



NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	1

TP5: Amplificación de potencia en RF

1. Introducción

Los amplificadores de potencia de RF se usan cuando son consideraciones importantes la eficiencia y la potencia de salida de un circuito amplificador. Los diversos tipos de amplificadores se identifican por su clase de operación; es decir, clases A, B, C, D, E, F, G, H y S. Salvo los de clase A, los demás tipos de amplificador se diferencian fácilmente de los de señal débil por sus configuraciones de circuitos, sus métodos de operación o por ambos. No hay una línea definida de separación entre los amplificadores clase A y los de señal débil; la elección de términos depende del diseñador.

Los amplificadores de potencia de RF clase A y B tienen una ganancia apreciable; producen una réplica amplificada del voltaje de 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 amplitudes; la variación de amplitud que se requiere para una señal de AM se realiza por variación del voltaje de alimentación del amplificador.

El circuito filtro de salida sintonizado es una parte necesaria de un amplificador en clase C, más que un simple medio de reducir el contenido armónico en la salida.

2. Especificaciones requeridas por la cátedra:

- $\Delta f = a$ elección
- $V_{cc} = 12V$
- $R_L = 50\Omega$
- $P_{Lmin} = 2 W$
- P_{in} = salida del modulador de FM en VHF

3. Cálculo de la potencia (ganancia) e impedancias

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

$$G = \frac{P_{out(W)}}{P_{in(W)}} = \frac{2W}{1mW} = 2000$$

Expresado en dB:

$$G_{dBm} = 10 \log_{10} \frac{P_{out(W)}}{P_{in(W)}} = 10 \log_{10} \frac{2W}{1mW} = 10 \log_{10} (2000) = 33dB$$

Y, expresado en dBm es lo mismo, ya que la potencia de entrada que se considera es igual a la de referencia utilizada en dBm, que es 1mW.



NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	2

$$G_{dBm} = 10 \log_{10} \frac{P_{out(W)}}{P_{in(W)}} = P_{out(dBm)} - P_{in(dBm)} = 33dBm - 0dBm = 33dBm$$

Se buscará el número ideal de etapas. La cantidad de etapas deberá ser la más eficaz y económica. Se descarta una sola 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. (88-108 MHz).

Cálculo de potencia para el 2N4427

De la hoja de datos del componente se obtuvieron las siguientes características:

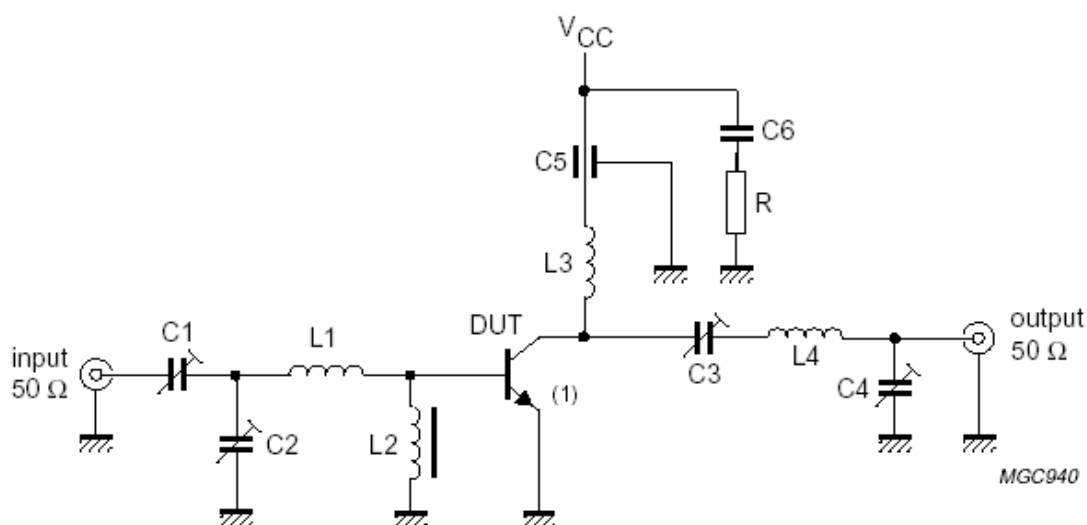
$P_{out MAX} = 3,5W$
 $V_{cc} = 12V$
 $I_{cmax} = 400mA$ (DC)
 $F_{max} = 400MHz$
Gain > 10dB @ 175MHz
Efficiency > 50%

Se asumirá la siguiente ganancia de potencia (con una potencia de salida=2W):

$$G_p = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{2W}{80mW} = 25$$

$$G_{dB} = 10 \cdot \log 25 = 14dB$$

Circuito recomendado por la hoja de datos, con los siguientes componentes:





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	3

COMPONENTE	DESCRIPCION	VALOR	DIMENSIONES
C1, C2, C3, C4	Trimmer	de 4 a 29 pF	
C5	Capacitor	1nF	
C6	Capacitor	12nF	
R	Resistencia	10 Ohm	
L1	2 vueltas de alambre de cobre de 1mm		Diámetro int. 6mm Paso de 2mm
L2	Bobina de choque de ferrite	Z=550 Ohm; f=175MHz	
L3	2 vueltas de alambre de cobre de 1 mm		Diámetro int. 5mm Paso de 2mm
L4	3 vueltas de alambre de cobre de 1,5mm		Diámetro interior 10mm Paso de 2mm

