

T. P. Nº5: AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE GRAN EFICIENCIA

Integrantes del grupo:

1. Araneda, Mariano	47070
2. Baudino, Martín Sebastián	46703
3. De la cruz Thea, Jeremías	46031
4. Dominguez, Pablo Sebastián	46898

1. Armar un amplificador de potencia de gran eficiencia que cumpla con las siguientes especificaciones:

Especificaciones:

- A. Δf = a elección
- B. $V_{cc} = 12V$
- C. $R_L = 50\Omega$
- D. $P_{Lmin} = 2 W$
- E. P_{in} = salida del modulador de FM en VHF

2. Efectuar las siguientes mediciones:

- A. Medir y graficar la potencia de la carga en función de la frecuencia.
- B. ROE en la carga

Nota: Deberá utilizarse una plaqueta impresa de fibra de vidrio.

Transistor 2N4427

Cálculo de la ganancia de potencia

De la hoja de datos del transistor podemos obtener la ganancia que el mismo presenta de acuerdo a la frecuencia de trabajo.

Al no poder obtener los valores de impedancia de entrada y de salida de la hoja de datos, consideraremos dichos valores de impedancias iguales a los del transistor del ejemplo MRF237.

RF Output Power.

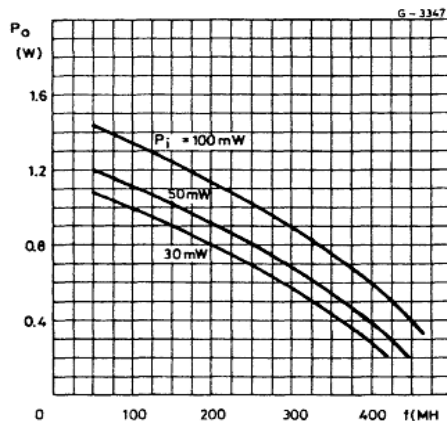
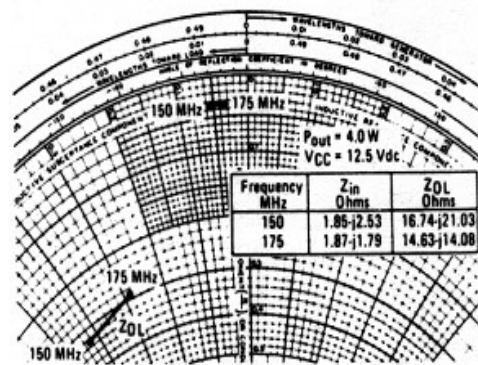


FIGURE 5 – SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



De acuerdo a esto, para nuestro diseño elegiremos:

Para $f=100\text{MHz}$

$$G_P = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{1,4\text{ W}}{0,1\text{ W}} = 14 \rightarrow G_{DB} = 10 \log 14 = 11,46\text{ DB}$$

$$Z_L = \frac{VCE^2}{P_{sal}} = \frac{\left(\frac{12}{\sqrt{2}}\right)^2}{1,4} = 51,42\ \Omega$$

Este es el valor de impedancia que ve el colector para una potencia de 1,4 W.

$$Z_{OL} = 16,74 - j21,03 \text{ a } 150\text{MHz} \quad \text{Hoja de datos}$$

$$\Re(Z_{OL}) = 16,74\ \Omega \neq 51,42\ \Omega$$

La impedancia calculada y la obtenida de la hoja de datos no son iguales, por lo que supondremos que es un dato erróneo.

$$P_{ent} = \frac{\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}}\right)^2}{\Re(Z_{ent})} \quad \text{Despejando } V_p = \sqrt{2 \cdot P_{ent} \cdot \Re(Z_{ent})} = \sqrt{2 \cdot 1\text{ W} \cdot 2\ \Omega} = 2,83\text{ V}$$

Este es el valor de la tensión de aproximada de entrada para plena potencia.

