

AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

Multietapas, Video y Sintonzados

Ing. Jorge Antonio Polanía Puentes
Profesor Universidad Surcolombiana (1977-2007)
Decano de la Facultad de Ingeniería (1984-1988)
Rector Universidad Surcolombiana (1994-2000)

Copyright (© 2025, ing. Jorge Antonio Polanía, "Todos los derechos reservados")

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	3
CAPÍTULO 1. AMPLIFICADORES DE UNA ETAPA.....	6
1.1 CONFIGURACIÓN EMISOR – COMÚN	6
1.2 CONFIGURACIÓN BASE COMÚN.....	11
1.3 CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN (SEGUIDOR EMISOR).....	12
1.4 DESEMPEÑO EN ALTA FRECUENCIA	13
CAPÍTULO 2. AMPLIFICADORES MULTI-ETAPAS.....	19
2.1 ACOPLAMIENTO POR RESISTENCIA-CAPACIDAD	20
2.2 ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR	27
2.3. ACOPLAMIENTO DIRECTO.....	31
CAPÍTULO 3. AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....	35
3.1 AMPLIFICADOR PUSH-PULL (CONTRA FASE)	39
3.2 AMPLIFICADORES DE SIMETRÍA COMPLEMENTARIA	43
CAPÍTULO 4. AMPLIFICADORES DE VIDEO.....	45
4.1. COMPENSACIÓN EN BAJAS FRECUENCIAS.....	45
4.2 COMPENSACIÓN EN ALTAS FRECUENCIAS.....	47
CAPÍTULO 5. AMPLIFICADORES SINTONIZADOS	50

INTRODUCCIÓN

De la Teoría a la Práctica en Electrónica Analógica

Los amplificadores transistorizados constituyen el corazón de la electrónica analógica moderna. Desde los sistemas de audio de alta fidelidad hasta los receptores de televisión, pasando por los equipos de comunicaciones y los instrumentos de medición, la capacidad de amplificar señales eléctricas con fidelidad y eficiencia es fundamental para el funcionamiento de prácticamente todos los dispositivos electrónicos que nos rodean.

Este libro, "Amplificadores Transistorizados: Multietapas, Video y Sintonizados", nace con el propósito de proporcionar a estudiantes de ingeniería, técnicos y profesionales una comprensión sólida y práctica de los principios que gobiernan el diseño y análisis de circuitos amplificadores con transistores.

Propósito del Libro

El contenido que se presenta es el resultado de más de 30 años de experiencia en la enseñanza universitaria de la electrónica. A lo largo de este texto, se busca no solo transmitir conocimiento teórico, sino también desarrollar la capacidad de análisis y diseño de circuitos amplificadores reales. Cada capítulo ha sido cuidadosamente estructurado para guiar al lector desde los conceptos fundamentales hasta aplicaciones más complejas, siempre manteniendo un equilibrio entre el rigor técnico y la claridad expositiva.

Enfoque Pedagógico

Cada capítulo incluye:

- Explicaciones teóricas claras que establecen los fundamentos conceptuales
 - Ejemplos numéricos resueltos que ilustran la aplicación práctica de las fórmulas y conceptos
 - Ejercicios propuestos que permiten al estudiante reforzar su aprendizaje y desarrollar habilidades de resolución de problemas
 - Diagramas y figuras que facilitan la visualización de los conceptos abstractos
- Aplicaciones prácticas que conectan la teoría con el diseño real de circuitos

Se ha puesto especial énfasis en el desarrollo paso a paso de los cálculos, permitiendo al lector seguir la lógica del razonamiento y comprender no solo el "cómo" sino también el "por qué" de cada procedimiento.

¿Qué Encontrará en Este Libro?

El contenido está estructurado en cinco capítulos principales que cubren el espectro completo de los amplificadores transistorizados:

Capítulo 1: Amplificadores de Una Etapa Configuraciones emisor común, base común y colector común Cálculo de resistencia de entrada, salida, ganancia de corriente y voltaje Análisis de parámetros híbridos (h) Desempeño en alta frecuencia y efecto Miller

Capítulo 2: Amplificadores Multietapas Acoplamiento por resistencia-capacidad (RC) Acoplamiento por transformador Acoplamiento directo Ganancia total de potencia, voltaje y corriente

Capítulo 3: Amplificadores de Potencia Clase A, Clase B y Clase AB Configuración push-pull (contrafase) Simetría complementaria Disipación de potencia y eficiencia

Capítulo 4: Amplificadores de Video Compensación en bajas frecuencias Compensación en altas frecuencias Ancho de banda y respuesta en frecuencia

Capítulo 5: Amplificadores Sintonizados Circuitos resonantes serie-paralelo Selectividad y ancho de banda Diseño de amplificadores de banda estrecha

Para Quién es Este Libro

Este texto está dirigido principalmente a:

- Estudiantes de ingeniería eléctrica, electrónica y mecatrónica que cursan asignaturas de electrónica analógica
- Técnicos y tecnólogos que desean profundizar sus conocimientos en amplificadores transistorizados
- Profesionales que requieren actualizar o reforzar sus fundamentos en diseño de circuitos analógicos
- Docentes que buscan material de apoyo para sus cursos
- Aficionados a la electrónica con bases matemáticas y físicas sólidas

Requisitos Previos

Para aprovechar al máximo este texto, se recomienda que el lector tenga conocimientos básicos de:

- Circuitos eléctricos de corriente continua y alterna
- Leyes de Kirchhoff y teoremas de circuitos
- Fundamentos de semiconductores y transistores BJT
- Cálculo diferencial e integral básico
- Física de campos eléctricos y magnéticos

Agradecimientos

Este trabajo es fruto de la interacción con miles de estudiantes que, a lo largo de tres décadas, han compartido sus inquietudes, preguntas y entusiasmo por la

electrónica. Su curiosidad intelectual ha sido la principal motivación para sistematizar estos conocimientos en un texto que espero sea de utilidad para las nuevas generaciones de ingenieros.

Agradezco también a la Universidad Surcolombiana por haberme brindado el espacio académico para desarrollar esta labor docente, y a mis colegas profesores por las valiosas discusiones que han enriquecido mi comprensión de estos temas.

Invitación al Estudio

La electrónica analógica es una disciplina fascinante que combina la teoría abstracta con aplicaciones extraordinariamente prácticas. Los amplificadores que estudiamos en este libro son los bloques constructivos de sistemas tan complejos como los receptores de comunicaciones, equipos de audio profesional y sistemas de instrumentación, pero su funcionamiento se basa en principios relativamente simples que pueden ser comprendidos con estudio y dedicación.

Invito al lector a abordar este material con mente abierta y espíritu crítico. No se limite a memorizar fórmulas; busque comprender los fenómenos físicos subyacentes. Resuelva los ejercicios propuestos, verifique los ejemplos por su cuenta, y sobre todo, no dude en experimentar y construir circuitos reales siempre que tenga la oportunidad. La teoría cobra vida cuando se observa su manifestación práctica.