3.2 Cálculo de la impedancia del 2N4427

Al no encontrarse especificado los parámetros 'S' ni las impedancias característica del amplificador, se consulto las mismas de un componente equivalente, el MRF4427. Arroja así los siguientes valores:

$$Z_{out} = 47.4 - j34.4$$

$$Z_{in} = 4.6 - j10.4$$

3.2.1 Cálculo de los componentes de salida del amplificador

De acuerdo a la siguiente fórmula y a las características que nos presenta el circuito para la bobina L4, se puede obtener el valor de la misma:

$$L[\mu Hy] = \frac{0,001 \cdot n^2 \cdot D^2}{l + 0,45 \cdot D}$$

$$L4: \begin{cases} n: 3 \text{ vueltas} \\ D: 10 \text{ mm} \\ l: 8.5 \text{ mm} \end{cases}$$

$$L4 = 0.0692 \mu Hy = 69.2 \text{ nHy}$$

Por cálculo de Smith, podemos obtener los valores aproximados de los capacitores C3 y C4:

3.9 pF

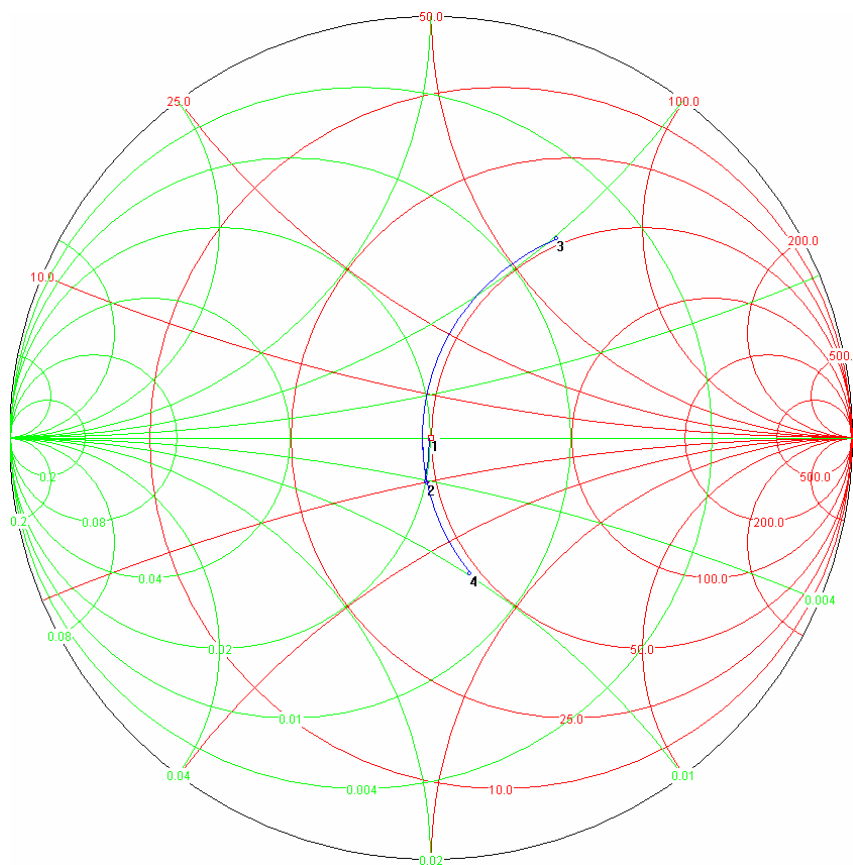
69.3 nH

9.0 pF





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	4



3.2.1 Cálculo de los componentes de entrada del amplificador

De acuerdo a la siguiente fórmula, como ya mencionamos anteriormente, y a las características que nos presenta el circuito para la bobina L4, se puede obtener el valor de la misma:

$$L[\mu Hy] = \frac{0,001 \cdot n^2 \cdot D^2}{l + 0,45 \cdot D}$$

$$L3: \begin{cases} n: 2 \text{ vueltas} \\ D: 6 \text{ mm} \\ l: 4 \text{ mm} \end{cases}$$

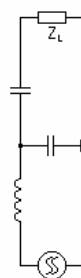
$$L3 = 0.0214 \mu Hy = 21.4 \text{ nHy}$$

Por cálculo de Smith, podemos obtener los valores aproximados de los capacitores C1 y C2:

22.0 pF

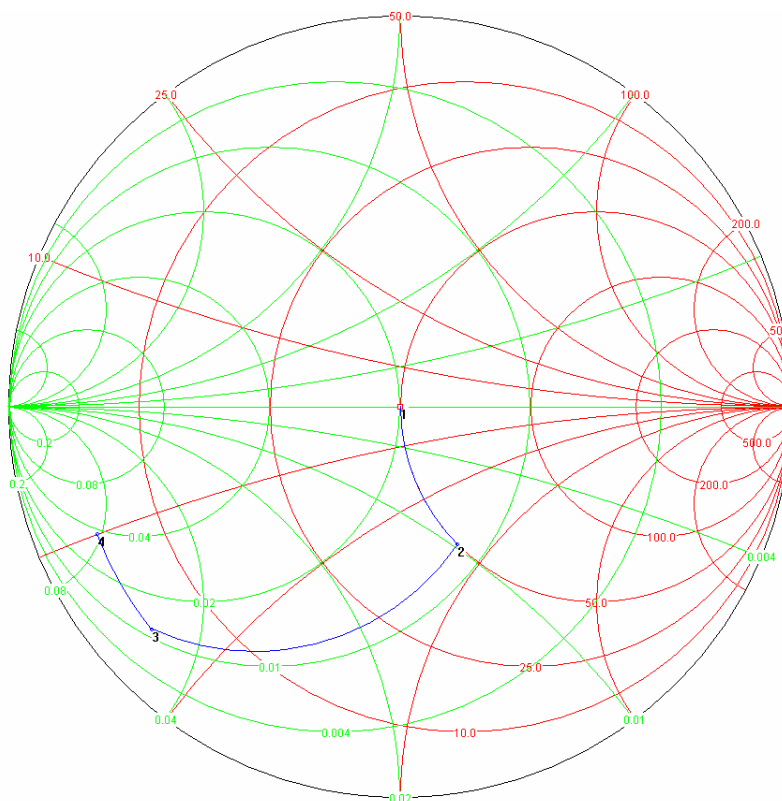
36.4 pF

8.2 nH





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	5



Para la potencia de entrada que supusimos se calculará el nivel de tensión a la entrada:

$$P_{in} = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right)^2}{\Re(Z_{in})} \rightarrow V_{pico} = \sqrt{2P_{in} \Re(Z_{in})}$$

$$V_{pico} = (2 * 0.080 * 4.6)^{1/2} = 0.86 \text{ V}$$

3.3 Análisis y cálculo de impedancia y potencia para el BRF96

Potencia requerida para entregar al 2N4427: $P_N + 0,5\text{dB}$. (Donde se asume que la pérdida de inserción de la red adaptadora será de $0,5\text{dB} = 1,12$)

$$10 \log (0.08) + 10 \log (1,12) = -10,47\text{dB} = \mathbf{89,6\text{mW}}$$

Parámetros S del BRF96:

$V_{ce} = 5\text{V}$
 $I_c = 50\text{mA}$
 $f = 100\text{MHz}$

$$S_{11} = 0,35 \angle -140$$

$$S_{21} = 21,10 \angle 106$$

$$S_{12} = 0,032 \angle 64$$

$$S_{22} = 0,33 \angle -81$$



NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	6

Utilizando la carta de Smith y los parámetros S_{11} y S_{22} , se puede hallar impedancia de entrada y de salida para señales débiles:

$$S_{22} = 0,33 \angle -81^\circ @ Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f=100MHz$$

$$Z_{oN} = 0,9 - j0,65 @ Z_n = 50\Omega; Z_o = 45 - j32,5[\Omega]$$

$$S_{11} = 0,35 \angle -140^\circ @ Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f=100MHz$$

$$Z_{inN} = 0,53 - j0,27 @ Z_n = 50\Omega; Z_{in} = 26,5 - j13,5[\Omega]$$

A partir de Z_o , se obtiene:

$$V_o = \sqrt{2P_r \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \times 89,6 \cdot 10^{-3} \times 45\Omega} = 2,83V_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{2,83}{45} = 63mA \text{ (Recordar que los parámetros están relacionados con 50mA, se fijará } V_{ce}=5V)$$

$$P_C = V_{CE} I_{CQ} = 5V \times 63,1mA = 315mW \text{ (La potencia max es 500mW)}$$

$$G_{P_{max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} = \frac{21,1^2}{(1-0,35^2)(1-0,33^2)} = 596,36 \quad G_{P_{max}} = 27,54dB$$

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{P_{max}}} = \frac{315mW}{596,36} = 0,553mW$$

A partir de Z_{in} , se obtiene:

$$V_{in} = \sqrt{2P_{entr} \Re(Z_{in})} = \sqrt{2 \times 0,553 \cdot 10^{-3} W \times 26,5\Omega} = 0,17V_{ef}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$D = 0,35 \angle -140^\circ \times 0,33 \angle -81^\circ - 0,032 \angle 64^\circ \times 21,10 \angle 106^\circ = 0,6482 \angle -1,53^\circ$$

$$K = \frac{1 + |0,6482|^2 - |0,35|^2 - |0,33|^2}{2|0,032 \times 21,10|} = 0,881$$

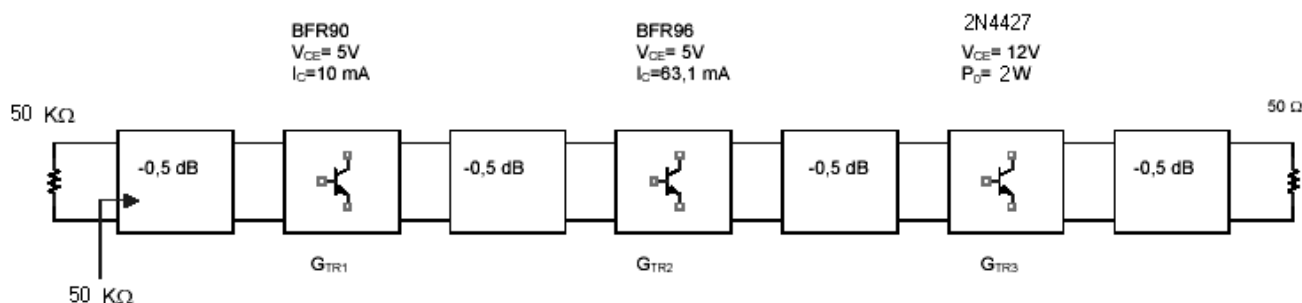
No se cumple que es mayor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

