



Amplificación de potencia en R.F.

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. Cálculo de la Ganancia y diagrama en bloques

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

$$G = \frac{P_{out(W)}}{P_{in(W)}} = \frac{2W}{1mW} = 2000 \quad \text{Expresado en dB es:}$$

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

Y, expresado en dBm es lo mismo 33 dBm, ya que la potencia de entrada que se considera es igual a la de referencia utilizada en dBm, que es 1mW.

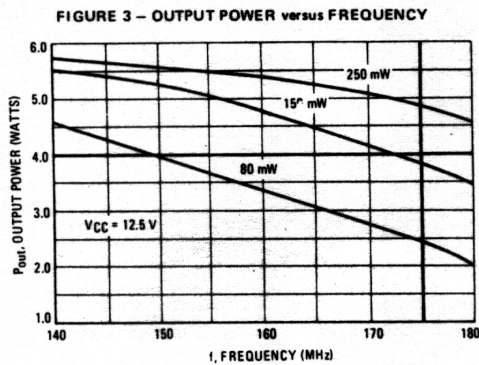
$$G_{dBm} = 10 \log_{10} \frac{P_{out(W)}}{P_{in(W)}} = P_{out(dBm)} - P_{in(dBm)} = 33 \text{ dBm} - 0 \text{ dBm} = 33 \text{ dBm}$$

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).

2.1. MRF237

Valores máximos:

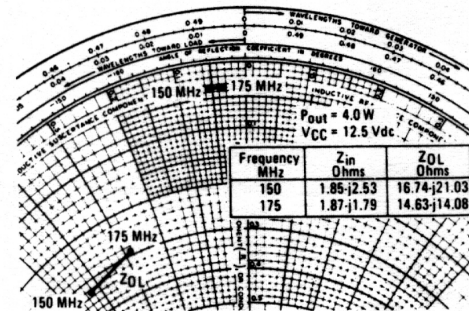
$P_{OUT\ MAX} = 4W$
 $V_{CC} = 12.5V$
 $I_{C\ MAX} = 640mA_{DC}$
 $f_{MAX} = 175MHz$
 $Gain = 12dB\ Typ\ @175MHz$
 $Efficiency = 50\%$



Para $f = 150\ MHz$; $V_{CC} = 12.5V_{DC}$
 (no es el ancho de banda requerido, pero se asumirá estos valores por no disponer de los valores para 88-108MHz):

$$Z_{in} = 1.85 - j2.53\ [\Omega]$$

$$Z_{OL} = 16.74 - j21.03\ [\Omega]$$

FIGURE 5 – SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE

De las hojas de datos se obtiene, se asumirá la siguiente ganancia de potencia (con una potencia de salida=4W):

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cong \frac{4W}{80mW} = 50$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10}(50) = 17\ dB$$

$$Z_L = \frac{V_{CE}^2}{P_{out}} = \frac{\left(\frac{12}{\sqrt{2}}\right)^2}{4} = 18\Omega$$

impedancia que “ve” el colector para la potencia de 4W

$$Z_{OL} = 16.74 - j21.03\ @\ 150MHz$$

$\Re(Z_{OL}) = 16.74 \cong 18\Omega$ es aproximadamente igual a la carga que debería ver el transistor para entregar la potencia necesaria.

$$Z_{in} = 1.85 - j2.53\ @\ 150MHz$$

$$\Re(Z_{in}) = 1.85 \cong 2\Omega$$

$$P_{in} = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right)^2}{\Re(Z_{in})} \rightarrow V_{pico} = \sqrt{2 P_{in} \Re(Z_{in})} = \sqrt{2 * 80mW * 2\Omega} = 0.6V$$

Tensión aproximada de entrada para plena potencia.