La corriente eficaz en el circuito de salida es (asumiendo una potencia de salida 2W):

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P_{sal}}{R_L}} = \sqrt{\frac{2}{51,42}} = 0,197 \text{ A}$$

Transistor BFR96

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al 2N4427: $P_N + 0,5 \text{ dB} = 0,1 \text{ W} \times 1,12 = 0,112 \text{ W}$

donde la pérdida de inserción de la red adaptadora, se asume será: 0,5 dB=1,12

Parámetros S del BFR96

Utilizando la carta de Smith y los parámetros s11 y s22, se puede hallar impedancia de entrada y de salida para señales débiles:

$$\begin{aligned} S_{22} &= 0,33 \angle -81^\circ & \text{para } Z_n = 50 \Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f = 100MHz \\ Z_{oN} &= 0,9 - j0,65 & \text{para } Z_n = 50 \Omega; Z_o = 45 - j32,5 \\ S_{11} &= 0,35 \angle -140^\circ & \text{para } Z_n = 50 \Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f = 100MHz \\ Z_{inN} &= 0,53 - j0,27 & \text{para } Z_n = 50 \Omega; Z_i = 26,5 - j13,5 \end{aligned}$$

A partir de Zo obtenemos Vo

$$V_o = \sqrt{2 \cdot P_r \cdot \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \cdot 0,112 \cdot 45} = 3,17 \text{ V}_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{3,17}{45} = 70,4 \text{ mA}$$

$$P_c = V_{CE} \cdot I_{CQ} = 5V \cdot 70,4 \text{ mA} = 352,22 \text{ mW}$$

$$G_{Pmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} = \frac{23,94^2}{(1 - 0,37^2) \cdot (1 - 0,399^2)} = 789,75 \rightarrow G_{Pmax} = 28,9 \text{ dB}$$

$$P_i = \frac{P_c}{G_{Pmax}} = \frac{352,22 \text{ mW}}{789,75} = 0,445 \text{ mW}$$

A partir de Zi obtenemos Vi

$$V_i = \sqrt{2 \cdot P_i \cdot \Re(Z_i)} = \sqrt{2 \cdot 0,445 \cdot 26,5} = 0,153 \text{ V}_{ef}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \rightarrow D = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \\ K &= \frac{1 + |0,6482|^2 - |0,35|^2 - |0,33|^2}{2|0,032 \cdot 21,1|} = 0,881 \end{aligned}$$

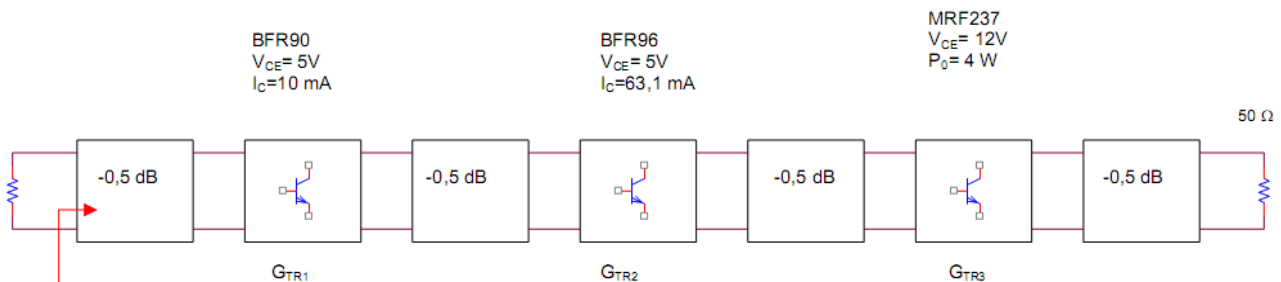
Como vemos K es menor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, la que reducirá la ganancia total del circuito.

El BFR96, tiene una ganancia de potencia de:

$$|S_{21}|^2 \simeq 21,1 \rightarrow 17,53 \text{ dB a } 50 \text{ mA y una } G_{Pmax} = 27,54 \text{ dB}$$

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.

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



Nota: La pérdida de inserción IL de la última etapa generalmente es 0,5 dB debido a las pérdidas del conector, más las del cable.