El BFR96, tiene una ganancia de potencia de $|S_{21}|^2 \cong 21,10 \rightarrow 17,53dB$ a 50 mA y una $G_{P_{max}} = 27,54dB$. Por lo que, tal vez podrían utilizarse sólo dos etapas, pero debido a que no cumple la condición de estabilidad absoluta, se utilizarán tres etapas, donde se incluirá un BFR90 adicional.



NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	7

El diagrama en bloques del amplificador de potencia de RF podría ser:



3.4 Análisis y cálculo de impedancia y potencia para el BRF90

Potencia requerida para entregar al BRF96. (Donde la pérdida de inserción de la red adaptadora será de 0,5dB=1,12)

$$10 \log (0,553) + 10 \log (1,12) = -2,08 \text{ dB} = 0,619 \text{ mW}$$

Parámetros S del BRF90, según $V_{ce}=5\text{V}$, $I_c=10\text{mA}$, $f=200\text{MHz}$.

$$S_{11} = 0,33 \angle -75^\circ$$

$$S_{21} = 12,33 \angle 115^\circ$$

$$S_{12} = 0,04 \angle 65^\circ$$

$$S_{22} = 0,64 \angle -25^\circ$$

Utilizando la carta de Smith y los parámetros S_{11} y S_{22} , se puede hallar impedancia de entrada y de salida para señales débiles:

$$S_{22} = 0,64 \angle -25^\circ @ Z_n = 50\Omega; V_{ce} = 5\text{V}; I_c = 10\text{mA}; \text{(se supondra valido para)} f=200\text{MHz}$$

$$Z_{oN} = 2,4 - j2,2 @ Z_n = 50\Omega; Z_o = 120 - j110[\Omega]$$

$$S_{11} = 0,33 \angle -75^\circ @ Z_n = 50\Omega; V_{ce} = 5\text{V}; I_c = 10\text{mA}; \text{(se supondra valido para)} f=200\text{MHz}$$

$$Z_{inN} = 0,95 - j0,7 @ Z_n = 50\Omega; Z_{in} = 47,5 - j35[\Omega]$$

A partir de Z_o , se obtiene:

$$V_o = \sqrt{2P_r \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \times 0,619 \cdot 10^{-3} \text{W} \times 120\Omega} = 0,385 V_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{0,385}{120} = 3,2 \text{mA} \text{ (Recordar que los parámetros están relacionados con 10mA, se fijará } V_{ce}=5\text{V)}$$

$$P_C = V_{CE} I_{CQ} = 5\text{V} \times 3,2 \text{mA} = 16 \text{mW} \text{ (La potencia max es 250mW)}$$

$$G_{P_{max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} = \frac{12,33^2}{(1-0,33^2)(1-0,64^2)} = 288,97 \quad G_{P_{max}} = 24,6 \text{dB}$$

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{P_{max}}} = \frac{16 \text{mW}}{288,97} = 0,055 \text{mW} \text{ (suficiente si se considera que seria la } P_{entr}=1 \text{mW)}$$



NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	8

A partir de Z_{in} , se obtiene:

$$V_{in} = \sqrt{2P_{entr} \Re(Z_{in})} = \sqrt{2 \times 0,553 \cdot 10^{-3} \text{ W} \times 26,5 \Omega} = 0,17 V_{ef}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$D = 0,33 \angle -75^\circ \times 0,64 \angle -25^\circ - 0,04 \angle 65^\circ \times 12,33 \angle 115^\circ = 0,5 \angle -25^\circ$$

$$K = \frac{1 + |0,5|^2 - |0,33|^2 - |0,64|^2}{2|0,04 \times 12,33|} = 0,74$$

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.

4. Polarización de los transistores

4.1. Polarización del 2N4427

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

4.2. Polarización del BRF96

Clase A

50 % rendimiento

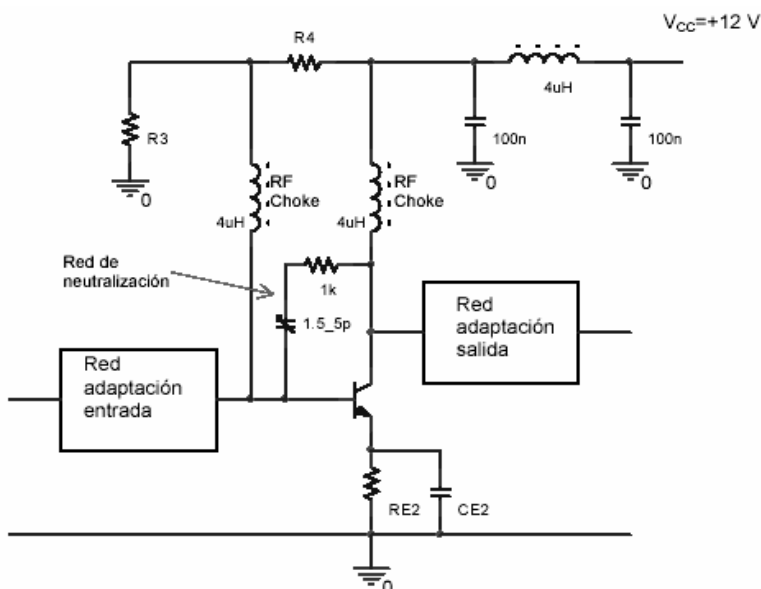
$$V_{RE2} = V_{CC} - V_{CEQ} = 12 - 5 = 7V$$