Nota sobre las Ediciones Futuras

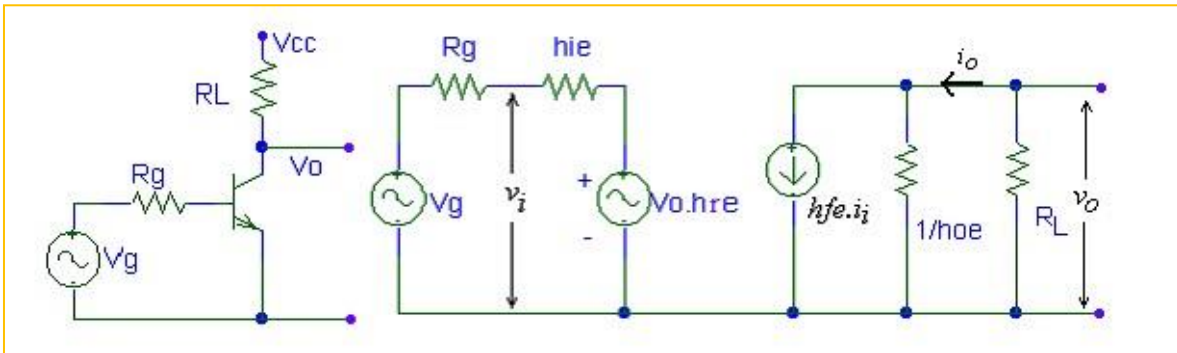
La tecnología avanza rápidamente, y aunque los principios fundamentales de los amplificadores transistorizados permanecen vigentes, siempre hay espacio para mejorar la presentación, corregir errores y agregar contenido relevante. Agradezco de antemano cualquier comentario, sugerencia o corrección que los lectores deseen compartir, con el fin de enriquecer futuras ediciones de este texto.

Ing. Jorge Antonio Polanía Puentes Neiva, Colombia 2025

CAPÍTULO 1. AMPLIFICADORES DE UNA ETAPA

Se estudiarán las diferentes clases de amplificadores como son los de audio para pequeñas señales, los de potencia y los sintonizados, así como también los diferentes acoplamientos que existen entre varias etapas de amplificación.

1.1 CONFIGURACIÓN EMISOR – COMÚN



$$V_g = i_i R_g + i_i \cdot h_{ie} + V_o \cdot h_{re} \quad (1)$$

$$h_{fe} i_i = -v_o \cdot h_{oe} - \frac{v_o}{R_L} \Rightarrow v_o = -\frac{R_L h_{fe} i_i}{1 + h_{oe} R_L}$$

sustituyendo en (1)

$$v_g = i_i \left(R_g + h_{ie} - \frac{R_L h_{fe} h_{re}}{1 + h_{oe} R_L} \right)$$

$$\text{como } v_g = i_i R_g + v_i \Rightarrow v_i = i_i \left(h_{ie} - \frac{R_L h_{fe} h_{re}}{1 + h_{oe} R_L} \right)$$

A. Resistencia de entrada

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \Rightarrow R_i = h_{ie} - \frac{R_L h_{fe} h_{re}}{1 + h_{oe} R_L}$$

Si $R_L=5k$, $R_g=500$ ohmios, el transistor es el 2N929 polarizado en $I_c=4mA$ y $V_{CE}=12V$ con parámetros: $h_{ie}=2,2k$; $h_{re}=2 \times 10^{-4}$; $h_{fe}=290$; $h_{oe}=30 \mu mhos$

$$R_i = 2,2 - (5 \times 290 \times 2 \times 10^{-4}) / (1 + (30 \times 10^{-6}) (5000)) = 1.95K\Omega$$

B. Ganancia de corriente

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \Rightarrow i_o = -\frac{v_o}{R_L} \Rightarrow A_i = -\frac{v_o}{i_i R_L} \Rightarrow A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_L}$$

$$A_i = \frac{290}{1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000} = 252$$

C. Ganancia de voltaje

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{i_o R_L}{Z_i i_i} = -\frac{i_o}{i_i} \cdot \frac{R_L}{Z_i} = \frac{-h_{fe}}{1 + h_{oe} R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{ie} - \frac{R_L \cdot h_{fe} \cdot h_{re}}{1 + h_{oe} R_L}}$$

$$A_v = \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie}(1 + h_{oe} R_L) - h_{fe} h_{re} R_L}$$

$$A_v = \frac{-290 \times 5000}{2200(1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000) - 290 \times 2 \times 10^{-4} \times 5000} = -647$$

El menos significa que la señal de salida está desfasada 180° respecto de la señal de entrada.

D. Resistencia de salida

Para calcular la resistencia de salida se cortocircuita la entrada ($v_g=0$) y se aplica un voltaje v_o a los terminales de salida.

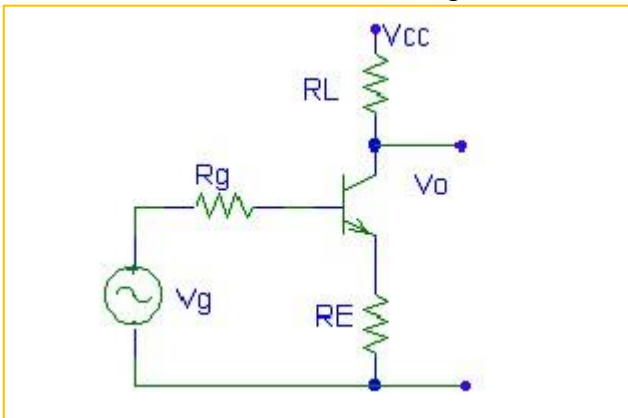
$$i_o = h_{fe} i_i + v_o \cdot h_{oe} \quad v_o \cdot h_{re} = -i_i (h_{ie} + R_g)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \quad R_o = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie} + R_g}}$$

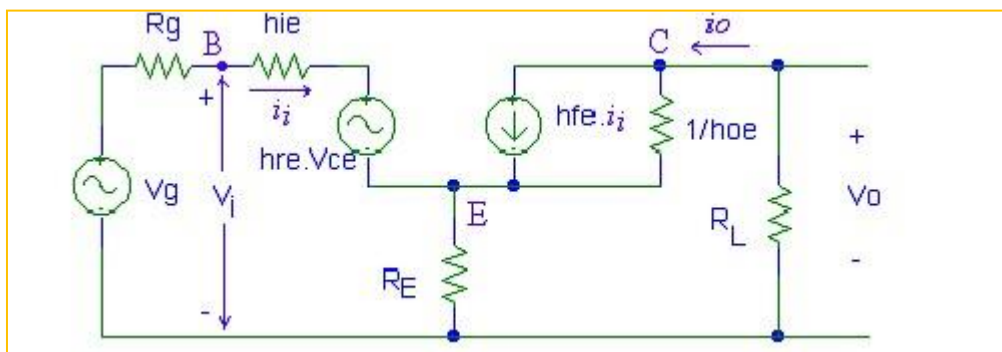
$$R_o = \frac{1}{30 \times 10^{-6} - \frac{290 \times 2 \times 10^{-4}}{2200 + 500}} = 118 \text{ K}\Omega$$

Ejemplo:

Determinar R_i , R_o , A_i , A_v del siguiente circuito.



Transistor 2N929 operando en $I_C=4\text{mA}$, $V_{CE}=12\text{V}$, $h_{ie}=2200\Omega$; $h_{re}=2 \times 10^{-4}$; $h_{fe}=290$; $h_{oe}=30 \times 10^{-6} \text{ mhos}$; $R_L=5000\Omega$; $R_E=100\Omega$; $R_g=500\Omega$.