La corriente eficaz en el circuito de salida es (asumiendo una potencia de salida =4W):

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P_{out}}{R_L}} = \sqrt{\frac{4}{18}} = 0.47\ A$$

2.2. Transistor BFR96

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al MRF237: $P_N + 0,5 \text{ dB} = 80 \text{ mW} \times 1,12 = 89,6 \text{ mW}$
 donde la pérdida de inserción de la red adaptadora, se asume será: $0,5 \text{ dB} = 1,12$

Parámetros S del BFR96

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 5 \text{ V} & s_{11} &= 0,35 \angle -140^\circ \\ I_C &= 50 \text{ mA} & s_{21} &= 21,10 \angle +106^\circ \\ f &= 100 \text{ MHz} & s_{12} &= 0,032 \angle +64^\circ \\ & & s_{22} &= 0,33 \angle -81^\circ \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} s_{22} &= 0,33 \angle -81^\circ @ & Z_n &= 50 \Omega; & V_{CE} &= 5 \text{ V}; & I_C &= 50 \text{ mA}; & f &= 100 \text{ MHz} \\ Z_{oN} &= 0,9 - j0,65 @ & Z_n &= 50 \Omega; & Z_0 &= 45 - j32,5 [\Omega] \\ s_{11} &= 0,35 \angle -140^\circ @ & Z_n &= 50 \Omega; & V_{CE} &= 5 \text{ V}; & I_C &= 50 \text{ mA}; & f &= 100 \text{ MHz} \\ Z_{inN} &= 0,53 - j0,27 @ & Z_n &= 50 \Omega; & Z_{in} &= 26,5 - j13,5 [\Omega] \end{aligned}$$

A partir de Z_0 , se obtiene:

$$\begin{aligned} V_0 &= \sqrt{2 P_r \Re(Z_0)} = \sqrt{2 \times 89,6 \cdot 10^{-3} \text{ W} \times 45 \Omega} = 2,83 \text{ V}_{ef} \\ I_{CQ} &= \frac{V_0}{\Re(Z_0)} = \frac{2,83}{45} = 63 \text{ mA} \quad (\text{pero no olvidarse que los parámetros están relacionados con } 50 \text{ mA, se fija } V_{ce} = 5 \text{ V}) \\ P_C &= V_{CE} I_{CQ} = 5 \text{ V} \times 63,1 \text{ mA} = 315 \text{ mW} \quad (\text{la potencia máx es } 500 \text{ mW}) \\ G_{Pmax} &= \frac{|s_{21}|^2}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} = \frac{21,1^2}{(1 - 0,35^2)(1 - 0,33^2)} = 596,36 \quad G_{Pmax} = 27,54 \text{ dB} \\ P_{in} &= \frac{P_C}{G_{Pmax}} = \frac{315 \text{ mW}}{596,36} = 0,553 \text{ mW} \end{aligned}$$

A partir de Z_{in} , se obtiene:

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

2.2.1. Análisis del factor de estabilidad de Rollett

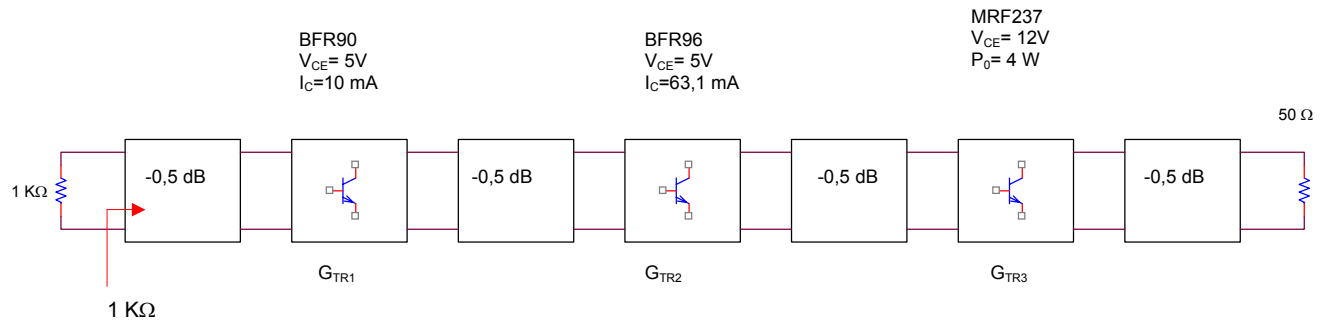
$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2 |s_{12} s_{21}|} > 1 & \text{donde } D &= s_{11} s_{22} - s_{12} s_{21} \\ D &= 0,35 \angle -140^\circ \times 0,33 \angle -81^\circ - 0,032 \angle +64^\circ \times 21,10 \angle +106^\circ = 0,6482 \angle -153^\circ \\ K &= \frac{1 + |0,6482|^2 - |0,35|^2 - |0,33|^2}{2 |0,032 \times 21,10|} = 0,881 & \text{no se cumple que es mayor que } 1, \text{ por lo que habrá que} \end{aligned}$$

diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

El BFR96, tiene una ganancia de potencia de $|s_{21}|^2 \cong 21,10 \rightarrow 17,53 \text{ dB}$ a 50 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 I_L de la última etapa generalmente es $> 0,5\text{ dB}$ debido a las pérdidas del conector, más las del cable.

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

2.3. Transistor BFR90

Análisis de potencia e impedancias:

Potencia requerida para entregar al BFR96:

$$0,553\text{ mW} \times 1,12 = 0,619\text{ mW}$$

donde la pérdida de inserción de la red adaptadora, se asume será: $0,5\text{ dB} = 1,12$

$P_N + 0,5\text{ dB} =$

Parámetros S del BFR90

$V_{CE} = 5\text{ V}$
 $I_C = 10\text{ mA}$
 $f = 200\text{ MHz}$

$$\begin{aligned} s_{11} &= 0,33 \angle -75^\circ \\ s_{21} &= 12,33 \angle +115^\circ \\ s_{12} &= 0,04 \angle +65^\circ \\ s_{22} &= 0,64 \angle -25^\circ \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} s_{22} &= 0,64 \angle -25^\circ @ & Z_n &= 50\ \Omega; & V_{CE} &= 5\text{ V}; & I_C &= 10\text{ mA}; & & \text{(se supondrá válido para)} & f &= 200\text{ MHz} \\ Z_{oN} &= 2,4 - j2,2 @ & Z_n &= 50\ \Omega; & Z_0 &= 120 - j110\ [\Omega] \\ s_{11} &= 0,33 \angle -75^\circ @ & Z_n &= 50\ \Omega; & V_{CE} &= 5\text{ V}; & I_C &= 10\text{ mA}; & & \text{(se supondrá válido para)} & f &= 200\text{ MHz} \\ Z_{inN} &= 0,95 - j0,7 @ & Z_n &= 50\ \Omega; & Z_{in} &= 47,5 - j35\ [\Omega] \end{aligned}$$

A partir de Z_0 , se obtiene:

$$V_0 = \sqrt{2 \cdot P_r \cdot \Re(Z_0)} = \sqrt{2 \times 0,619 \cdot 10^{-3} \text{ W} \times 120\ \Omega} = 0,385\text{ V}_{ef}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_0}{\Re(Z_0)} = \frac{0,385}{120} = 3,2\text{ mA} \quad \text{(pero no olvidarse que los parámetros están relacionados con 10 mA, se fijará)}$$

$V_{CE} = 5\text{ V}$, dato del fabricante)

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

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

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

A partir de Z_{in} , se obtiene:

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

2.3.1. Análisis del factor de estabilidad de Rollett

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

$$D = 0,33 / -75 \times 0,64 / -25 - 0,04 / +65 \times 12,33 / +115 = 0,5 / -25$$

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

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.