$$R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{CQ}} = \frac{7V}{63,1mA} = 110,9 \approx 100 \Omega$$

Según la hoja de datos, $h_{FE} = 30$

$$R_B = \frac{h_{FE} R_{E2}}{10} = 300 \Omega$$

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





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	9

$$V_{BB} = \frac{63,1\text{mA}}{30} 300\Omega + 0,7\text{V} + 63,1\text{mA} \times 100\Omega = 7,641\text{V}$$

$$R_3 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{300\Omega \cdot 12\text{V}}{7,64\text{V}} = 471\Omega \approx 470\Omega$$

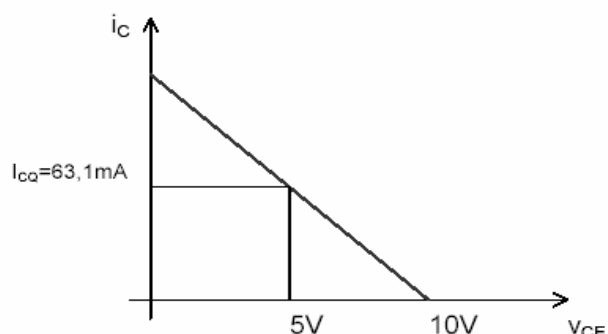
$$R_4 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{300\Omega}{1 - \frac{7,64\text{V}}{12\text{V}}} = 825,87\Omega \approx 820\Omega$$

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

$$C_{E2} = \frac{1}{2\pi \cdot 88\text{MHz} \cdot \frac{100\Omega}{10}} = 180\text{pF}$$

$$X_{LRFch} = 10 \times R_L = 10 \times 45 = 450\Omega$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2\pi f_{\min}} = \frac{450\Omega}{2\pi \cdot 88\text{MHz}} = 813\text{nH} \text{ se usarán chokes de } 4\mu\text{H}$$



4.3. Polarización del BRF90

Clase A

50 % rendimiento

Análisis en c.a.

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

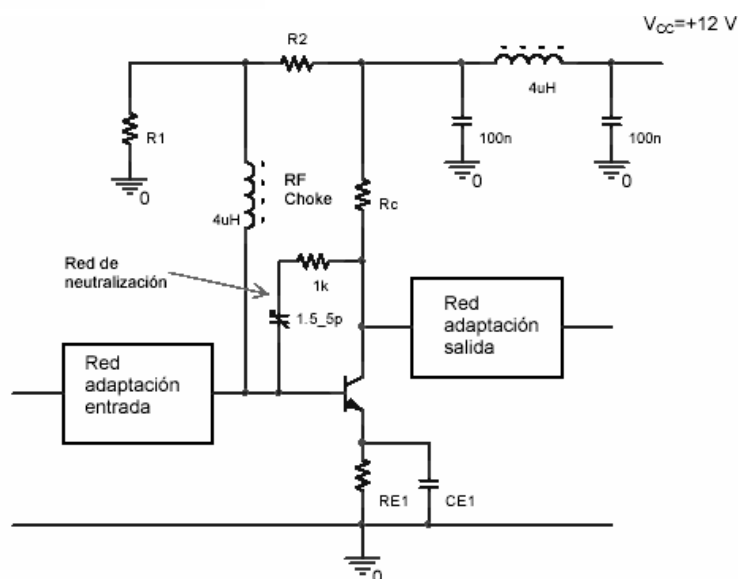
$V_L = V_{RC}$

$$I_L = \frac{V_L}{\text{Re}(Z_0)} = \frac{0,7\text{V}}{120\Omega} = 5,83\text{mA}$$

$$I_{RC} = I_{C_{\max}} - I_L = 10\text{mA} - 5,83\text{mA} = 4,17\text{mA}$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{RC}} = \frac{0,7\text{V}}{4,17\text{mA}} = 168\Omega \approx 180\Omega$$

La red de salida será:





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	10

Análisis en cc:

$$V_{RE1} = V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ}R_C = 12V - 5V - 10mA \times 180\Omega = 5,2V$$

$$R_{E1} = \frac{V_{RE1}}{I_{CQ}} = \frac{5,2V}{10mA} = 520\Omega, \text{ pero se asumirá } \cong 470\Omega$$

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_{E1} + R_C} = \frac{12V}{470\Omega + 180\Omega} = 18,5mA (\cong 2I_{CQ})$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1}) = 12V - 10mA(470\Omega + 180\Omega) = 5,5V$$

$$\Delta V_{CEQ} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = 10mA \frac{180 \times 120}{180 + 120} = 0,72V \cong V_L$$