Se deberá cumplir que $G_T = 33 \text{ dB} + (0,5 \times 4) \text{ dB} = 35 \text{ dB}$

Transistor BFR90

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al BFR96: $P_N + 0,5 \text{ dB} = 0,445 \text{ mW} \times 1,12 = 0,498 \text{ mW}$

Parámetros S del BFR90

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:

$$\begin{array}{ll} S_{22} = 0,64 \angle -25^\circ & \text{para } Z_N = 50 \Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 10mA; f = 200MHz \\ Z_{oN} = 2,4 - j2,2 & \text{para } Z_N = 50 \Omega; Z_o = 120 - j110 \Omega \\ S_{11} = 0,33 \angle -75^\circ & \text{para } Z_N = 50 \Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 10mA; f = 200MHz \\ Z_{inN} = 0,95 - j0,7 & \text{para } Z_N = 50 \Omega; Z_i = 47,5 - j35 \Omega \end{array}$$

A partir de Z_o obtenemos V_o

$$V_o = \sqrt{2 \cdot P_r \cdot \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \cdot 0,498 \text{ mW} \cdot 120 \Omega} = 0,345 \text{ V}_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{0,345}{120} = 2,87 \text{ mA}$$

$$P_c = V_{CE} \cdot I_{CQ} = 5V \cdot 2,87 \text{ mA} = 14,37 \text{ mW}$$

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

$$P_i = \frac{P_c}{G_{Pmax}} = \frac{14,37 mW}{288,97} = 0,018 mW$$

A partir de Z_i obtenemos V_i

$$V_i = \sqrt{2 \cdot P_i \cdot \Re(Z_i)} = \sqrt{2 \cdot 0,018 mW \cdot 47,5} = 0,041 V_{ef}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$K = \frac{1 + |0,4|^2 - |0,33|^2 - |0,97|^2}{2 |0,3 \cdot 0,33|} = 0,77$$

Como vemos K es menor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, la que reducirá la ganancia total del circuito.

Polarización de los transistores

Polarización del 2N4427

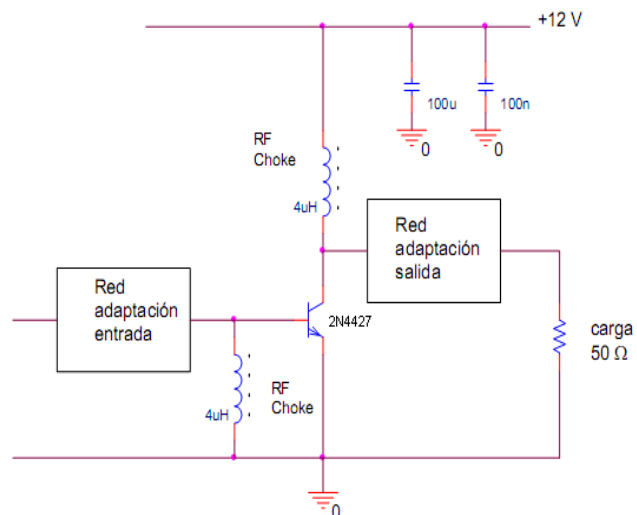
Clase C

$$V_{CEQ} = 12V$$

$$Z_L = \Re(Z_o) = 51,42 \Omega$$

Valor obtenido por cálculo

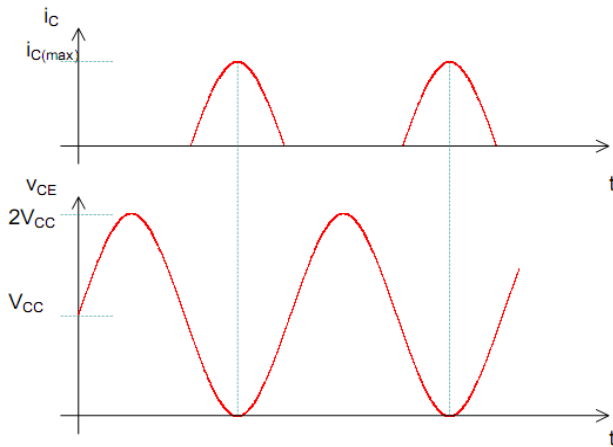
$$I_{Cmax} = \frac{V_{CE}}{Z_L} = \frac{12V}{51,42 \Omega} = 0,23 A$$