(a) Resistencia de entrada:

$$v_i = h_{ie}i_i + h_{re}v_{ce} + R_E(i_i + i_o); \quad v_{ce} = \frac{i_o - h_{fe}i_i}{h_{oe}}$$

$$v_i = i_i(h_{ie} + R_E) + h_{re} \cdot \frac{i_o - h_{fe}i_i}{h_{oe}} + R_E i_o$$

$$v_i = i_i \left(h_{ie} + R_E - \frac{h_{re}h_{fe}}{h_{oe}} \right) + i_o \left(R_E + \frac{h_{re}}{h_{oe}} \right)$$

Transformando la fuente de corriente en fuente de voltaje:

$$\frac{hfe i_i}{hoe} = i_o \left(R_L + \frac{1}{hoe} \right) + (i_i + i_o) R_E = i_o \left(R_L + \frac{1}{hoe} + R_E \right) + i_i R_E$$

$$i_o = \frac{\left(\frac{hfe}{hoe} - R_E \right) i_i}{\left(R_L + \frac{1}{hoe} + R_E \right)} \quad ; \quad (1)$$

$$R_i = \left(hie + R_E - \frac{hre \cdot hfe}{hoe} \right) + \left(R_E + \frac{hre}{hoe} \right) \cdot \frac{\left(\frac{hfe}{hoe} - R_E \right)}{\left(R_L + \frac{1}{hoe} + R_E \right)}$$

$$R_i = \left(hie + R_E - \frac{hre \cdot hfe}{hoe} \right) + \left(R_E + \frac{hre}{hoe} \right) \cdot \frac{(hfe - R_E \cdot hoe)}{(1 + hoe \cdot (R_E + R_L))}$$

$$R_E \gg \frac{hre}{hoe}, \quad hfe \gg R_E \cdot hoe, \quad hoe \cdot (R_E + R_L) \ll 1$$

$$R_i = \left(hie - \frac{hre \cdot hfe}{hoe} \right) + (hfe + 1) R_E$$

$$R_i \approx r_b + (hfe + 1) R_E$$

$$r_b = hie - \frac{hre \cdot hfe}{hoe} = 2200 - \frac{2 \times 10^{-4} \times 290}{30 \times 10^{-6}} \approx 267 \Omega$$

$$R_i = 267 + (290 + 1) 100 = 29,4 K\Omega$$

(b) Ganancia de corriente:

de (1) tenemos: $A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{hfe - R_E \cdot hoe}{1 + hoe \cdot (R_L + R_E)} \quad R_E \cdot hoe \ll hfe$

$$A_i = \frac{hfe}{1 + hoe \cdot (R_L + R_E)}$$

$$A_i = \frac{290}{1 + 30 \times 10^{-6} (5000 + 100)} = 251,5$$

(c) Ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{i_o R_L}{i_i R_i} = -\frac{A_i R_L}{R_i}; \quad h_{oe}(R_L + R_E) \gg 1, \quad (h_{fe} + 1)R_E \gg r_b$$

$$A_v = -\frac{h_{fe} R_L}{r_b + (h_{fe} + 1)R_E} \approx -\frac{h_{fe} R_L}{(h_{fe} + 1)R_E}$$

$$A_v \approx -\frac{R_L}{R_E}$$

$$A_v = -\frac{251,5 \times 5K}{29,4K} = -42,8$$

$$A_v \approx -\frac{5000}{100} = -50$$

(d) Resistencia de salida:

Haciendo $V_g=0$ y reemplazando R_L por una fuente de voltaje V_o aplicada a los terminales de salida.

$$0 = (R_E + h_{ie} + R_E)i_i + h_{re}v_{ce} + R_E i_o$$

$$v_{ce} = v_o - R_E(i_i + i_o)$$

Reemplazando,

$$0 = (R_E + h_{ie} + R_E - h_{re}R_E)i_i + i_o(R_E - h_{re}R_E) + h_{re}v_o$$

despreciando $h_{re}R_E$

$$0 = (R_E + h_{ie} + R_E)i_i + R_E i_o + h_{re}v_o \quad (2)$$

Tambi3n se tiene que:

$$v_{ce} = v_o - R_E(i_i + i_o) = \frac{i_o - h_{fe}i_i}{h_{oe}} \Rightarrow \text{reduciendo}$$

$$i_i(h_{fe} - R_E h_{oe}) = i_o(1 + R_E h_{oe}) - v_o h_{oe} \quad \text{despreciando } R_E h_{oe}, \text{ se tiene}$$

$$i_i = \frac{i_o - v_o h_{oe}}{h_{fe}}$$

reemplazando en (2)

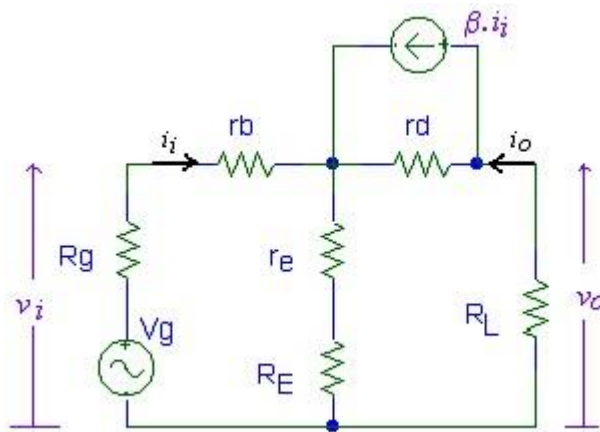
$$0 = (R_g + h_{ie} + R_E) \cdot \frac{i_o - v_o \cdot h_{oe}}{h_{fe}} + R_E i_o + h_{re} v_o$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{R_g + h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E}{(R_g + h_{ie} + R_E) h_{oe} - h_{re} h_{fe}}$$

$$R_o = \frac{500 + 2200 + (291)100}{(500 + 2200 + 100)30 \times 10^{-6} - 2 \times 10^{-4} \times 290} = 1,2 \text{M}\Omega$$

Ejercicio:

Determinar R_i , R_o , A_v , A_i del circuito del ejemplo anterior en función de los parámetros del circuito equivalente T.



1.2 CONFIGURACIÓN BASE COMÚN

El circuito equivalente es análogo al de emisor común con la diferencia de que el subíndice “b” (base común) debe emplearse en lugar del subíndice “e” (emisor común)

Ejemplo:

El transistor 2N929 opera en base-común con $V_{CE} = 12\text{V}$, $I_c = 4\text{mA}$, $R_g = 10\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$. Calcular R_i , R_o , A_v , A_i . Los parámetros son: $h_{ib} = 7.57\Omega$, $h_{rb} = 0,27 \times 10^{-4}$, $h_{fb} = -0,996$; $h_{ob} = 0,103 \mu\text{mhos}$.

(a) Resistencia de entrada:

$$R_i = h_{ib} - \frac{h_{rb} h_{fb} R_L}{1 + h_{ob} R_L} = 7,57 - \frac{0,27 \times 10^{-4} \times (-0,996) \times 5000}{1 + 0,103 \times 10^{-6} \times 5000} = 7,7 \Omega$$

(b) Resistencia de salida:

$$R_o = \frac{1}{h_{ob} - \frac{h_{fb} h_{rb}}{h_{ib} + R_g}} = \frac{1}{0,103 \times 10^{-6} + \frac{0,996 \times 0,27 \times 10^{-4}}{7,57 + 10}} = 614 k\Omega$$

(c) Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob} R_L} = \frac{-0,996}{1 + 0,103 \times 10^{-6} \times 5000} = -0,996$$

(d) Ganancia de voltaje:

$$A_v = - \frac{h_{fb} R_L}{h_{ib}(1 + h_{ob} R_L) - h_{fb} h_{rb} R_L} = 646$$

1.3 CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN (SEGUIDOR EMISOR)

Las fórmulas para calcular la R_i , R_o , A_i y A_v son análogas a las anteriores pero los parámetros tienen subíndices "c".

