



Enunciado del T. P. N°5: AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE GRAN EFICIENCIA

Integrantes del grupo:

1. Bessone Gustavo
2. Jalil Antonio
3. Olmedo Laureano
4. Palomeque Nestor

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

- A. $\Delta f = a$ 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.



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.

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 la Ganancia y diagrama en bloques

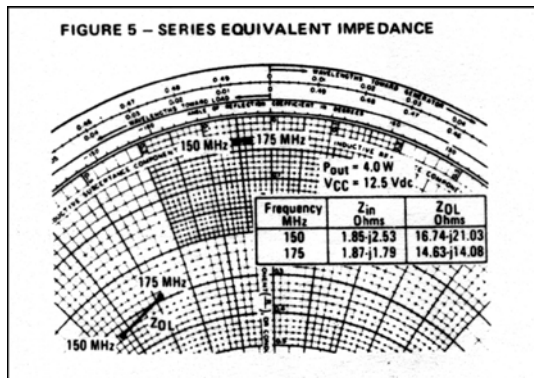
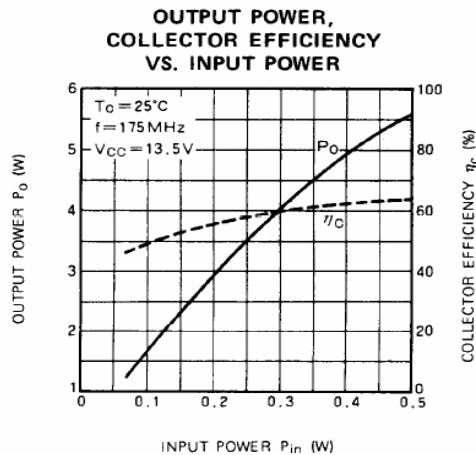
Por comodidad en cuanto a la información disponible de transistores de potencia de RF, precio y facilidades de montaje se utilizaron los semiconductores que se detallan a continuación:

2SC1947	BFR96TS	BFR90A
Po max= 2w Vcc= 12,5v Icmax= 1 Adc Fmax=175MHz Gain=10,7dB (175MHz) Eficiencia= 20% Zin= 1,85-j2,53 Zout= 16,74-j21,03	Po max= 700mw Vce= 5v Icmax= 100mAdc Fmax=175MHz Gainm=11,5dB (500MHz) hFE max= 150 Zin= 24 - j10,5 Zout= 60 - j47,5	Po max= 300mw Vce= 5v Icmax= 30mAdc Fmax=200MHz Gain m= 16dB (500MHz) hFE max= 150 Zin= 75 - j92,5 Zout= 150 - j310



1-2SC1947 (suponemos impedancias entrada y salida =MRF237)

De las hojas de datos se obtiene:



Se asumirá la siguiente ganancia de potencia (con una potencia de salida=4W):

$$G_P = \frac{P_{Sal}}{P_{ent}} \cong \frac{2W}{0,13W} = 15,38 \longrightarrow G_{dB} = 10 \cdot \log_{10} 15,38 = 11,87 dB$$

$$Z_L = \frac{V_{CE}^2}{P_{sal}} \cong \frac{\left(\frac{12,5}{\sqrt{2}}\right)^2}{2} = 39,062 \Omega$$

impedancia que "ve" el colector para la potencia de 2W

$$Z_{OL} = 16,74 - j21,03 \rightarrow (150 MHz)$$

$$\Re(Z_{OL}) = 16,74 \neq 39 \Omega$$

NO es aproximadamente igual a la carga que debería ver el transistor para entregar la potencia necesaria. Se asume dato erróneo Z salida del 2SC1947.

$$Z_{ent} = 1,85 - j2,53 \rightarrow (150 MHz)$$

$$\Re(Z_{ent}) = 1,85 \cong 2 \Omega$$

$$P_{ent} = \frac{\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}}\right)^2}{\Re(Z_{ent})} \therefore \longrightarrow V_p = \sqrt{2 \cdot P_{ent} \cdot \Re(Z_{ent})} = \sqrt{2 \cdot 0,13W \cdot 2 \Omega} = 0,721 V$$

Tensión aproximada de entrada para plena potencia.

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

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P_{sal}}{R_L}} = \sqrt{\frac{2}{39}} = 0,226 A$$

2-Transistor BFR96TS

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al 2SC1947: $P_N + 0,5 dB = 0,13W \times 1,12 = 0,145W$ (donde la pérdida de inserción de la red adaptadora, se asume será: 0,5 dB=1,12).