Reactancia del choque de RF:

$$X_{LRFch} = 10 \cdot Z_L = 10 \cdot 51,42 \Omega = 514,2 \Omega$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2 \cdot \pi \cdot f_{min}} = \frac{514,2 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 88 MHz} = 929,97 nH \quad \text{Utilizaremos choques de 4 uH}$$



Polarización del BFR96

Clase A

50 % rendimiento

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

$$R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{CQ}} = \frac{7V}{70,4mA} = 99,43\Omega \approx 100\Omega$$

Según la hoja de datos, $h_{FE}=30$

$$R_B = \frac{h_{FE} \cdot R_{E2}}{\beta} = 30 \cdot 100\Omega = 3000\Omega$$

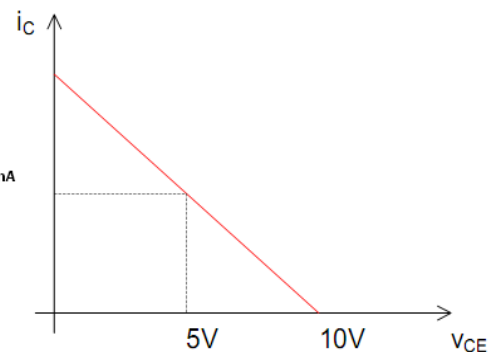
$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} \cdot R_B + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_{E2}$$

$$V_{BB} = \frac{70,4mA}{30} \cdot 3000\Omega + 0,7V + 70,4mA \cdot 100\Omega = 8,44V$$

$$R_r = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{3000\Omega \cdot 12V}{8,44V} = 426,54\Omega \approx 430\Omega$$

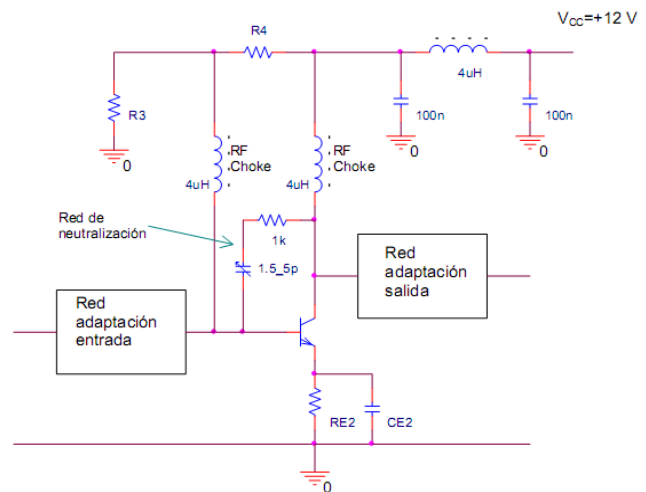
$$R_f = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{3000\Omega}{1 - \frac{8,44V}{12V}} = 1011,22\Omega \approx 1K\Omega$$

$$I_{CQ} = 70,4mA$$



$$C_{E2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot \frac{R_{E2}}{\beta}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10MHz \cdot \frac{100\Omega}{30}} = 18,8\mu F$$

$$X_{LRFch} = 10 \cdot R_L = 10 \cdot 43\Omega = 430\Omega$$



$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2 \cdot \pi \cdot f_{min}} = \frac{450 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 88 \text{ MHz}} = 813,86 \text{ nH} \quad \text{Utilizaremos choques de 4 uH}$$