Según la hoja de datos, $h_{fe} = 25$

$$R_B = \frac{h_{FE} R_{E1}}{10} \cong 1200\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} R_B + V_{BE} + I_{CQ} R_{E1} = 0,48V + 0,7V + 4,7V = 5,88V$$

$$R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{1200\Omega \times 12V}{5,88V} = 2448,9\Omega \cong 2,7K\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{1200\Omega}{1 - \frac{5,88V}{12V}} = 2353\Omega \cong 2,7K\Omega$$

$$C_{E1} \geq \frac{1}{2\pi f_{min} \frac{R_{E1}}{10}} \cong 39pF$$

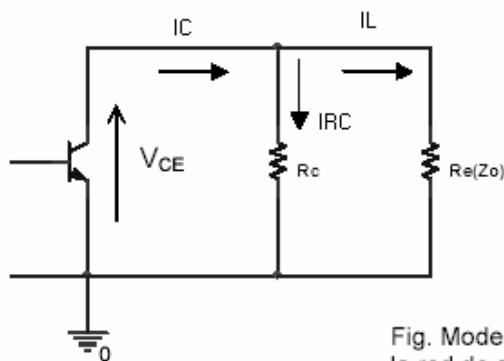
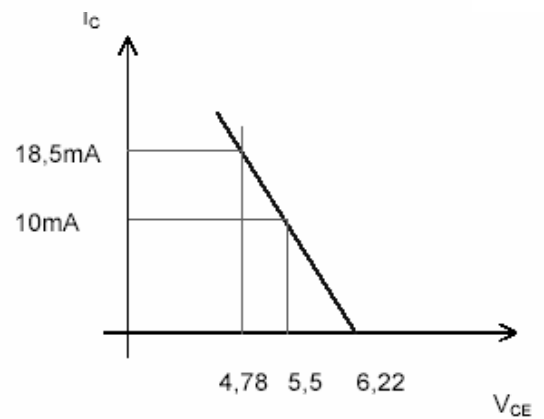


Fig. Modelo equivalente de la red de salida





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	11

5. Cálculo de las redes de adaptación de impedancia

5.1 Adaptación del BRF96 al 2N4427

El análisis lo hacemos desde la salida de la última etapa hasta la entrada de la primera etapa. La impedancia de entrada del 2N4427 será la carga del BFR96.

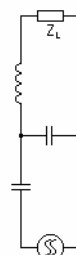
$Z_{IN}=4.6-j10.4 \Omega$ para la entrada del 2N4427

$Z_{OUT}=45-j32,5 \Omega$ para el BFR96

70.0 nH

9.3 pF

3.9 pF

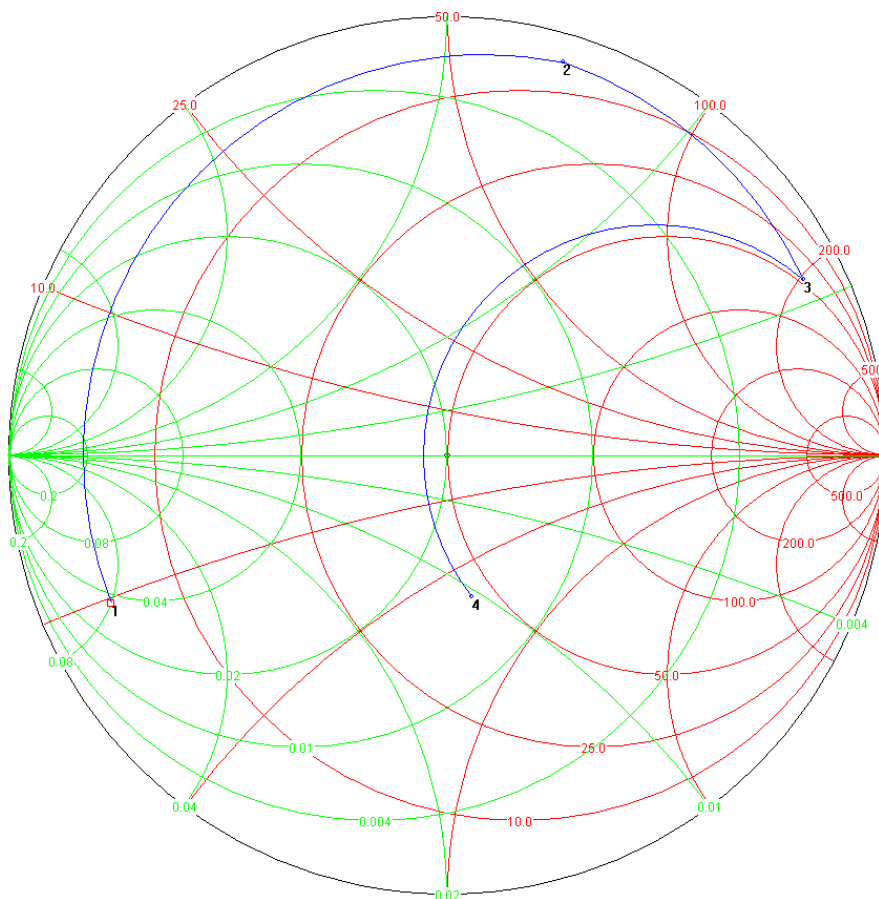


Se usarán capacitores variables (trimmers), para lograr los valores calculados. La bobina se calculara mediante la expresión ya conocida, suponiendo una $l=10\text{mm}$, $D=4\text{mm}$.