Según parámetros S del BFR96TS:



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:

$$S_{22} = 0,399 \angle -55,7 \longrightarrow (Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f = 100MHz)$$

$$Z_{oN} = 1,2 - j0,95 \longrightarrow Z_o = 60 - j47,5[\Omega]$$

$$S_{11} = 0,37 \angle -150 \longrightarrow (Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 50mA; f = 100MHz)$$

$$Z_{inN} = 0,48 - j0,21 \longrightarrow Z_o = 24 - j10,5[\Omega]$$

A partir de Z_o , se obtiene:

$$V_o = \sqrt{2 \cdot P_r \cdot \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \cdot 145,6 \cdot 10^{-3} \cdot 60} = 4,18V_p$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{4,18}{60} = 69,6mA$$

$$P_C = V_{CE} \cdot I_{CQ} = 5V \cdot 69,6mA = 348,3mW$$

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

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{P_{max}}} = \frac{348,3mW}{789,75} = 0,441mW$$

A partir de Z_{in} , se obtiene:

$$V_{in} = \sqrt{2 \cdot P_{in} \cdot \Re(Z_{in})} = \sqrt{2 \cdot 0,441 \cdot 10^{-3} \cdot 24} = 0,145V_p$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$D = (0,89 \angle -15) \cdot (0,61 \angle -38,3) - (20,89 \angle 147,5) \cdot (0,02 \angle 74,8) = 0,699 \angle -119$$

$$K = \frac{1 + |0,1827|^2 - |0,37|^2 - |0,399|^2}{2|23,94 \cdot 0,022|} = 0,699$$

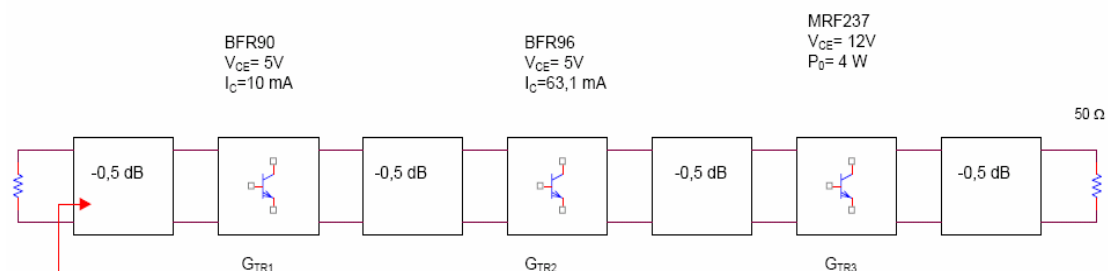
No se cumple que es mayor que 1, por lo que habrá que diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

El BFR96TS, tiene una ganancia de potencia de $|S_{21}|^2 \cong 23,9 \rightarrow 13,79dB$ a 50mA y

una $G_{P_{max}} = 28,97dB$

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 $> 0.5\text{dB}$ debido a las pérdidas del conector, más las del cable.

Se deberá cumplir que: $G_T = 33\text{ dB} + (0.5 \times 4)\text{dB} = 35\text{ dB}$

3-Transistor BFR90A

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al BFR96: $P_N + 0.5\text{ dB} = 0.441\text{mW} \times 1.12 = 0.494\text{ mW}$
(donde la pérdida de inserción de la red adaptadora, se asume será: $0.5\text{ dB} = 1.12$)

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:

$$S_{22} = 0.89 \angle -15 \longrightarrow (Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 10\text{mA}; f = 200\text{MHz})$$

$$Z_{oN} = 3 - j6.2 \longrightarrow Z_o = 150 - j310[\Omega]$$

$$S_{11} = 0.61 \angle -38.3 \longrightarrow (Z_n = 50\Omega; V_{CE} = 5V; I_C = 10\text{mA}; f = 200\text{MHz})$$

$$Z_{inN} = 1.5 - j1.85 \longrightarrow Z_o = 75 - j92.5[\Omega]$$

A partir de Z_o , se obtiene:

$$V_o = \sqrt{2 \cdot P_r \cdot \Re(Z_o)} = \sqrt{2 \cdot 0.494 \cdot 10^{-3} \cdot 150} = 0.384\text{Vp}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_o}{\Re(Z_o)} = \frac{0.384}{150} = 2.56\text{mA}$$

$$P_C = V_{CE} \cdot I_{CQ} = 5V \cdot 2.56\text{mA} = 12.8\text{mW}$$

$$G_{P_{\max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} = \frac{20.89^2}{(1 - 0.61^2) \cdot (1 - 0.89^2)} = 3342.96 \Rightarrow G_{P_{\max}} = 35.24\text{dB}$$

$$P_{in} = \frac{P_C}{G_{P_{\max}}} = \frac{12.8\text{mW}}{3342.96} = 0.00382\text{mW}$$

A partir de Z_{in} , se obtiene:

$$V_{in} = \sqrt{2 \cdot P_{in} \cdot \Re(Z_{in})} = \sqrt{2 \cdot 0.00382 \cdot 10^{-3} \cdot 75} = 0.0239\text{Vp}$$

Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$D = (0.89 \angle -15) \cdot (0.61 \angle -38.3) - (20.89 \angle 147.5) \cdot (0.02 \angle 74.8) = 0.6518 \angle -13.6$$

$$K = \frac{1 + |0.6518|^2 - |0.61|^2 - |0.89|^2}{2|20.89 \cdot 0.02|} = 0.312$$

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.