Polarización del BFR90

Clase A

50% rendimiento

Análisis CA

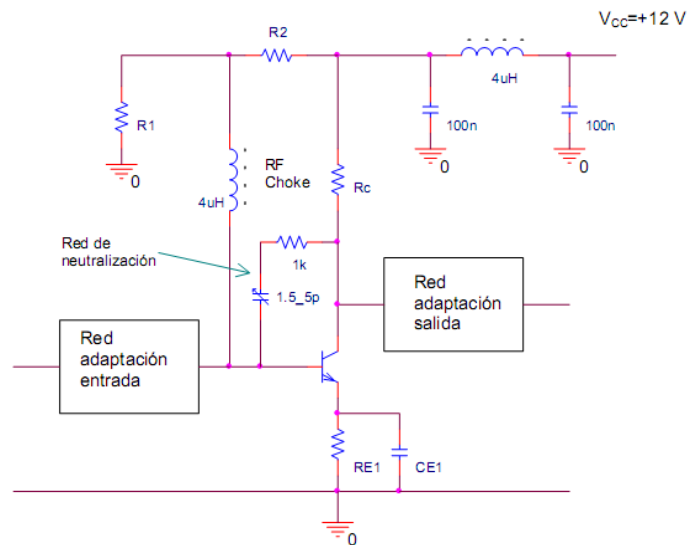
$$V_{RC} = 0,7 \text{ V}$$

$$V_L = V_{RC}$$

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

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

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



La red de salida será:

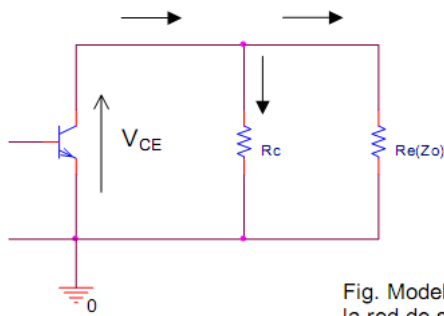
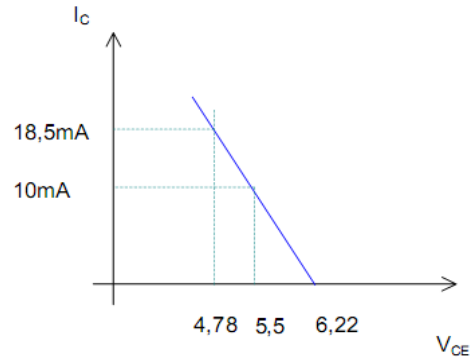


Fig. Modelo equivalente de la red de salida



Análisis en DC

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

$$R_{EI} = \frac{V_{REI}}{I_{CQ}} = \frac{5,2V}{10mA} = 520\Omega \text{ se asumirá } 470\Omega$$

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

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

$$\nabla V_{CEQ} = I_{CQ} \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 10mA \frac{180\Omega \cdot 120\Omega}{180\Omega + 120\Omega} = 0,72V \approx R_L$$

Según la hoja de datos, $h_{FE} = 25$

$$R_B = \frac{h_{FE} \cdot R_{EI}}{10} \approx 1200\Omega$$

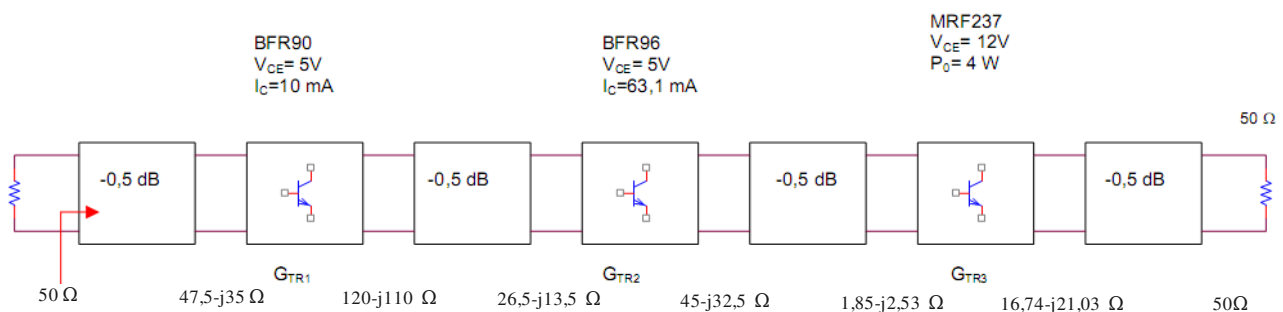
$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} R_B + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_{EI} = 0,48V + 0,7V + 4,7V = 5,88V$$