$$n = \sqrt{\frac{1000 l L + 450 L D}{D^2}}$$

$$n = [(1000 * 10 * 0.070 + 450 * 0.070 * 4) / 4^2]^{1/2}$$

$$n = 7.18 \rightarrow n = 7 \text{ vueltas}$$





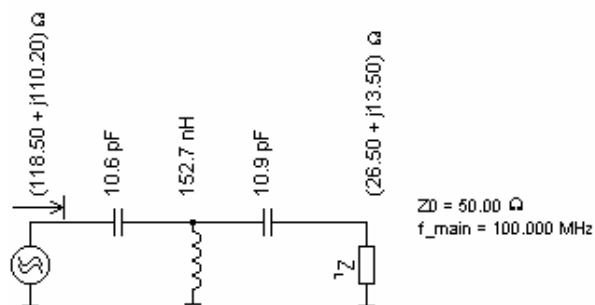
NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	12

5.2 Adaptación del BRF90 al BRF96

El análisis lo hacemos desde la salida de la última etapa hasta la entrada de la primera etapa.
La impedancia de entrada del BRF96 será la carga del BFR90.

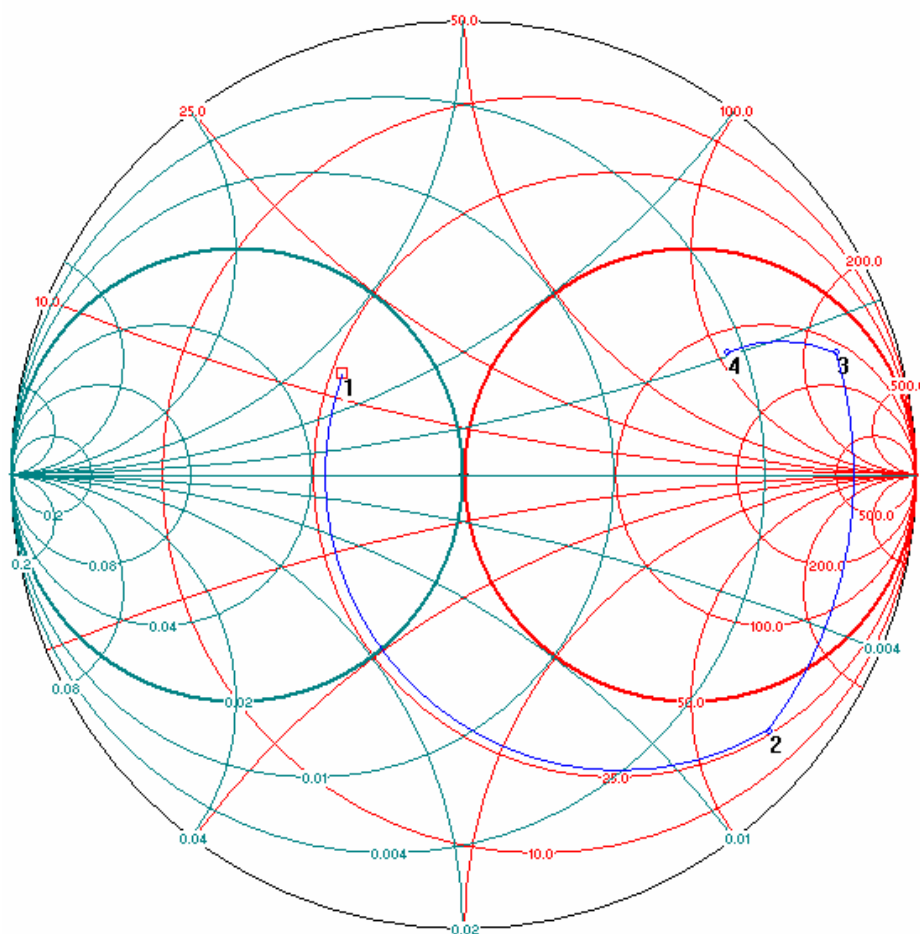
$Z_{IN}=26,5-j13,5 \Omega$ para la entrada del BFR96

$Z_{OUT}=120-j110 \Omega$ para el BFR90



Características de la bobina: $l = 10 \text{ mm}$, $D = 9 \text{ mm}$.

$$n = \sqrt{\frac{1000 \cdot l \cdot L + 450 \cdot L \cdot D}{D^2}} = \sqrt{\frac{1000 \cdot 10 \cdot 0,152 + 450 \cdot 0,152 \cdot 9}{81}} = 5,13 \approx 5 \text{ vueltas}$$





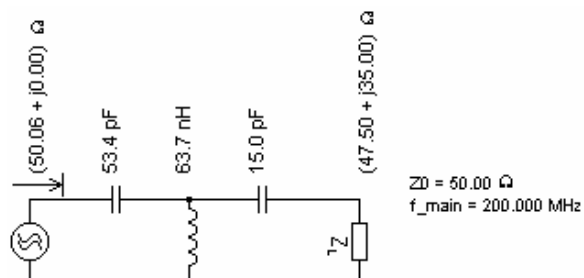
NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	13

5.3 Adaptación del modulador de FM al BRF90

La impedancia de entrada del BFR90 será la carga de la salida del modulador de FM.