Ejemplo:

Determinar R_i , R_o , A_i , A_v para la configuración colector-común si: $R_L=5K$, $R_g=500\Omega$; $h_{ic}=2200\Omega$; $h_{rc}=0,9999$; $h_{fc}=-291$; $h_{oc}=30 \mu\text{mhos}$

(a) Resistencia de entrada

$$R_i = h_{ic} - \frac{h_{fc} h_{rc} R_L}{1 + h_{oc} R_L} = 2200 + \frac{291 \times 0,9999 \times 5000}{1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000} = 1,3 M\Omega$$

(b) Resistencia de salida

$$R_o = \frac{1}{h_{oc} - \frac{h_{fc} h_{rc}}{h_{ic} + R_E}} = \frac{1}{30 \times 10^{-6} + \frac{291 \times 0,9999}{2200 + 500}} = 9,3 \Omega$$

(c) Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc} R_L} = - \frac{291}{1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000} = -253$$

(d) Ganancia de voltaje

$$A_v = \frac{-h_{fc} R_L}{h_{ic}(1 + h_{oc} R_L) - h_{rc} h_{fc} R_L}$$

$$A_v = \frac{291 \times 5000}{2200(1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000) + 0,9999 \times 291 \times 5000} = 0,998$$

CUADRO COMPARATIVO

	Emisor Común	Base Común	Colector común
R _i	1,95k	7,7Ω	1,3MΩ
R _o	118k	614k	9,3Ω
A _i	252	-0,996	-253
A _v	-647	646	0,998
A _p	163044	643,4	252,5

1.4 DESEMPEÑO EN ALTA FRECUENCIA

En el rango de alta frecuencia los parámetros del transistor varían, especialmente la ganancia de corriente a o b. La variación de a (*h_{fb}*) es igual a:

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad \circ \quad \beta = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

α_o, β_o : Son los parámetros en baja frecuencia.

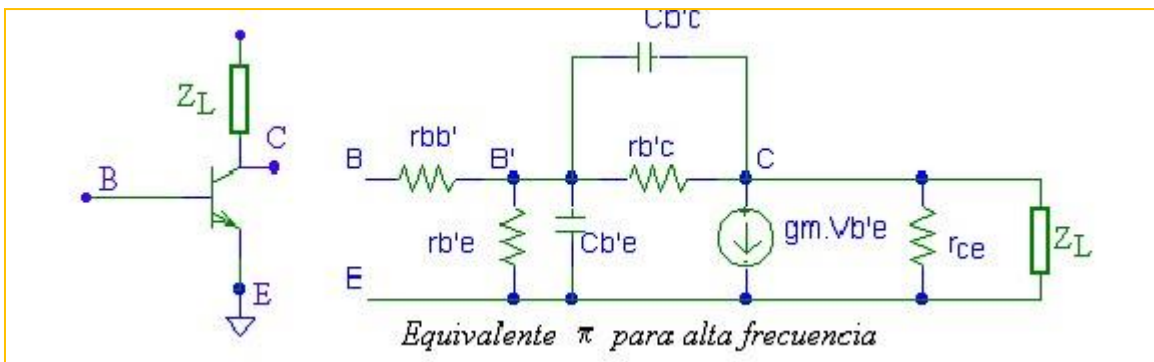
f_α, f_β : Son las "frecuencias de corte" donde la ganancia de corriente disminuye al

0.707 (en -3dB) del valor en baja frecuencia.

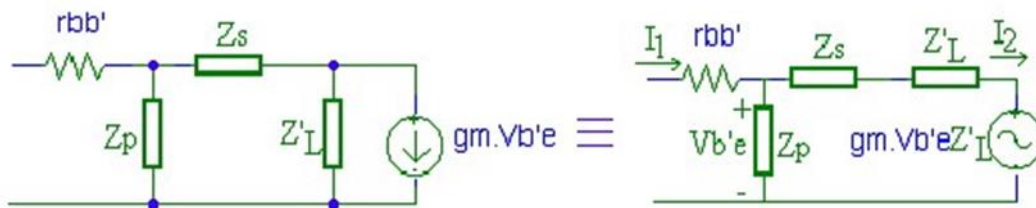
Las frecuencias de corte dan una indicación de la capacidad del transistor en alta frecuencia. Los fabricantes dan como frecuencia de corte: $f_T \approx f_\alpha \approx \beta_0 f_\beta$

Para analizar un circuito transistorizado en alta frecuencia se recomienda usar el circuito equivalente π debido a que sus parámetros son relativamente constantes en un rango muy amplio de frecuencia.

Al equivalente π se le agregan las capacidades parásitas ($C_{b'c}, C_{b'e}$) que hace que el transistor no se comporte muy bien en alta frecuencia.



El circuito equivalente anterior se puede reemplazar por el siguiente circuito.



$$v_{b'e} = Z_p (I_1 - I_2) \quad (1)$$

$$gm \cdot v_{b'e} Z_L' = -Z_p I_1 + (Z_p + Z_s + Z_L) I_2 = gm Z_p (I_1 + I_2) Z_L'$$

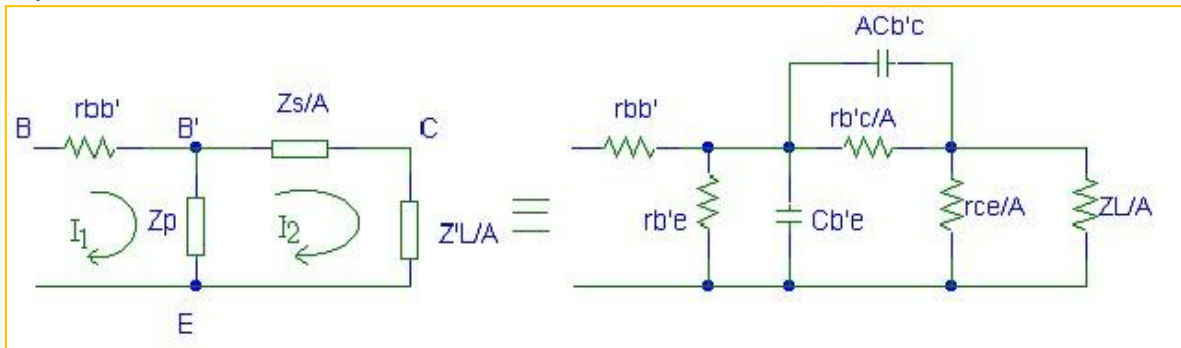
$$0 = I_1 (gm Z_p Z_L' + Z_p) - I_2 (Z_p + Z_s + Z_L' + gm Z_p Z_L')$$

$$I_1 Z_p (1 + gm Z_L') - I_2 [Z_p (1 + gm Z_L') + Z_s + Z_L'] = 0$$

$$I_1 \cdot Z_p - I_2 \left(Z_p + \frac{Z_s + Z_L'}{1 + gm \cdot Z_L'} \right) = 0 \quad \text{si} \quad 1 + gm \cdot Z_L' = A$$

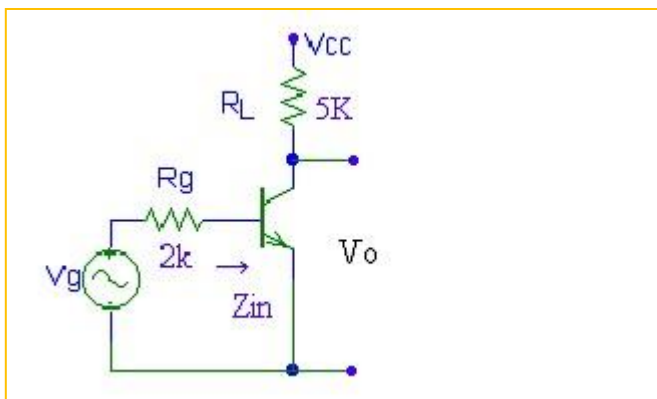
$$I_1 \cdot Z_p - I_2 \left(Z_p + \frac{Z_s}{A} + \frac{Z_L'}{A} \right) = 0 \quad (2)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (1) y (2) se puede encontrar este otro circuito equivalente:



Ejemplo

Para el circuito amplificador de la figura, calcular la frecuencia donde la ganancia de voltaje cae a 0,707 de su valor en baja frecuencia.