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

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

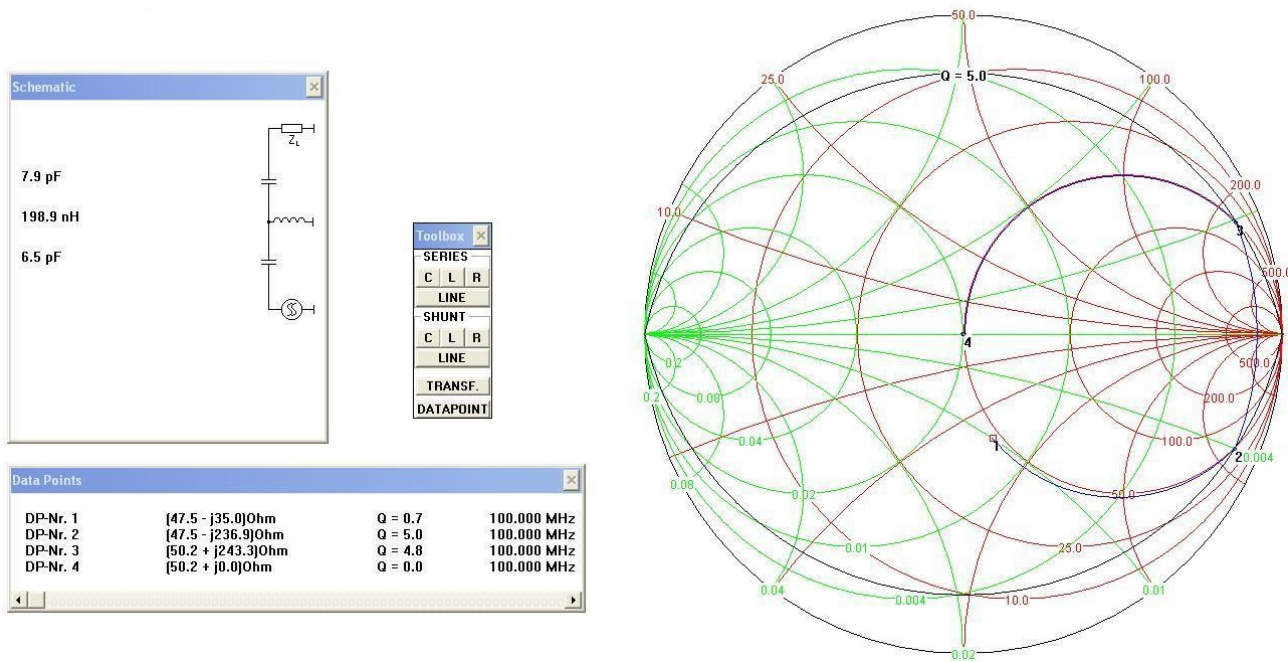
$$C_{EI} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot \frac{R_{EI}}{10}} \approx 39pF$$

