplificador para llevar la potencia a 1W.

$$G = \frac{P_{OUT(W)}}{P_{IN(W)}} = \frac{1W}{1mW} = 1000$$

$$G_{dB} = 10 \log(1000) = 30dB$$

### 2. Cálculos para el transistor 2N4427(etapa de salida):

#### 2.1 Potencia:

En la hoja de datos del componente se obtuvo:

- $P_{Out\ Máx} = 3.5W$
- $V_{CC} = 12v$
- $I_{C\ Máx} = 400mA(DC)$
- $F_{Máx} = 400MHz$
- $Gain > 10dB@175MHz$

Se desea obtener 1.33W de salida, con una Potencia de entrada de 84mW, por lo que la ganancia de este transistor será:

$$G = \frac{P_{OUT(W)}}{P_{IN(W)}} = \frac{1.33W}{84mW} = 16$$

$$G_{dB} = 10 \log(16) = 12dB$$

#### 2.2 Impedancia:

A partir de la hoja de datos, se obtienen los parámetros S:

- $S_{11} = 0,712 \angle -163^\circ = -0,68 - j0,2081$
- $S_{12} = 0,026 \angle 44^\circ$
- $S_{22} = 0,271 \angle -67^\circ = -0,106 - j0,249$
- $S_{21} = 10,78 \angle 96^\circ$

Con estos datos, es posible calcular la impedancia de entrada y de salida:

$$Z_{IN} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} * R_L = \frac{1 + (-0,68 - j0,2081)}{1 - (-0,68 - j0,2081)} * 50 = 8,6 - j7,32$$

$$Z_{OUT} = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} * R_L = \frac{1 + (-0,106 - j0,249)}{1 - (-0,106 - j0,249)} * 50 = 53,80 - j28,91$$

Se establece la potencia de salida:

$$P_{OUT} = \frac{\widehat{V}_{ce}}{\sqrt{2}} * \frac{\widehat{I}_c}{\sqrt{2}} = \left( \frac{\widehat{V}_{ce}}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{R_e(Z_{out})} = \left( \frac{12}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{53,8} = 1,33W$$

Según los valores especificados, la potencia calculada se encuentra dentro del rango de trabajo del transistor, al igual que la corriente (menor a 400mA):

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P_{OUT}}{R_e(Z_{out})}} = \sqrt{\frac{1,33}{53,8}} = 157,2\text{ mA}$$

Con la potencia de entrada se puede calcular Vin:

$$P_{in} = \left( \frac{\widehat{V}_{IN}}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{R_e(Z_{in})} \rightarrow \widehat{V}_{IN} = \sqrt{2 * P_{in} * R_e(Z_{in})} \\ = \sqrt{2 * 0,08891 * 8,6} = 1,2V$$

### 2.3 Polarización de etapa de salida:

$$V_{CEQ} = V_{CC} = 12V$$

$$Z_L = R_e(Z_o) = 53,8$$

$$I_{CMAX} = \frac{V_{CEQ}}{Z_L} = \frac{12}{53,8} = 223,13mA$$

Para calcular los choques se supone:

$$X_L = 10 * Z_L = 10 * 53,8 = 538 \Omega$$

$$L_R = \frac{X_L}{2 * \pi * F_{MAX}} = \frac{538 \Omega}{2 * \pi * 88MHz} = 972,65 nHz$$

Se utilizan choques de 4uH con ferrites BK200, con lo cual el circuito quedaría conformado de la siguiente manera:

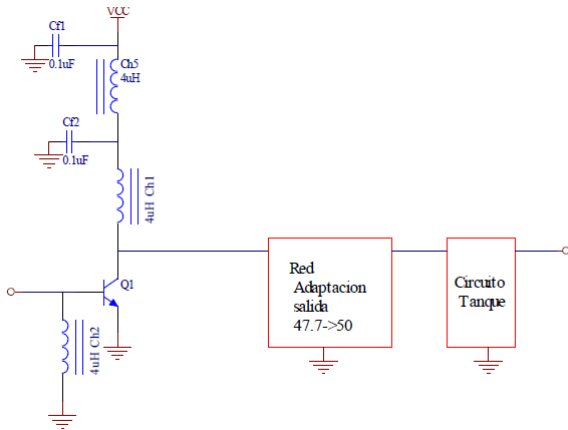


FIG. 1: ETAPA DE SALIDA

### 3. Diseño de la etapa de entrada.

En la hoja de datos del componente BFR90 se obtuvo:

- $P_{Out Máx} = 300mW$
- $V_{CC} = 5V$
- $I_C Máx = 30mA$
- $F_{Máx} = 200MHz$
- $Gain > 16dB@500MHz$

Para entregar al BFR96 la potencia necesaria sumamos 1.12mW a la potencia de entrada calculada anteriormente, por lo tanto:

$$P_{out} = 0,35mW + 1,12 mW = 0,392 mW$$

Considerando

$$I_{CQ} = 10mA \quad V_{ce} = 5V$$

### 3.1 Impedancia:

A partir de la hoja de datos, se obtienen los parámetros S:

- $S_{11} = 0,45 \angle^{-54,6} = -0,26 - j0,37$
- $S_{22} = 0,799 \angle^{-21,5} = 0,74 - j0,29$
- $S_{12} = 0,02 \angle^{70,4}$
- $S_{21} = 18,55 \angle^{133,7}$

Con estos datos, es posible calcular la impedancia de entrada y de salida:

$$Z_{IN} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} * R_L = \frac{1 + (-0,26 - j0,37)}{1 - (-0,26 - j0,37)} * 50 \\ = 58,57 - j53,7$$

$$Z_{OUT} = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} * R_L = \frac{1 + (0,74 - j0,29)}{1 - (0,74 - j0,29)} * 50 \\ = 122,61 - j184,75$$

Se calcula la tensión de salida:

$$\widehat{V}_o = \sqrt{2 * P_{out} * R_e(Z_o)} = \sqrt{2 * 0,392 * 122,61} \\ = 310mV$$

Con la cual se puede calcular la corriente para MES:

$$I_{CQ} = \frac{\widehat{V}_o}{R_e(Z_o)} = \frac{310mV}{122,61} = 2,52 mA$$

Con ambos valores, se puede obtener la potencia Pc

$$P_c = V_{CE} * I_{CQ} = 5V * 2,52 mA = 12,64 mW$$

Ahora calculamos la potencia máxima con los parámetros utilizados:

$$G_{pmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) * (1 - |S_{22}|^2)} \\ = \frac{18,55^2}{(1 - 0,45^2) * (1 - 0,99^2)} = 1147,84$$

Expresado en decibels:

$$G_{dB} = 30,5 dB$$

Con esto se puede calcular la potencia de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_c}{G_{pmax}} = \frac{12,64 mW}{1147,84} = 11,01 \mu W$$

Con la potencia de entrada se puede calcular Vin:

$$P_{in} = \left( \frac{\widehat{V}_{IN}}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{R_e(Z_{in})} \rightarrow \widehat{V}_{IN} = \sqrt{2 * P_{in} * R_e(Z_{in})} \\ = \sqrt{2 * 11,01 \mu W * 58,57} \\ = 35,92mV$$

### 3.2 Polarización de etapa de entrada:

- Análisis en CA

Es un amplificador clase A, con un rendimiento del 50%

$$V_L = V_{RC} = 0,7v$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_e(Z_o)} = \frac{0,7}{122,61} = 5,7 \text{ mA}$$

$$I_{RC} = I_{CMAX} - I_L = 10\text{mA} - 5,7\text{mA} = 4,29\text{mA}$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{RC}} = \frac{0,7v}{4,29\text{mA}} = 163,17\Omega$$