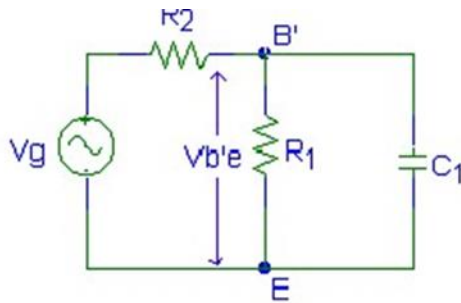
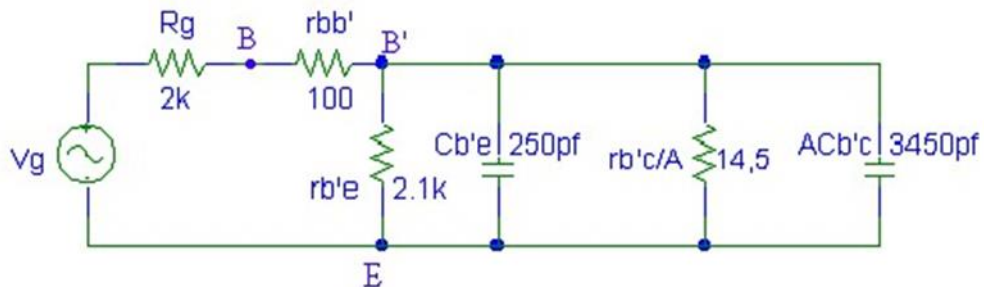
$r_{bb} = 100\Omega$, $g_m = 0.138 \text{ mhos}$, $r_{b'c} = 10\text{M}\Omega$, $r_{b'e} = 2.1\text{K}\Omega$, $r_{ce} = 435\text{K}\Omega$

$C_{b'c} = 5\text{pF}$, $C_{b'e} = 250\text{ pF}$

$$A = 1 + g_m Z_L' \quad Z_L' = \frac{R_L + r_{ce}}{R_L + r_{ce}} = \frac{5k + 435k}{5k + 435k} \approx 5k$$

$$A = 690$$

$$\frac{r_{b'c}}{A} = 14,5K \quad AC_{b'c} = 3450\mu\text{f} \quad \frac{r_{ce}}{A} = 630\Omega, \quad \frac{R_L}{A} = 7,2\Omega$$



$$C_1 = C_{b'e} + AC_{b'c} = 3675\text{pf}$$

El hecho de que se refleje $cb'c$ a la entrada en forma amplificada se conoce con el nombre de **EFFECTO MILLER**.

$$R_1 = \frac{r_{b'e} \cdot \frac{r_{b'c}}{A}}{r_{b'e} + \frac{r_{b'c}}{A}} = 1836\Omega$$

$$R_2 = 2100\Omega$$

Como la caída de voltaje a la salida en alta frecuencia es debida a la presencia de las capacidades parásitas, con bastante aproximación se puede comparar con la caída de voltaje en $V_{b'e}$.

(a) Encuentre la frecuencia de corte:

$$v_{b'e} = \frac{\frac{R_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right)}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}}{\frac{R_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right)}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{1}{j\omega C_1}} v_{\varepsilon} = \frac{R_1}{R_2(1 + j\omega C_1 R_1) + R_1} v_{\varepsilon}$$

$$v_{b'e} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2) + j\omega C_1 R_1 R_2} v_{\varepsilon}$$

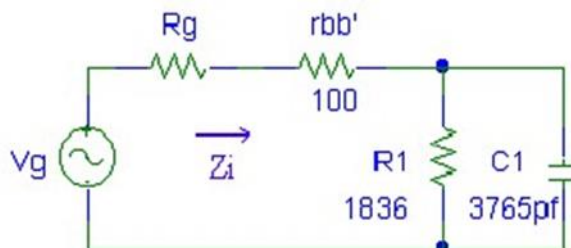
$$\frac{v_{b'e}}{v_{\varepsilon}} = \frac{\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}}{1 + j\omega C_1 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)}$$

Para que $v_{b'e}$ caiga al 0.707 es necesario que:

$$\omega C_1 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = 1; \quad \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{1836 \times 2100}{1836 + 2100} = 980 \Omega$$

$$\omega_2 = 277662 \quad \omega_2 = 2\pi f_2; \quad f_2 = 44 \text{ Kc}$$

(b) Encuentre la impedancia de entrada:



$$X_{C_1} = -j \frac{1}{\omega C} = -j980$$

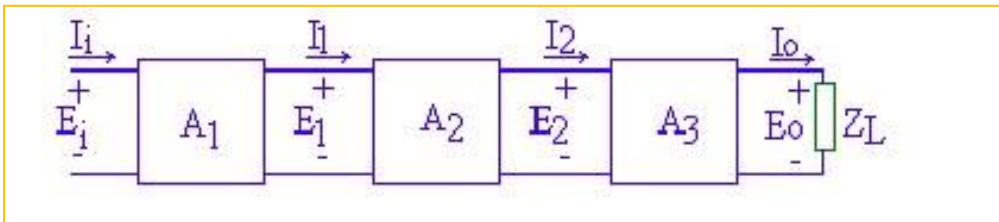
$$Z_i = rbb' + \frac{R_1 X_{C_1}}{R_1 + X_{C_1}}$$

$$Z_i = 100 + \frac{(1836)(-j980)}{1836 - j980}$$

$$Z_i = 507 - j762,7$$

CAPÍTULO 2. AMPLIFICADORES MULTI-ETAPAS

En muchos casos, no es suficiente un solo circuito amplificador para un requerimiento de tensión, corriente y potencia pedido, y por lo tanto, se hace necesario colocar varios amplificadores en cascada. Esto es, que la salida de un amplificador sirve para excitar al siguiente.



$$A_1v = \frac{E_1}{E_i}; \quad A_2v = \frac{E_2}{E_1}; \quad A_3v = \frac{E_o}{E_2}$$

De estas ecuaciones se obtiene:

$$Av = \frac{E_o}{E_i} = A_1v \cdot A_2v \cdot A_3v$$

$$A_1i = \frac{I_1}{I_i}; \quad A_2i = \frac{I_2}{I_1}; \quad A_3i = \frac{I_o}{I_2};$$

Que simplificando se llega a:

$$Ai = \frac{I_o}{I_i} = A_1i \cdot A_2i \cdot A_3i$$

$$Ap = Av \cdot Ai = A_1p \cdot A_2p \cdot A_3p$$

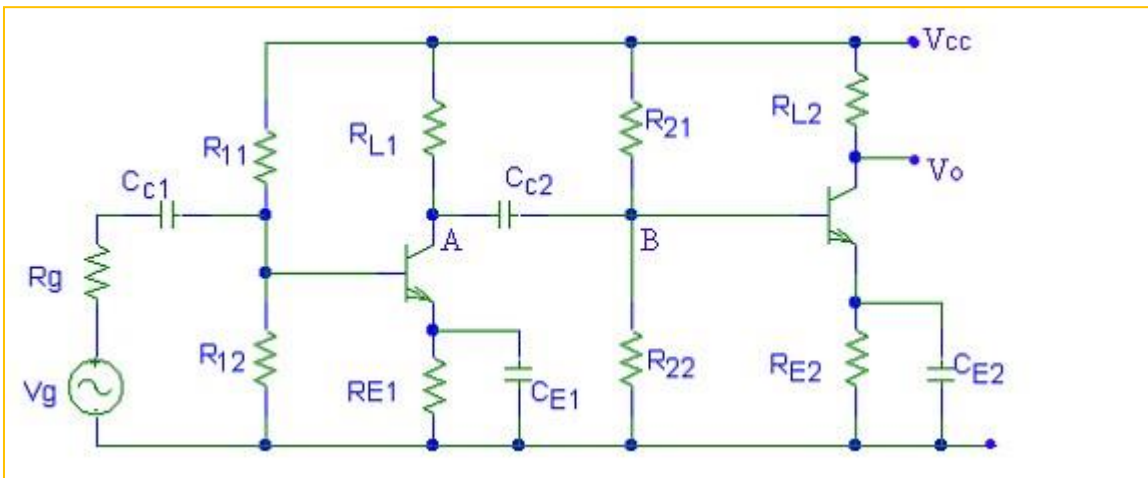
En conclusión tenemos que las amplificaciones totales de tensión, corriente y potencia son los productos de las ganancias de tensión, corriente y potencia de los pasos individuales.