Cálculo de las redes de adaptación



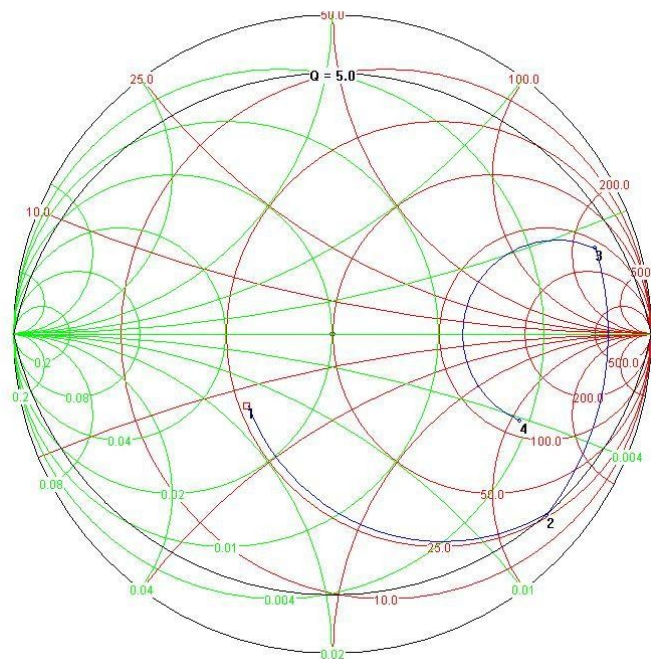
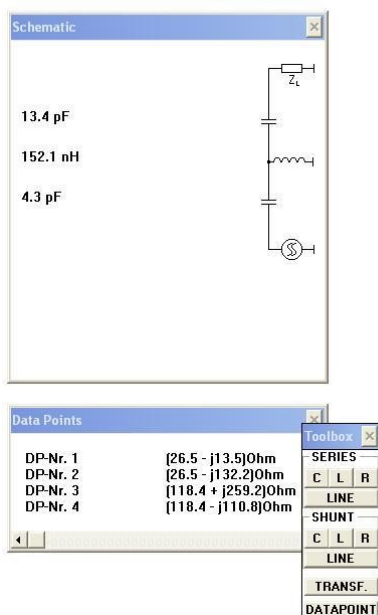
Red de adaptación N°1

$Z_o=50\ \Omega$



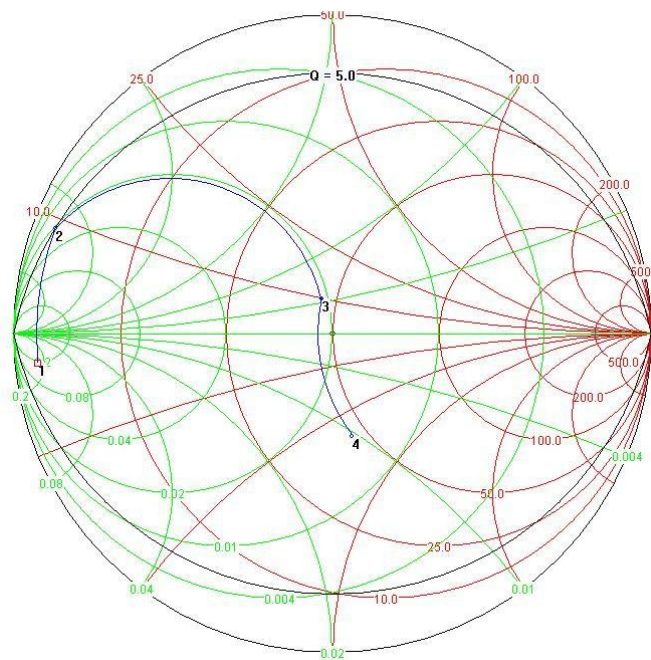
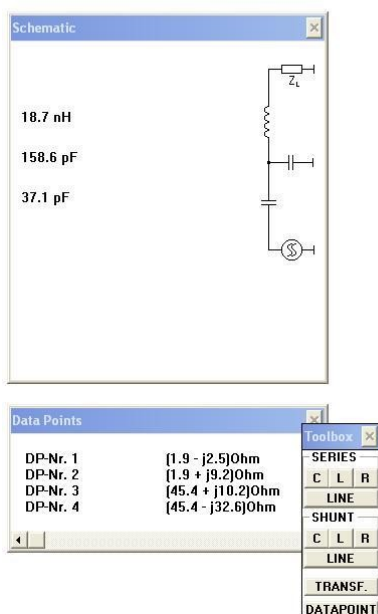
Red de adaptación N° 2