$Z_{IN}=47,5-j35 \Omega$ para la entrada del BFR90.

$Z_{OUT}=50\Omega$ La impedancia de salida del modulador.

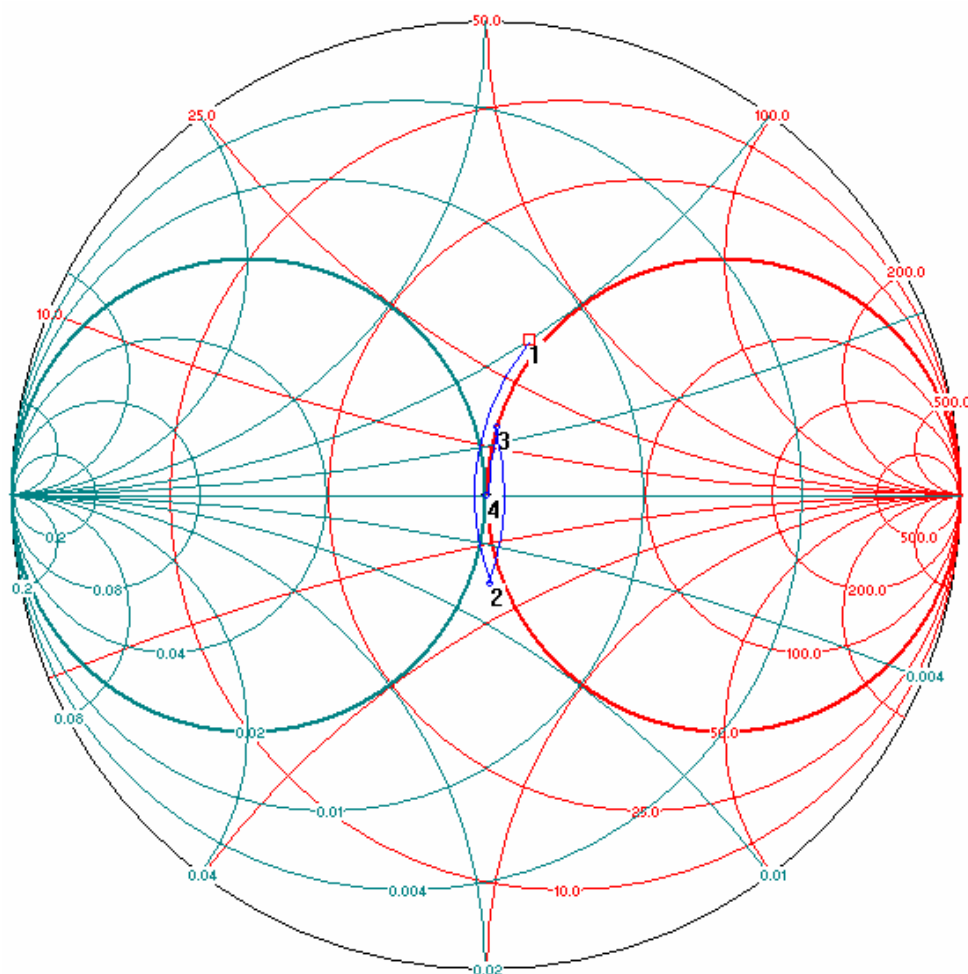


La inductancia tendrá: $D=7\text{mm}$, $l=10\text{mm}$

$$n = \sqrt{\frac{1000 l L + 450 L D}{D^2}}$$

$$n = [(1000 * 10 * 0.063 + 450 * 0.063 * 7) / 7^2]^{1/2}$$

$$n = 4.13 \rightarrow n = 4 \text{ vueltas}$$





NOMBRE	AÑO	CURSO	HOJA
Cabral - Galván – Guignard - Olivero	2008	5R1	14

6. Conclusión

En este amplificador se han utilizado dos transistores de baja señal en las primeras etapas, como son el BFR91 y BFR90; y un transistor de potencia a la 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) lo cual economizo el práctico.

En la selección, cálculo e implementación del amplificador de RF hemos encontrado diversos inconvenientes, como ser: adaptación de impedancias entre etapas sin valores exactos (calibración de cada etapa antes de comenzar con el práctico en todas las oportunidades), ruido externo al circuito provocado por distintos factores (fuentes de alimentación del laboratorio, FM de la UTN, entre otros), generador de RF en malas condiciones, etc.

De los prácticos propuestos por la cátedra, este es el que mas nos ha costado lograr su funcionamiento, aunque no se logró llegar a los 2W pedidos en el práctico.

7. Bibliografía:

- Apuntes de la Cátedra de Electrónica aplicada III del práctico (Ing. Oros)
- Apuntes de la Cátedra de Electrónica Aplicada III del teórico (Ing. Santa Cruz)
- Datasheet de componentes (<http://www.alldatasheet.com/>)