Redes de acoplamiento:

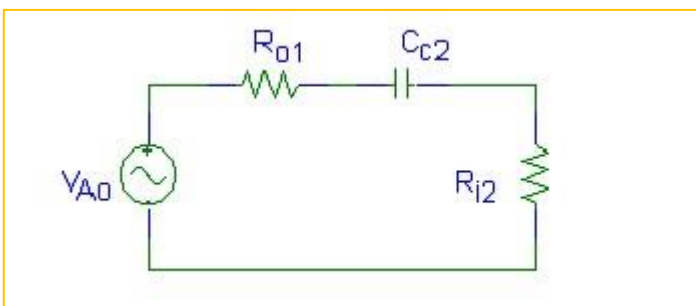
Debido a que los niveles de polarización de salida de paso de amplificación son muy diferentes a los niveles de entrada, se usan entre las etapas de amplificación redes de acoplamiento.

2.1 ACOPLAMIENTO POR RESISTENCIA-CAPACIDAD

La tensión de polarización a la salida de una etapa se puede aislar de la entrada al paso siguiente colocando un condensador en serie con la salida, tal como se muestra en la figura. Los condensadores de acoplamiento C_c actúan como circuitos abiertos para las tensiones continuas de polarización y previenen la acción recíproca de la tensión de polarización de salida de un paso con la entrada del paso siguiente. Los condensadores de acoplamiento (C_c) y de desviación (C_E) introducen límites para frecuencias bajas. Las capacidades parásitas limitan la respuesta en frecuencias altas.



Suponiendo que C_{c1} , C_{E1} , C_{E2} son cortos circuitos a las bajas frecuencias, se tiene:



R_{o1} = Resistencia de salida de la primera etapa.

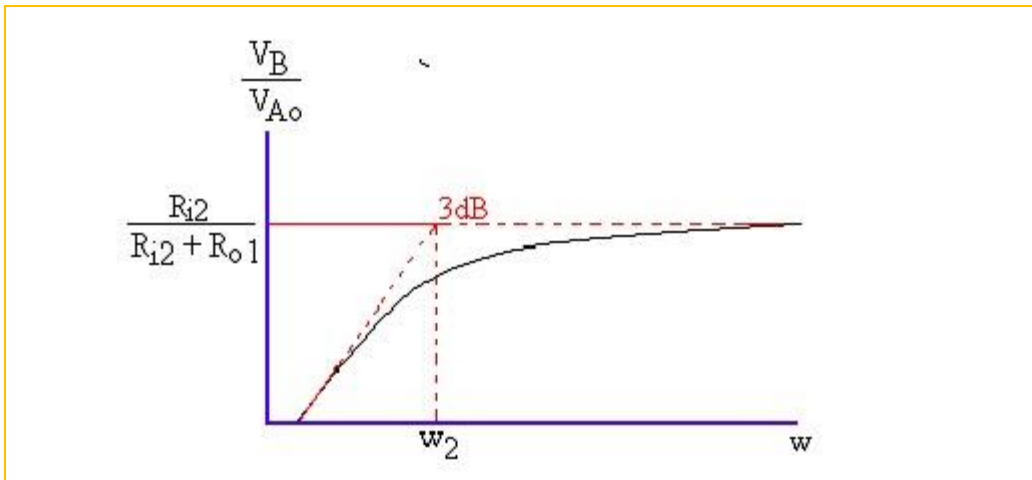
R_{i2} = Resistencia de entrada de la segunda etapa.

$$\frac{V_B}{V_{AO}} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{j\omega C_2 R_{i2}}{1 + j\omega C_2 (R_{i2} + R_{o1})}$$

$$w_1 = \frac{1}{(R_{i2} + R_{o1}) C_2} \Rightarrow \frac{V_B}{V_{AO}} = \frac{j \frac{\omega}{w_1} \left(\frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} \right)}{1 + j \frac{\omega}{w_1}}$$

El punto donde la ganancia cae en 3 dB corresponde a $\omega = \omega_1$

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_{i2} + R_{o1}) C_2} \quad \text{Corte en bajas frecuencias.}$$



Ejemplo:

Los parámetros del circuito son:

$$R_B = 1\text{M}\Omega; \quad R_g = 1\text{k}\Omega; \quad C_{E1} = C_{E2} = C_1 = \infty; \quad R_{L1} = R_{L2} = 5\text{k}\Omega$$

$$h_{ie} = 2,2\text{k}\Omega; \quad h_{fe} = 290; \quad h_{re} = 2 \times 10^{-4}; \quad h_{oe} = 30 \mu\text{mhos}; \quad R_{E2} = 1\text{k}\Omega$$

(a) ¿Cuál es el valor de C_2 si la ganancia debe caer 3dB en $\omega = 500$ rd/seg?

$$R_{i2} = h_{ie} - \frac{h_{fe} h_{re} R_L}{1 + h_{oe} R_L} = 2000 - \frac{290 \times 2 \times 10^{-4} \times 5000}{1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000} = 1950 \Omega$$

$$R'_{o1} = \frac{1}{\frac{hoe}{hie + Rg} - \frac{hfe \cdot hfe}{30 \times 10^{-6}}} = \frac{1}{\frac{290 \times 2 \times 10^{-4}}{2200 + 1000}} = 84k\Omega$$

$$R_{o1} = \frac{R'_{o1} \cdot R_{L1}}{R'_{o1} + R_{L1}} = \frac{5k \cdot 84k}{5k + 84k} = 4,7k\Omega$$

$$w_2 = \frac{1}{(R_{i2} + R_{o1})C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{(1950 + 4700)500} = 0,3\mu f$$

(b) Repetir la parte (a), omitiendo el condensador de desviación C_{E2} .

$$R'_{i2} \approx \left(hie - \frac{hre \cdot hfe}{hoe} \right) + (hfe + 1)R_E$$

$$R'_{i2} = \left(2200 - \frac{2 \times 10^{-4} \times 290}{30 \times 10^{-6}} \right) + (290 + 1)1000 = 291k\Omega$$

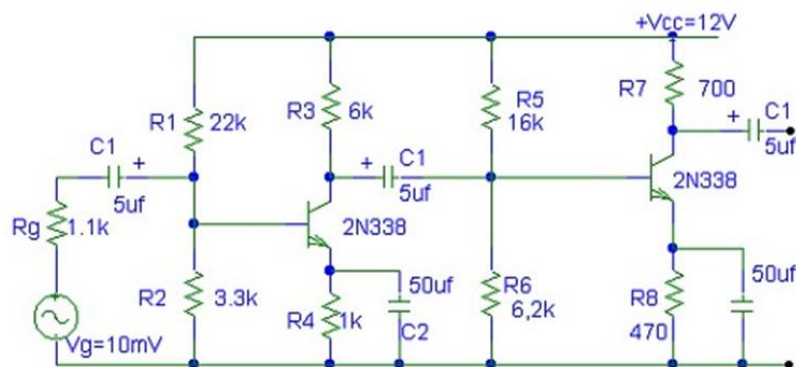
$$R_{i2} = \frac{R'_{i2} \cdot R_B}{R'_{i2} + R_B} = \frac{291k\Omega \cdot 1M\Omega}{291k\Omega + 1M\Omega} = 225k\Omega$$

$$R_{o1} = 4,7K\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{(225 + 4,7)k \times 500} = 0,0087\mu f$$

El valor del condensador se disminuye, pero la ganancia de la segunda etapa se reduce considerablemente.