POLARIZACIÓN DE LOS TRANSISTORES

Polarización del 2SC1947:

Clase C

$$V_{CEQ} = 12,5V$$

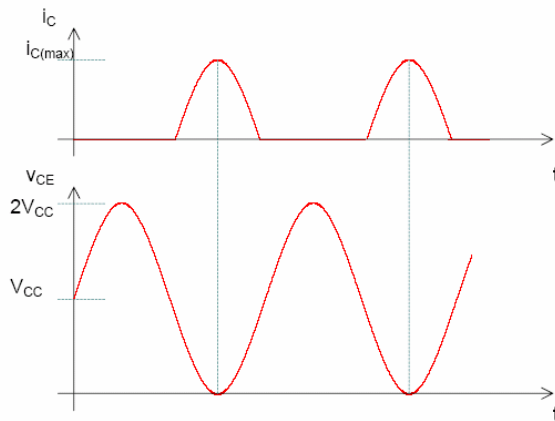
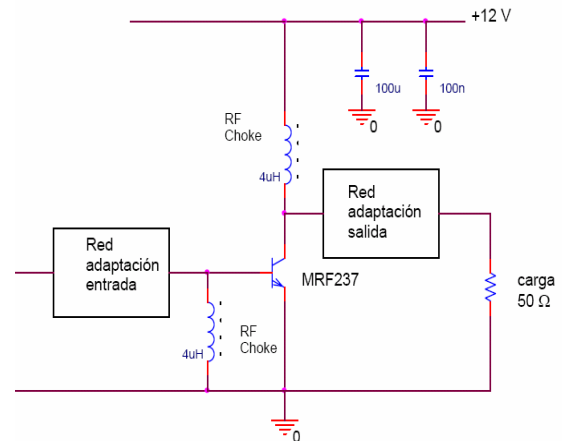
$$Z_L = \text{Re}(Z_o) = 39\Omega(\text{calculado})$$

$$I_{C\max} = \frac{V_{CE}}{Z_L} = \frac{12}{39} = 0,307A$$

$$X_{LRFch} = 10 \cdot Z_L = 10 \cdot 39 = 390\Omega$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min}} = \frac{390}{2 \cdot \pi \cdot 88\text{MHz}} = 705\text{nH}$$

Se utilizarán chokes de 4 μH



Polarización del BFR96TS:

Clase A

50% rendimiento

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

$$R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{CQ}} = \frac{7,5V}{69,6mA} = 107,7 \approx 100\Omega$$

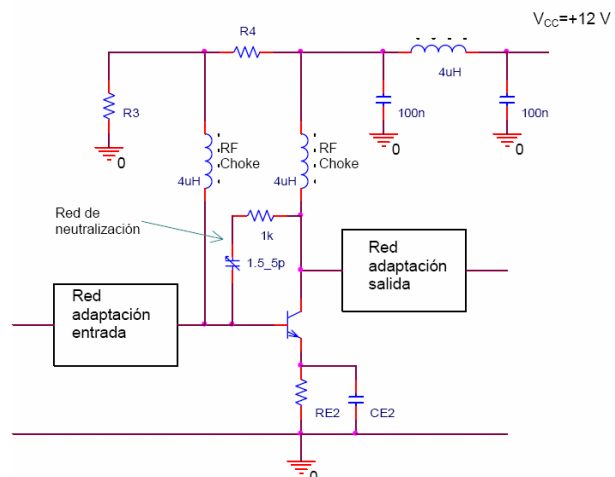
Según hoja de datos,

$$h_{FE} = 75$$

$$R_B = \frac{h_{FE} \cdot R_{E2}}{10} = 750\Omega$$

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

$$V_{BB} = \frac{0,0696A}{75} \cdot 750 + 0,7 + 0,0696A \cdot 100 = 8,356V$$





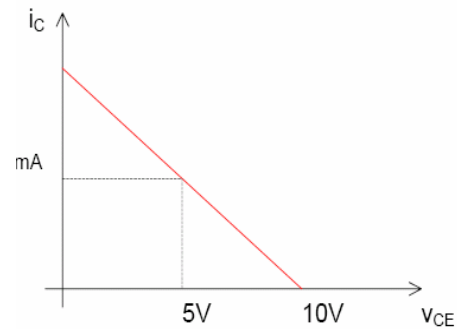
$$R_3 = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{750 \cdot 12,5}{8,356} = 1121,9\Omega = 1,2K\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{750}{1 - \frac{8,356}{12,5}} = 2262,3\Omega \cong 2,2K\Omega$$

$$C_{E2} = \frac{1}{2\pi f_{\min} \cdot \frac{R_{E2}}{10}} = \frac{1}{2\pi 88MHz \cdot \frac{100}{10}} = 180pF$$

$$X_{LRFch} = 10 \cdot R_L = 10 \cdot 60 = 600\Omega$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2\pi f_{\min}} = \frac{600\Omega}{2\pi 88MHz} = 1,085\mu H$$