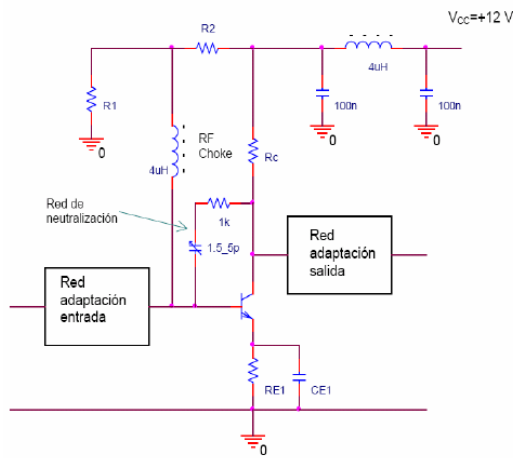


FIG. 2: ETAPA DE ENTRADA

- Análisis en CC

$$\begin{aligned} V_{Re1} &= V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ} * R_C \\ &= 12v - 5v - (10\text{mA} * 163,17) \\ &= 5,36V \end{aligned}$$

$$R_{e1} = \frac{V_{Re1}}{I_{CQ}} = \frac{5,36V}{10\text{mA}} = 536,29\Omega$$

$$I_{CMAX} = \frac{V_{CC}}{R_{e1} + R_C} = \frac{12V}{536,29\Omega + 163,17\Omega} = 17,15 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ} * (R_{e1} + R_C) \\ &= 12v - 10\text{mA} \\ &\quad * (536,29\Omega + 163,17\Omega) = 5v \end{aligned}$$

$$\Delta V_{CEQ} = I_{CQ} \frac{R_C * R_L}{R_C + R_L} = 10\text{mA} \frac{(163,16\Omega)^2}{2 * (163,16\Omega)} = 0,82V$$

Si se conoce que hfe=50

$$R_B = \frac{hfe * R_{e1}}{10} = \frac{50 * 536,29}{10} = 2681,45\Omega$$

$$\begin{aligned} V_{BB} &= \frac{I_{CQ}}{hfe} * R_B + V_{BE} + I_{CQ} * R_{e1} \\ &= \frac{10\text{mA}}{50} * 2681,45\Omega + 0,7v \\ &\quad + 10\text{mA} * 536,29\Omega = 6,6V \end{aligned}$$

$$R_1 = \frac{R_B * V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{2681,45\Omega * 12v}{6,6v} = 4875,36\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{2681,45\Omega}{1 - \frac{6,6V}{12V}} = 5658,77\Omega$$

$$\begin{aligned} C_{e1} &\geq \frac{1}{2 * \pi * F_{MAX} * \frac{R_{e1}}{10}} = \frac{1}{2 * \pi * 88\text{MHz} * \frac{536,29\Omega}{10}} \\ &= 33\text{pF} \end{aligned}$$

### 4. Diseño de la etapa intermedia.

En la hoja de datos del componente BFR96 se obtuvo:

- $P_{Out \text{ Máx}} = 700\text{mW}$
- $V_{CC} = 5v$
- $I_{C \text{ Máx}} = 100\text{mA}$
- $F_{Máx} = 175\text{MHz}$
- $Gain > 11,5 \text{ dB@}500\text{MHz}$

Para entregar al BFR96 la potencia necesaria sumamos 1.12mW a la potencia de entrada calculada anteriormente, por lo tanto:

$$P_{out} = 83,91\text{mW} + 1,12 \text{ mW} = 93,9792 \text{ mW}$$

#### 4.1 Impedancia:

A partir de la hoja de datos, se obtienen los parámetros S:

- $S_{11} = 0,37 \angle -150 = -0,32 - j0,185$
- $S_{22} = 0,399 \angle -55,7 = 0,225 - j0,330$
- $S_{12} = 0,022 \angle 69,6$
- $S_{21} = 10,78 \angle 96$

Con estos datos, es posible calcular la impedancia de entrada y de salida:

$$\begin{aligned} Z_{IN} &= \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} * R_L = \frac{1 + (-0,32 - j0,185)}{1 - (-0,32 - j0,185)} * 50 \\ &= 24,298 - j10,41 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{OUT} &= \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} * R_L = \frac{1 + (0,225 - j0,330)}{1 - (0,225 - j0,330)} * 50 \\ &= 59,22 - j46,51 \end{aligned}$$

Se calcula la tensión de salida:

$$\begin{aligned} \hat{V}_o &= \sqrt{2 * P_{out} * R_e(Z_o)} = \sqrt{2 * 93,97\text{mW} * 59,22} \\ &= 3,33V \end{aligned}$$