Ejemplo:



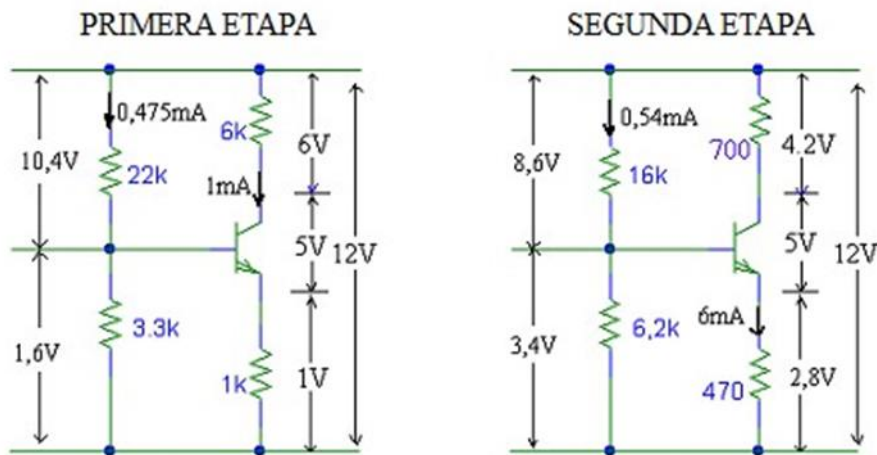
Si los puntos de operación son:

Primera etapa: $V_{CE}=5V$ $I_C=1mA$

Segunda etapa: $V_{CE}=5V$ $I_C=6mA$

Determinar:

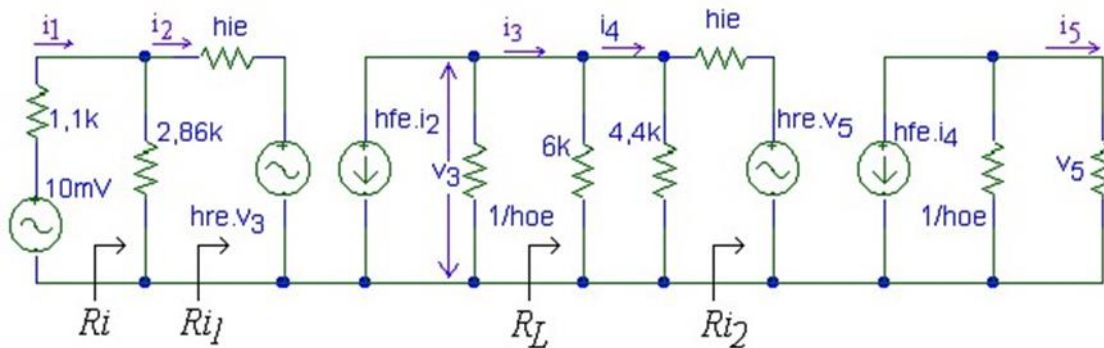
(a) Voltajes y corrientes de polarización de las etapas

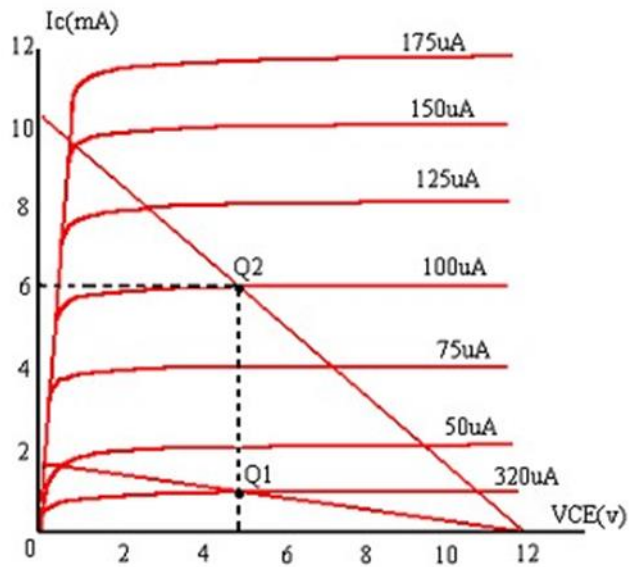


$$\frac{12V}{22K + 3,3K} = 0,475mA$$

$$\frac{12V}{16K + 6,2K} = 0,54mA$$

(b) Ganancia de corriente, voltaje y potencia de cada una de las etapas.





2ª etapa:

$$\frac{V_{CC}}{R_L + R_E} \approx 10,25 \text{ mA}$$

$$I_B = 100 \mu\text{A}$$

1ª etapa:

$$\frac{V_{CC}}{R_L + R_E} \approx 1,72 \text{ mA}$$

$$I_B = 20 \mu\text{A}$$

Del manual de transistores, se tiene:

Primera etapa

$I_C = 1 \text{ mA}$ y $V_{CE} = 5 \text{ V}$: $h_{ie} = 5000 \Omega$; $h_{re} = 700 \times 10^{-6}$; $h_{fe} = 99$; $h_{oe} = 20 \mu\text{mhos}$.

Para la segunda etapa ($I_C = 6 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$) se usan los parámetros de corrección que da el manual:

$h_{ie} = 1280 \Omega$, $h_{re} = 320 \times 10^{-6}$, $h_{fe} = 115$, $h_{oe} = 84 \mu\text{mhos}$.

Segunda etapa:

$$A_{i2} = \frac{I_5}{I_4} = \frac{hfe}{1 + hoe.R_7} = \frac{115}{1 + 84 \times 10^{-6} \times 700} \approx 108,6$$

$$Av_2 = \frac{v_5}{v_3} = \frac{A_{i2} \cdot R_7}{R_{i2}}$$

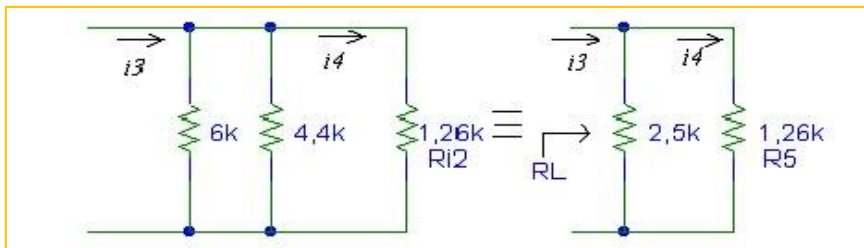
$$R_{i2} = hie - \frac{hfe \cdot hre \cdot R_7}{1 + hoe \cdot R_7} = 1280 - \frac{115 \times 320 \times 10^{-6} \times 700}{1 + 84 \times 10^{-6} \times 700} \approx 1256 \Omega$$

$$Av_2 = \frac{108,6 \times 700}{1256} = 60,5$$

$$Ap_2 = A_{i2} \cdot Av_2 = 6570$$

Etapla intermedia:

No toda la corriente de la salida de la primera etapa fluye hacia la entrada de la segunda etapa para formar (i_4); por lo tanto, se debe averiguar esta atenuación producida por la red interetapa.