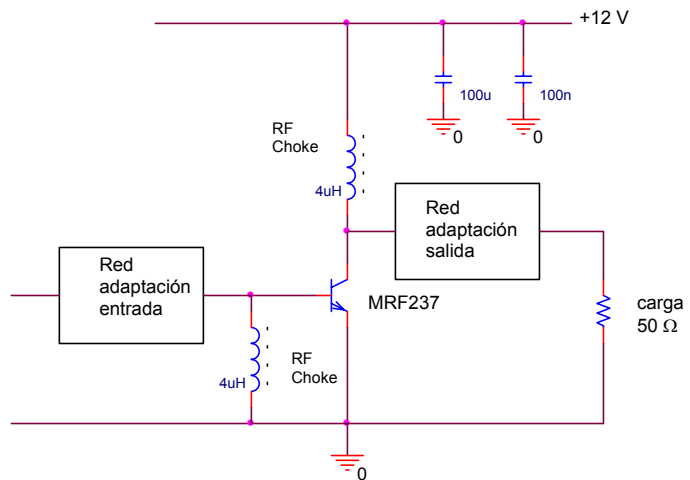
3. polarización de los transistores

3.1. polarización del MRF237

Clase C

$V_{CEQ} = 12V$

$Z_L = \text{Re}(Z_0) = 16,74\Omega$



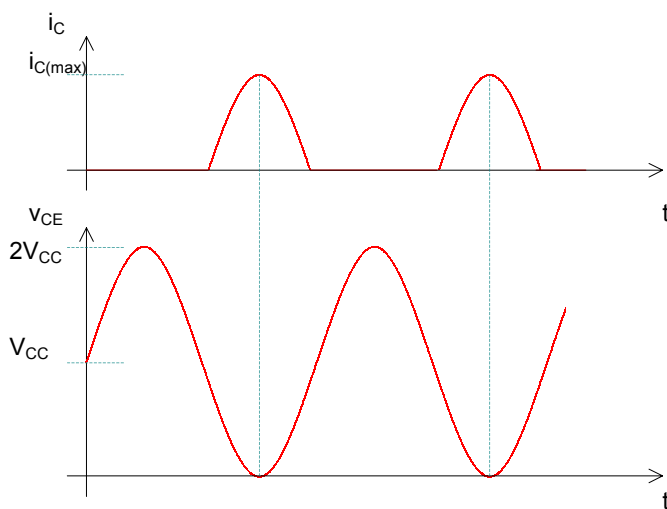
$$I_{Cmax} = \frac{V_{CE}}{Z_L} = \frac{12}{16,74} = 0,72[A]$$

Reactancia del choke de RF:

$$X_{LRFch} = 10 \times Z_L = 10 \times 16,74 = 167,4\Omega$$

$$L_{RFCH} = \frac{X_{LRFch}}{2\pi f_{min}} = \frac{167,4}{2\pi \times 88MHz} = 302nH$$

se utilizarán chokes de $4\mu H$



3.2. polarización del BFR96

Clase A

50 % rendimiento

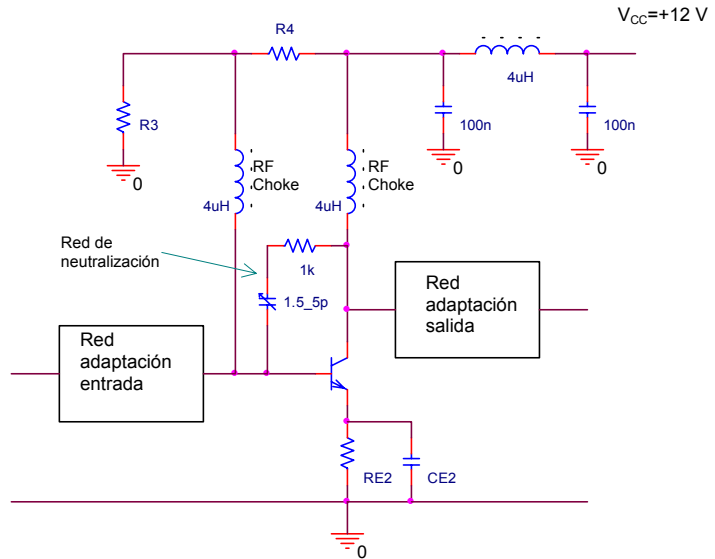
$$V_{RE2} = V_{CC} - V_{CEQ} = 12 - 5 = 7V$$