Con la cual se puede calcular la corriente para MES:

$$I_{CQ} = \frac{\hat{V}_0}{R_e(Z_o)} = \frac{3,33V}{59,32} = 56,2 \text{ mA}$$

Con ambos valores, se puede obtener la potencia  $P_c$

$$P_c = V_{CE} * I_{CQ} = 5V * 56,2 \text{ mA} = 281,19 \text{ mW}$$

Ahora calculamos la potencia máxima con los parámetros utilizados:

$$G_{pmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) * (1 - |S_{22}|^2)} = 789,75 \text{ W}$$

Expresado en decibeles:

$$G_{dB} = 28,97 \text{ dB}$$

Con esto se puede calcular la potencia de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_c}{G_{pmax}} = \frac{278 \text{ mW}}{789,7 \text{ W}} = 0,352 \text{ mW}$$

Se calcula la tensión de salida:

$$P_{in} = \left( \frac{\hat{V}_{IN}}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{R_e(Z_{in})} \rightarrow \hat{V}_{IN} = \sqrt{2 * P_{in} * R_e(Z_{in})} \\ = \sqrt{2 * 0,352 \text{ W} * 24,29} \\ = 130,74 \text{ mV}$$

#### 4.2 Polarización de etapa intermedia:

- Análisis en CC

$$V_{Re2} = V_{CC} - V_{CEQ} = 12 \text{ v} - 5 \text{ v} = 7 \text{ V}$$

$$R_{e2} = \frac{V_{Re2}}{I_{CQ}} = \frac{7 \text{ V}}{56,2 \text{ mA}} = 124,55 \Omega$$

$$I_{CMAX} = \frac{V_{CC}}{R_{e1} + R_c} = \frac{12 \text{ V}}{536,29 \Omega + 163,17 \Omega} = 17,15 \text{ mA}$$

Si se conoce que  $h_{fe}=75$

$$R_B = \frac{h_{fe} * R_{e2}}{10} = \frac{75 * 124,55}{10} = 934,16 \Omega$$

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{fe}} * R_B + V_{BE} + I_{CQ} * R_{e2} \\ = \frac{56,2 \text{ mA}}{75} * 934,16 \Omega + 0,7 \text{ v} \\ + 56,2 \text{ mA} * 124,5 \Omega = 8,39 \text{ V}$$

$$R_3 = \frac{R_B * V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{934,16 \Omega * 12 \text{ v}}{8,39 \text{ V}} = 1,33 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{934,16 \Omega}{1 - \frac{8,39 \text{ V}}{12 \text{ V}}} = 3,1 \text{ K}\Omega \\ C_{e1} \geq \frac{1}{2 * \pi * F_{MAX} * \frac{R_{e1}}{10}} = \frac{1}{2 * \pi * 88 \text{ MHz} * \frac{124,55 \Omega}{10}} \\ = 145,2 \text{ pF}$$

#### 5. Adaptación d impedancias

En el apartado anterior, se mencionó la adaptación de las impedancias calculadas. Esta se realizó en forma gráfica con el ábaco de Smith:

Se adaptan los  $50 \Omega$  del modulador de FM con la impedancia de entrada del transistor BFR90 ( $Z_{in}=58.575-j53.7$ )

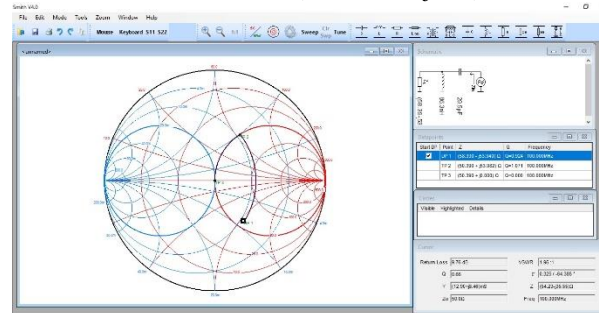


FIG. 3. ADAPTACIÓN DE  $Z_{IN}$  DEL BFR90 CON  $50 \Omega$

Se adapta luego, la Impedancia de salida del BFR90 ( $Z_{out}=122.61-j184.75$ ) con la impedancia de entrada del BFR96 ( $Z_{in}=24.298-j10.41$ ).