$Z_o=50\ \Omega$



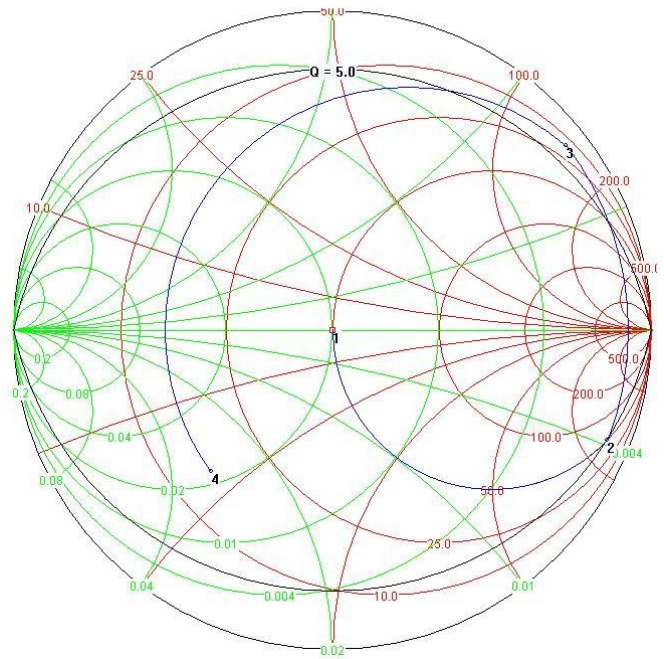
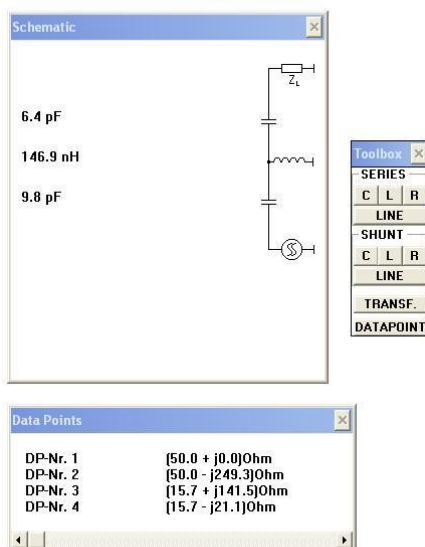
Red de adaptación N° 3

$Z_0 = 50 \Omega$



Red de adaptación N° 4

$Z_0 = 50 \Omega$



Construcción de los inductores

Para la construcción de los inductores nos basamos en la ley de Faraday

Sabemos que:

$$\phi = B \cdot S = \mu H \cdot S = \mu \frac{N \cdot I}{l} \cdot S$$

Además:

$$e = -N \cdot \frac{d\phi}{dt} = -\mu \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l} \cdot \frac{di}{dt}$$

Una corriente i que circula por una bobina genera una fem

$$e = -L \cdot \frac{di}{dt}$$

quedando:

$$L = \mu \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l}$$

Mediciones

Utilizando el Medidor de Potencia de RF, un cable coaxil de longitud igual a la longitud onda sobre dos (1,5 m.), una carga de 50 [Ω] y un conector UHF; se observó una potencia de salida de 1,4 [W].

Al desconectar la señal de entrada, la potencia de salida causada por oscilaciones se mantuvieron por debajo de 0,2 [W]. El valor del R.O.E. (relación de onda estacionaria) alcanzó solamente un valor de 0,2.

Las mediciones se realizaron a una frecuencia de 100 [MHz].

Conclusiones

Durante las pruebas realizadas al circuito no fue necesario cambiar los valores de las bobinas, la variable de ajuste más importante fueron los capacitores variables. Se observó una constante tendencia del circuito a oscilar, lográndose la estabilidad en muy pocos puntos del giro de los capacitores.

Los dos trimmers con mayor control sobre las oscilaciones del amplificador son los correspondientes a la Red 2 de adaptación. Casi no se observaron variaciones causadas por los capacitores de la Red de Neutralización.

La mayor variación de potencia se reguló en los trimmers de salida de la Red 5 de adaptación.

Bibliografía

Red1: desde	50 ohm	hasta	$Z_{inQ1}=47,5 - j35$
Red2: desde	$Z_{oQ1}=120 - j110$	hasta	$Z_{inQ2}=26,5 - j13,5$
Red3: desde	$Z_{oQ2}=45 - j32,5$	hasta	$Z_{inQ3}=1,85 - j2,53$
Red4: desde	$Z_{oQ3}=16,74 - j21,03$	hasta	50ohm