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

Según la hoja de datos, $h_{FE}=30$

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

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



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

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

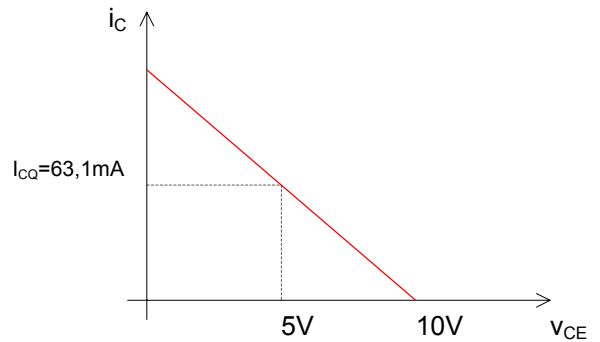
$$R_4 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{300\Omega}{1 - \frac{7,64V}{12V}} = 825,87\Omega \approx 820\Omega$$

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

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

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

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



3.3. polarización del BFR90

Clase A

50 % rendimiento

Análisis en c.a.

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

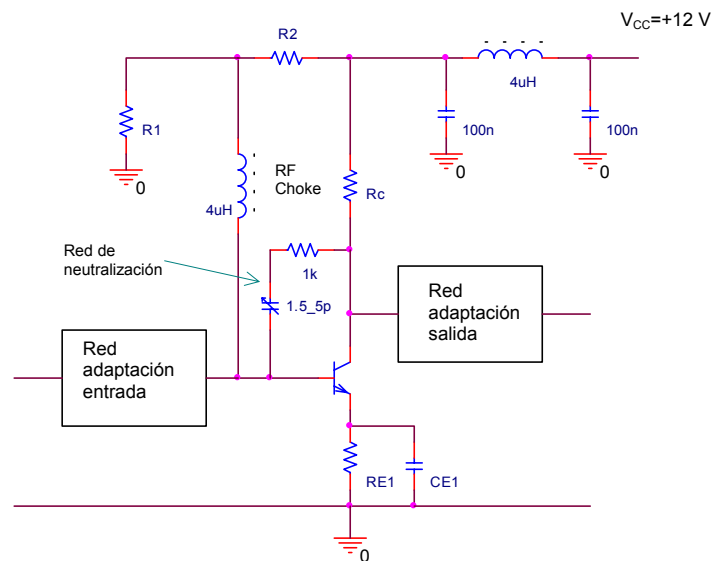
$$V_L = V_{RC}$$

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

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

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

La red de salida será:

 i_C i_L i_{RC}

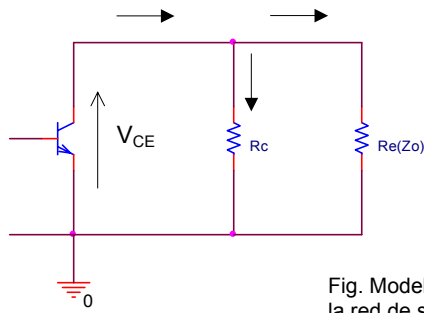
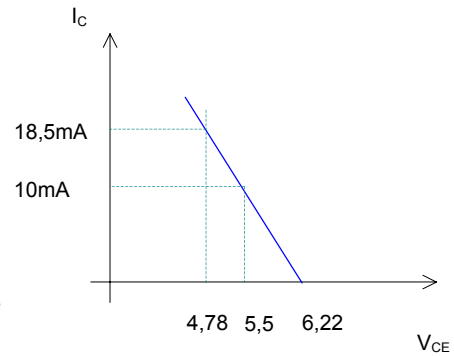


Fig. Modelo equivalente de la red de salida



Análisis en d.c.