Se usaran choques de $4\mu H$

Polarización del BFR90A

Clase A

50% rendimiento

Análisis CA

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

$$V_L = V_{RC}$$

$$I_L = \frac{V_L}{Re(Z_o)} = \frac{0,7V}{150\Omega} = 4,66mA$$

$$I_{RC} = I_{Cmax} - I_L = 10 - 4,66 = 5,34mA$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{RC}} = \frac{0,7V}{5,34mA} = 131\Omega \cong 150\Omega$$

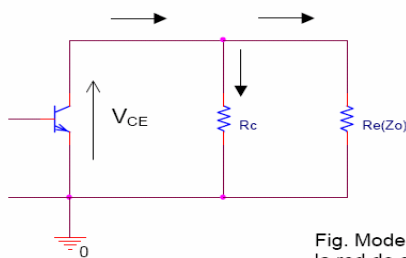
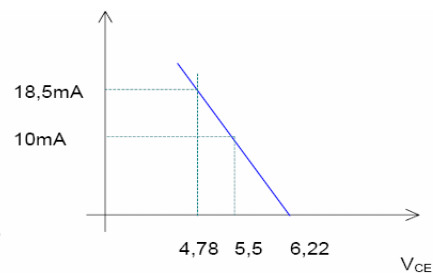
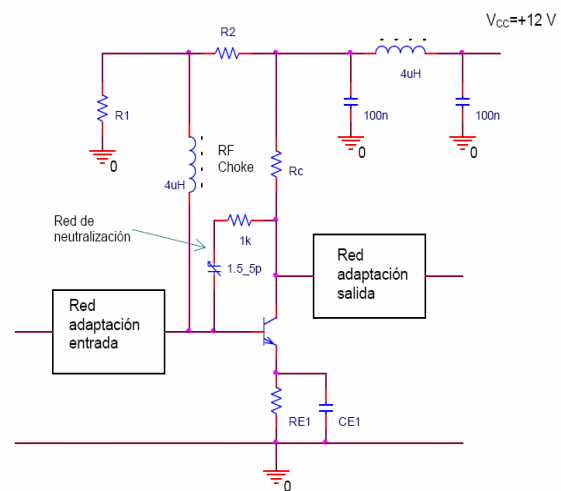


Fig. Modelo equivalente de la red de salida



Análisis en d.c.

$$V_{RE1} = V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ} \cdot R_C = 12 - 5 - 0,01A \cdot 150\Omega = 5,5V$$

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

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_{E1} + R_C} = \frac{12,5V}{560 + 150} = 17,6mA (\cong 2 \cdot I_{CQ})$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_{E1}) = 12V - 0,01 \cdot (150 + 560) = 4,9V$$

$$\Delta V_{CEQ} = I_{CQ} \cdot \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 10mA \cdot \frac{150 \cdot 150}{300} = 0,75V \cong V_L$$



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

$$R_B = \frac{h_{FE} \cdot R_{E1}}{10} = \frac{100 \cdot 550}{10} = 5500 \Omega$$

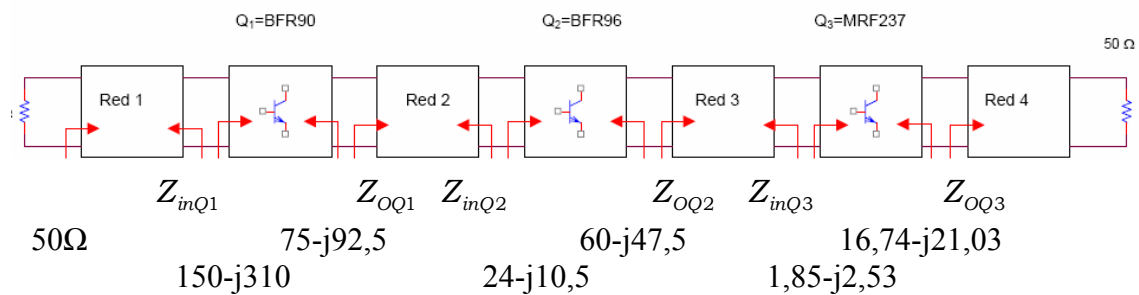
$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} \cdot R_B + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_{E1} = 0,55 + 0,7 + 5,5 = 6,75$$

$$R_1 = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{5500 \cdot 12,5}{6,75} = 10185 \cong 10K\Omega$$