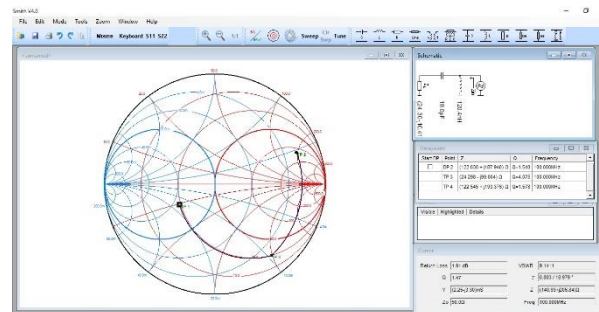


FIG. 4. ADAPTACIÓN DE  $Z_{OUT}$  DEL BFR90 CON  $Z_{IN}$  DEL BFR96

Se adapta la impedancia de salida del BFR96 ( $Z_{out}=59.22-j46.51$ ) con la impedancia de entrada del 2N4427 ( $Z_{in}=8.6-j7.32$ ).

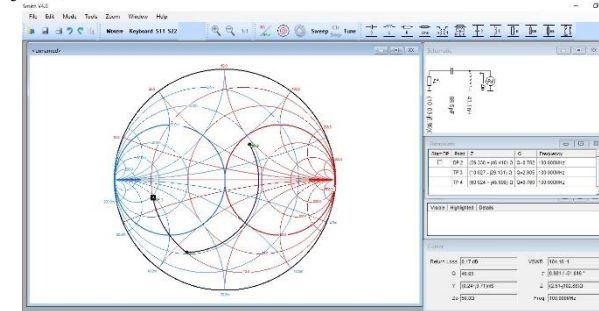


FIG. 5. ADAPTACIÓN DE  $Z_{OUT}$  DEL BFR96 CON  $Z_{IN}$  DEL 2N4427

Por último se adapta la impedancia de salida del 2N4427 ( $Z_{out}=53.20-j28.91$ ) con una carga de  $50\ \Omega$

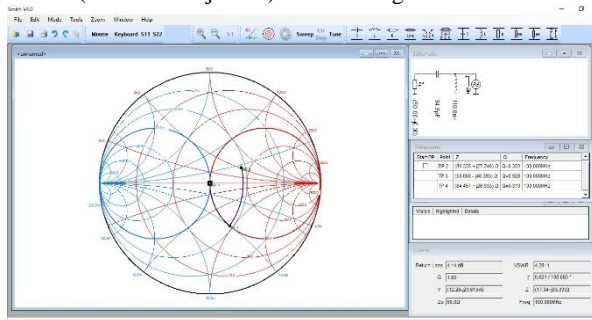
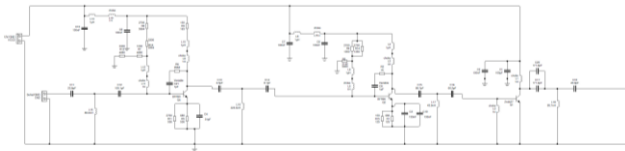


FIG. 6. ADAPTACIÓN DE  $Z_{OUT}$  DEL 2N3866 CON  $50\ \Omega$

## 6. Esquemático

En la siguiente figura se presenta el circuito final del amplificador RF.



## V. CONCLUSIÓN.

Este trabajo practico nos sirvió como primera experiencia con un circuito en altas frecuencias; podemos mencionar los cuidados o precauciones que debimos tomar para su correcto funcionamiento, como por ejemplo utilizar bobinas de choques en serie con bobinas de  $1\ \mu\text{F}$ , los largos de las patas de los componentes debían ser lo más corta posibles, y en el mejor de los casos utilizar SMD a fin de eliminar el estado oscilatorio, entre otros.

Para obtener una ganancia aceptable, se debió adaptar impedancias para los 3 transistores utilizados, de esta forma se minimizo las ondas reflejadas y acercar el ROE lo más posible a la unidad.