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

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

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

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

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

Según la hoja de datos, $h_{FE} = 25$

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

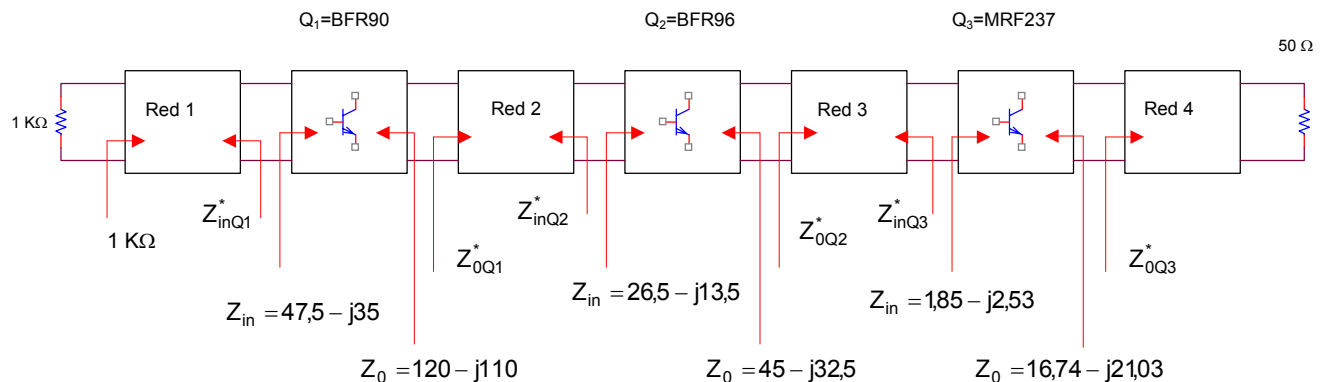
$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} R_B + V_{BE} + I_{CQ} R_{E1} = 0,48V + 0,7V + 4,7V = 5,88V$$

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

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

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

4. Cálculo de las redes de adaptación



Para calcular las redes de adaptación se puede utilizar la carta de inmitancia y el software MIMP.

En la pantalla 1 se ingresan los datos de frecuencia de trabajo e impedancias de entrada y salida. En la siguiente pantalla se define una configuración que haya sido analizada previamente por la carta de inmitancia dando cualquier valor a los componentes. Hay que tener en cuenta que todas las redes deberían comenzar por un capacitor en serie para

desacoplar en continua. Luego se utilizará la normalización más sencilla. Cuando se cargan los valores de impedancia, estos no deberán estar normalizados, ya que el programa efectúa la normalización al valor asignado, y será ahora $1+j0$. La pantalla 3 muestra la carta de inmitancia donde, variando los valores asignados previamente al azar, ahora hará que lleguemos al punto $1+j0$. Se elige un $Q=5$. El control update Smith permite borrar la tendencia quedándose sólo con el valor final. Hay varios controles que permiten ver de diferentes formas la gráfica, pero se trabajará con:

Conect nodes=yes	conecta los puntos que caracterizan a cada elemento
Conect freq=no	conecta los puntos que caracterizan a un solo elemento, trabajando a distintas frecuencias
Last node only=no	conecta los dos últimos elementos.

La normalización será con el valor real, ya que las redes estarán adaptadas al complejo conjugado del dispositivo siguiente o anterior.

Oros, Ramón C.
Córdoba, 04-06-2000

archivo: EA3-05-02

Rev: /

edición que reemplaza a las anteriores.

Bibliografía:

RCA:

H.C.Krauss/C.W.Bostian/F.H.Raab

Motorola:

Hewlett Packard

SP52 Amplificadores de potencia de RF, Págs. 416 a 512

Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación

AN-282A Systemizing RF power amplifier design

MIMP® (Motorola Impedance Matching program, Dan Moline).

AN 95-1 S-Parameter techniques