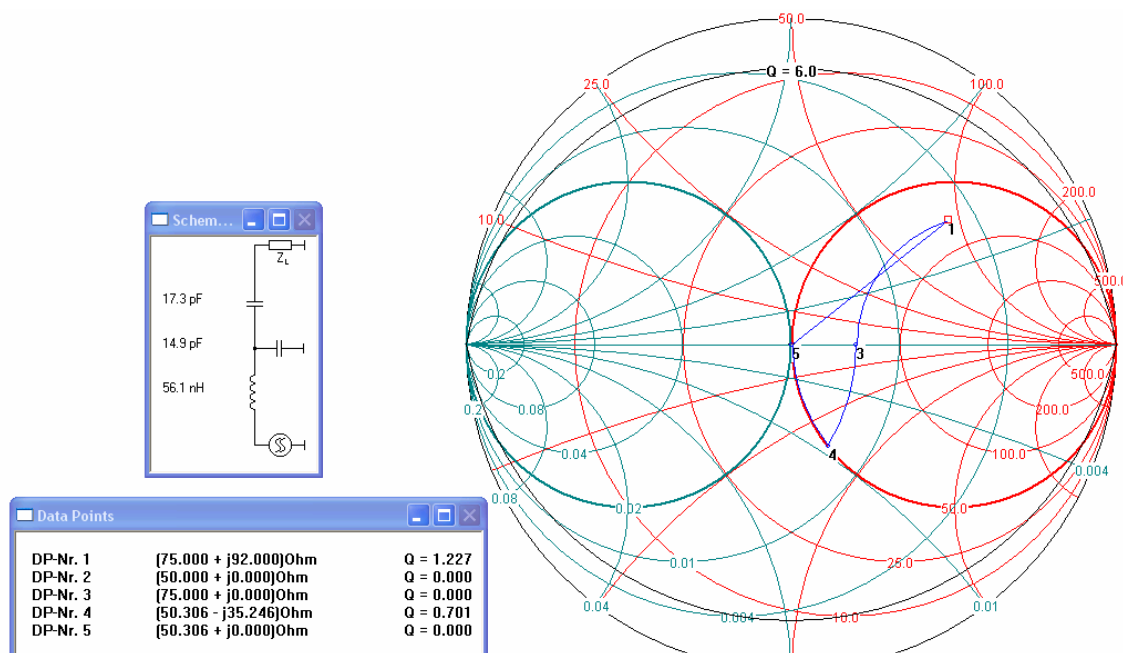
$$R_2 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{5500}{1 - \frac{6,75}{12,5}} = 11956 \cong 10K$$

$$C_{E1} \geq \frac{1}{2\pi f_{\min} \frac{R_{E1}}{10}} = 33 pF$$

Calculo de las redes de adaptación

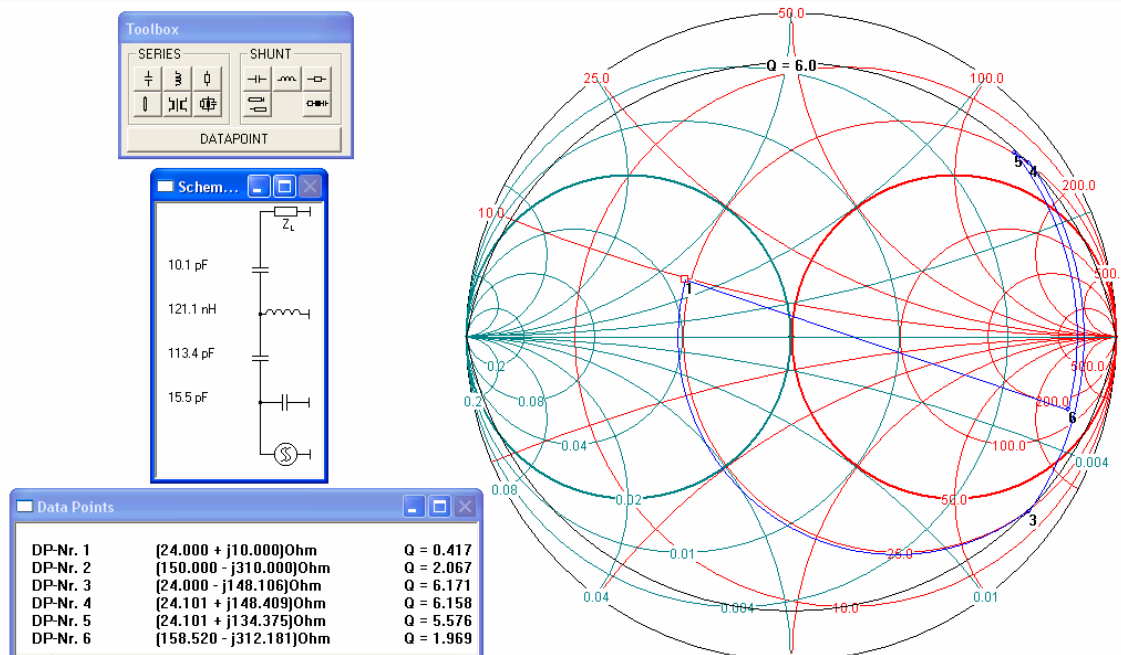


Red de adaptación 1: (con Zin=50Ω)

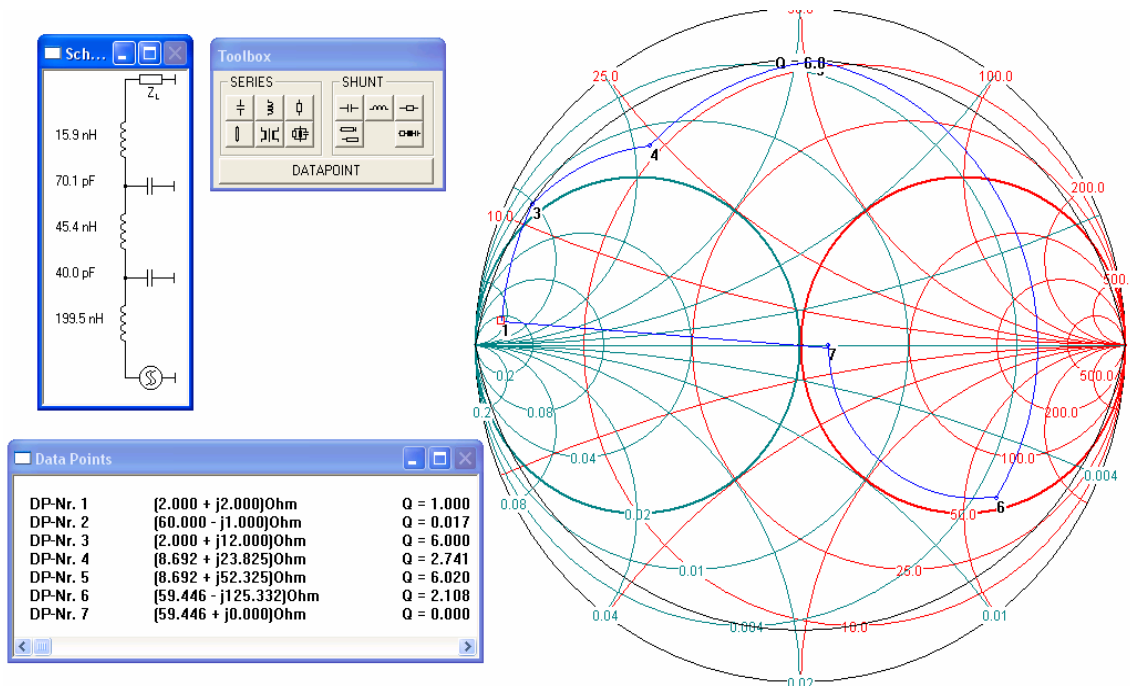




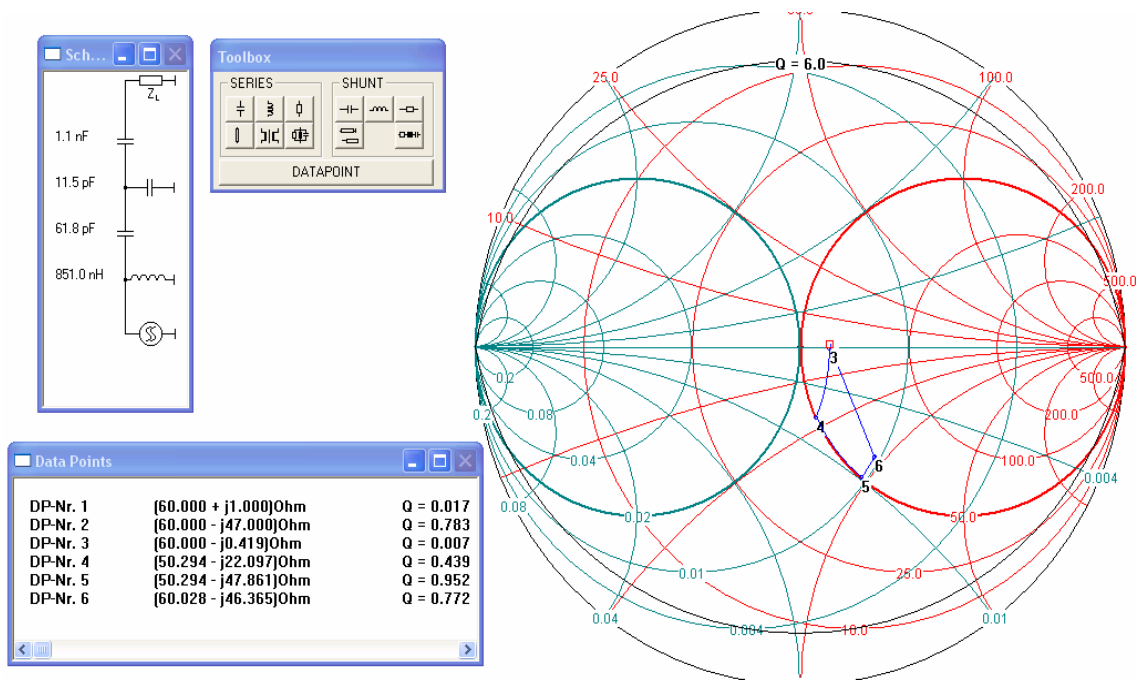
Red de adaptación 2:



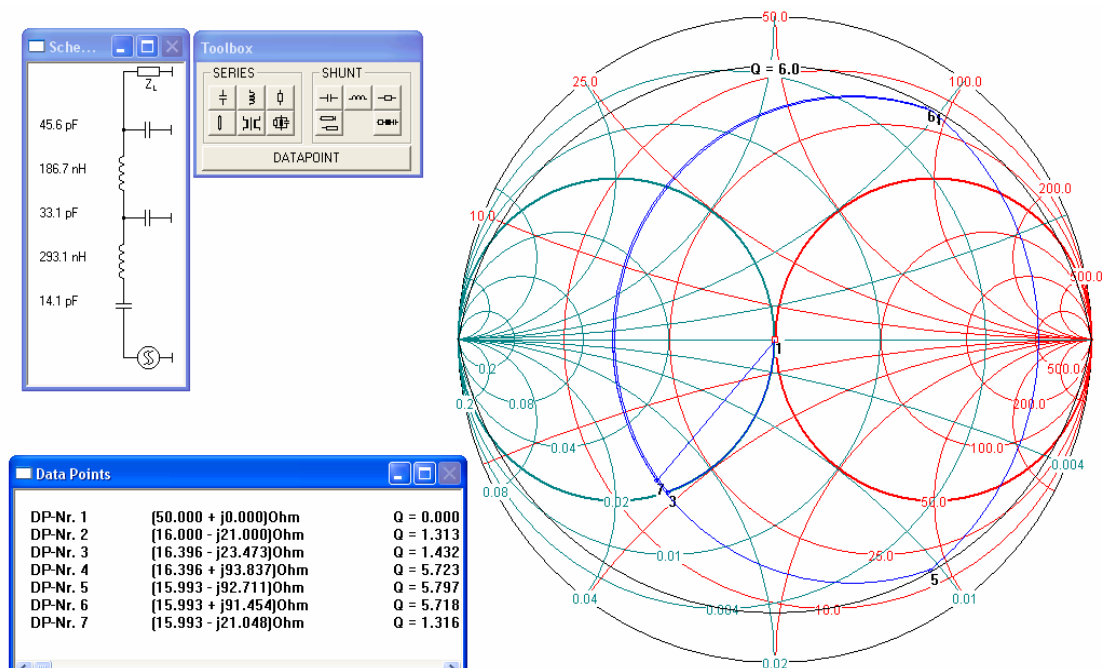
Red de adaptación 3: (entrada 2SC1947 a una $Z = 60 - j1,44$)



Y aislando la etapa de salida 2:(salida BFR96 a $Z=60-j1,44$)

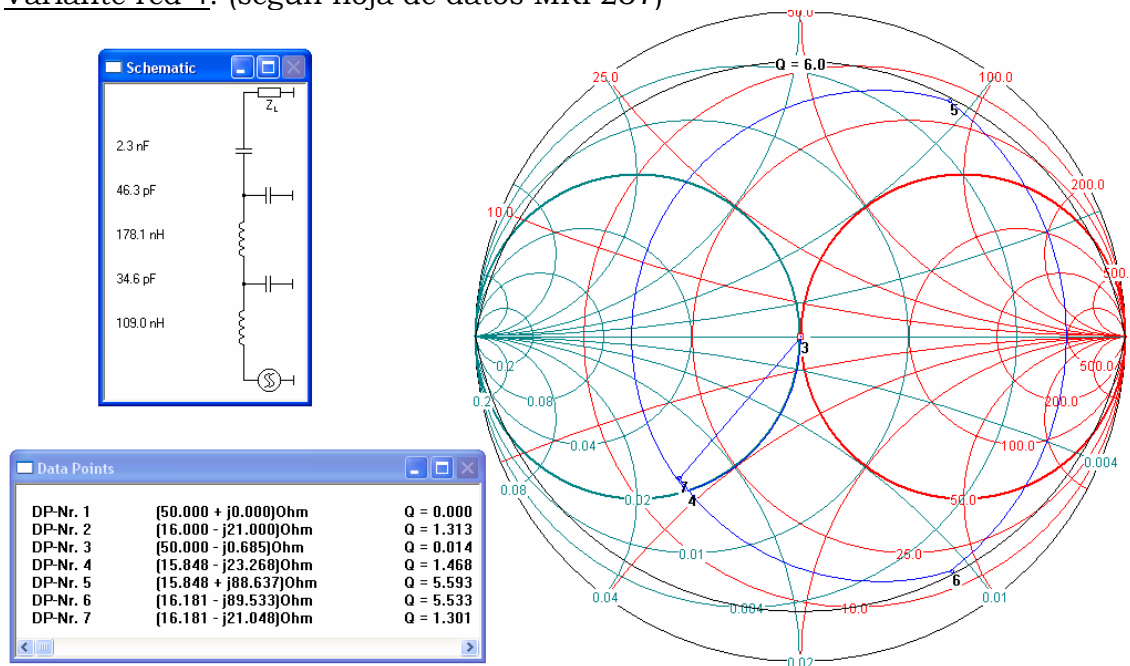


Red 4: salida





Variante red 4: (según hoja de datos MRF237)



Cálculo y construcción de inductores con núcleo de aire

Si por un conductor circula una corriente **I** se tiene un flujo:

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

recordando que: $e = -N.\frac{d\phi}{dt} = -\mu.\frac{N^2.S}{l}.\frac{di}{dt}$

Una variación de corriente genera una **f.e.m.** inducida, $e = -L.\frac{di}{dt}$

por lo que resulta:

$$L = \mu.\frac{N^2.S}{l} ; \quad \text{donde: } \mu = \mu_0.\mu_r = 4.\pi.10^{-7}.1_{(aire)} = \left[\frac{Hy}{m} \right] ; \quad l = [metros]$$

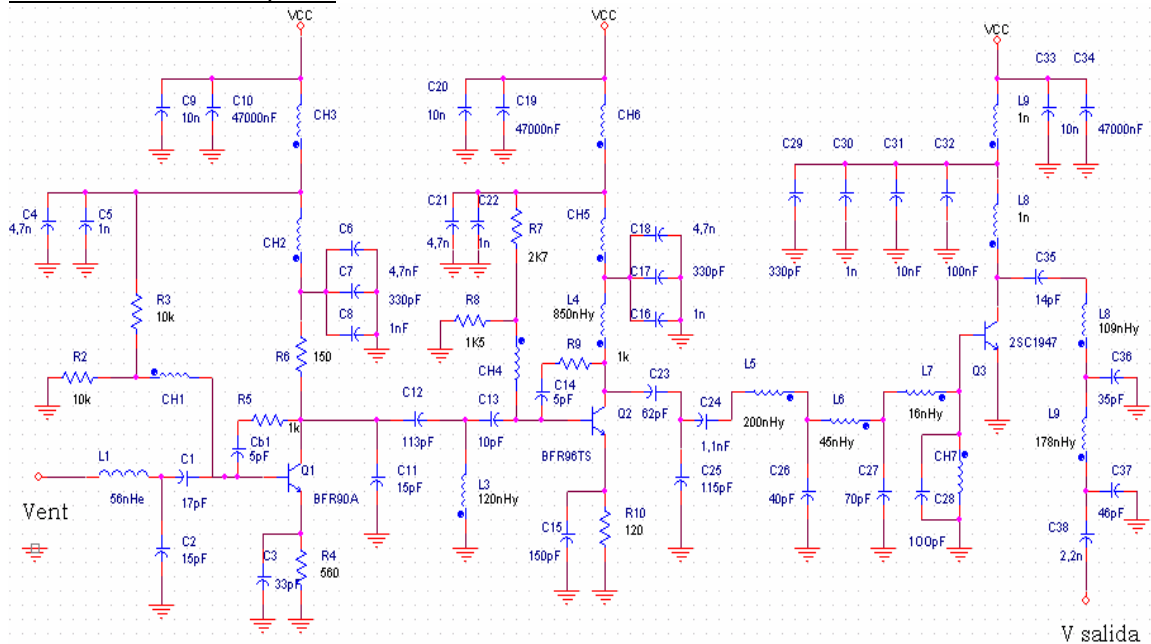
$$s = \pi.R^2 [m^2] ; \quad N = n^{\circ} \text{espiras} ; \quad L = [Henrios]$$

Tabla de bobinas

Inductor	inductancia	Nº espiras	longitud	seccion	Radio
L1	56,1 nHy	4	10 mm	$2,827.10^{-5} m^2$	3 mm
L2	121,1 nHy	4	13 mm	$7,854.10^{-5} m^2$	5 mm
L3	850 nHy	5	2,9 mm	$7,854.10^{-5} m^2$	5 mm
L4	199,5 nHy	4	7,9 mm	$7,854.10^{-5} m^2$	5 mm
L5	45,4nHy	2	3,1 mm	$2,827.10^{-5} m^2$	3 mm
L6	15,9 nHy	2	8,9 mm	$2,827.10^{-5} m^2$	3 mm
L7	109 nHy	3	8,1 mm	$7,854.10^{-5} m^2$	5 mm
L8	178,1 nHy	4	8,8 mm	$7,854.10^{-5} m^2$	5 mm

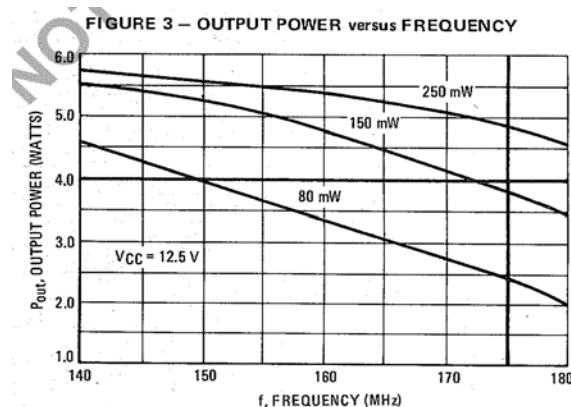


Circuito final completo



Mediciones

A. Medir y graficar la potencia de la carga en función de la frecuencia. Esta medición fue imposible de realizar, dado por la falta de un generador de señales de radiofrecuencia de señal pura, capaz de variar su frecuencia sin alterar amplitud y forma de la onda, como así también, la escasez de instrumentos de medición para alta frecuencia.



La máxima potencia obtenida a la salida, con una carga de 50Ω fue de 1,4W para una señal de entrada de aproximadamente 80mVp a una frecuencia de 100MHz.