$$\frac{i_4}{i_3} = \frac{2,5k}{2,5k + 1,26k} = 0,66$$

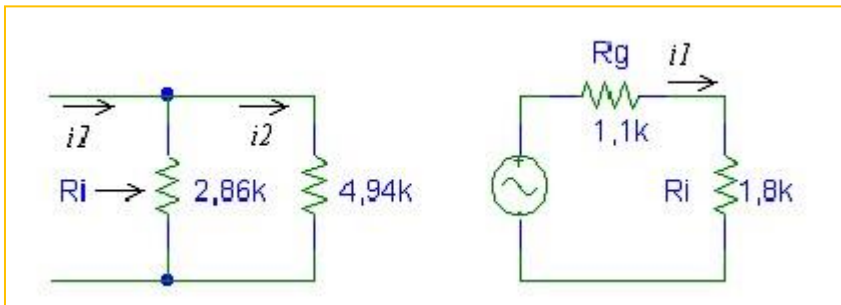
Primera etapa:

$$A_{i1} = \frac{I_3}{I_2} = \frac{hfe}{1 + hoe \cdot R_L}; \quad R_L = \frac{2,5k \cdot 1,26k}{2,5k + 1,26k} = 838 \Omega$$

$$R_{i1} = hie - \frac{hfe \cdot hre \cdot R_L}{1 + hoe \cdot R_L} = 5000 - \frac{99 \times 700 \times 10^{-6} \times 838}{1 + 20 \times 10^{-6} \times 838} = 4,94k \Omega$$

$$Av_i = \frac{hfe \cdot R_L}{R_{i1}} = \frac{99 \times 838}{4940} = 16,8$$

Preprimera etapa:



$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{2,86}{2,86 + 4,94} = 0,37$$

$$R_i = \frac{2,86 \times 4,94}{2,86 + 4,94} = 1,8k\Omega$$

(c) Ganancia total de potencia

$$A_{i_T} = \frac{I_5}{I_1} = 0,37 \times 97,4 \times 0,66 \times 108,6 = 2583$$

$$A_p = (A_{i_T})^2 \frac{R_7}{R_i} = (2583)^2 \frac{700}{1800} = 2.594.623$$

$$A_p = 2,59 \times 10^6$$

$$A_p = 64dB$$

(d) Salida de Potencia

P_o = potencia de salida; P_i = Potencia de entrada.

$$P_o = A_p \cdot P_i$$

$$P_i = (I_1)^2 R_i \quad I_1 = \frac{V_\varepsilon}{R_g + R_i} = \frac{10mV}{1,1k + 1,8k} = 3,45\mu A$$

$$P_i = (3,45\mu A)^2 \times 1,8K = 2,14 \times 10^{-8} W$$

$$P_o = 2,14 \times 10^{-8} \times 2,59 \times 10^6 = 55mW$$

(e) Ganancia de voltaje.

$$Av = \frac{v_o(\text{a través de } R_7)}{v_i(\text{a través de } R_1)} = Ai \cdot \frac{R_7}{R_i} = \frac{2583 \times 700}{1800} \approx 1000$$

2.2 ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR

Tiene como ventaja la óptima ganancia de potencia con un ajuste sencillo de impedancia. La desventaja principal es el rango limitado de frecuencia.

En un transformador ideal si R_s = resistencia del generador y R_L = resistencia de carga, entonces para máxima transferencia de potencia es necesario que la relación del número de espiras del transformador (n) sea igual a:

$$n = \sqrt{\frac{R_s}{R_L}}$$

La inductancia del primario:

$$L_1 = \frac{R_s}{2\omega_L}$$

Ejemplo:

Si $R_s = 10K$, $R_L = 100\Omega$, $\omega_L = 500$ rd /seg

$$n = \sqrt{\frac{10k}{100}} = 10 \quad L_1 = \frac{10k}{2 \times 500} = 10H$$

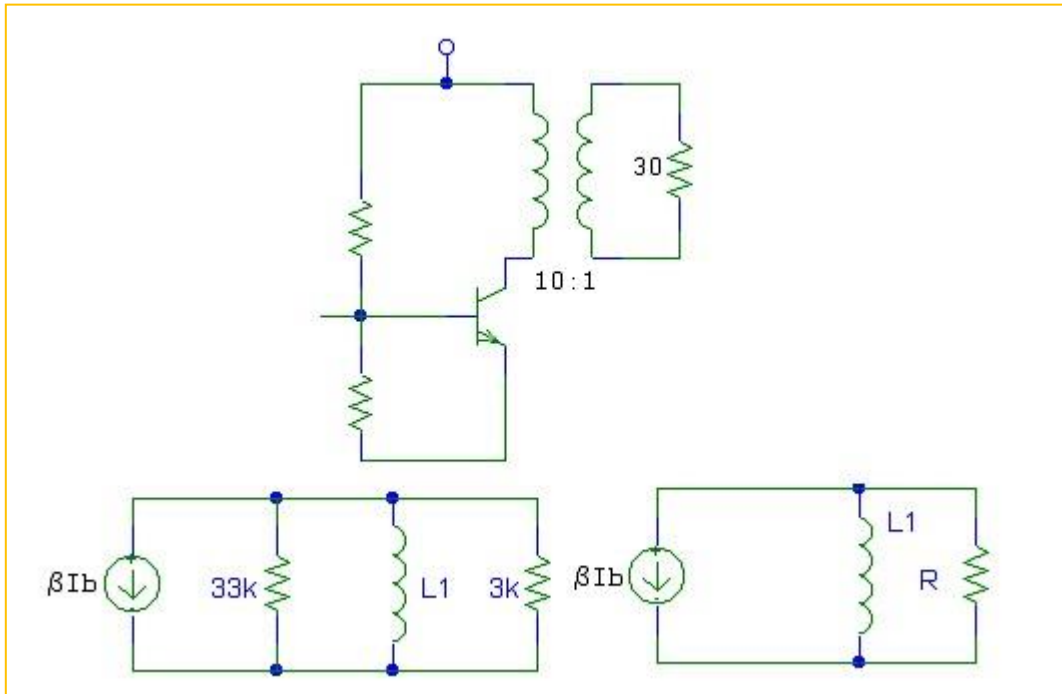
r_1 = resistencia del bobinado primario r_2
= resistencia del bobinado secundario.

Se puede considerar aproximadamente que:

$$r_1 = \frac{R_s}{10}; \quad r_2 = \frac{R_L}{10}$$

Ejemplo:

Para el circuito de la figura determinar L_1 para que la salida caiga 3 dB en $f=60\text{Hz}$.
 $1/h_{oe} = 33\text{k}$. El circuito equivalente visto desde el colector es el siguiente:



$$R_o \approx \frac{1}{h_{oe}} = 33\text{k}$$

$$R_s = n^2 R_L = 10^2 \times 30$$

$$R_s = 3\text{k}$$

$$R = 3\text{k} \parallel 33\text{k} = 2,75\text{k}$$

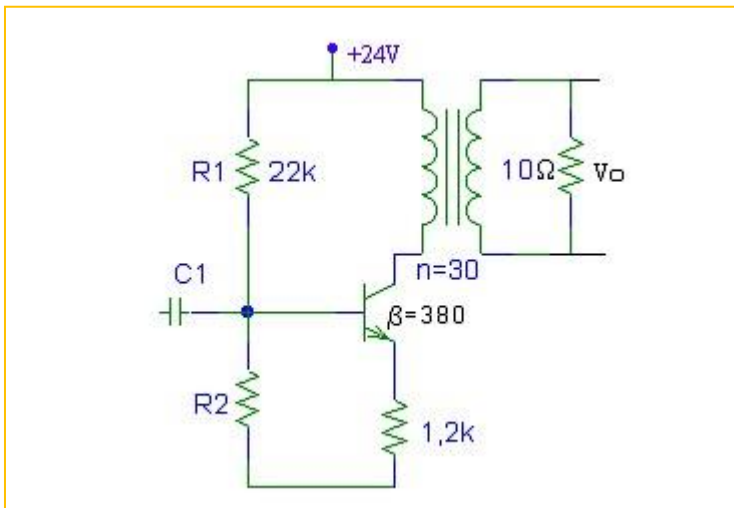
$$f = \frac{1}{2\pi \left(\frac{L_1}{R} \right)} = \frac{R}{2\pi L_1}$$

$$L_1 = \frac{R}{2\pi f} = \frac{2750}{2\pi \times 60} = 7,3\text{H}$$

Ejemplo:

En el circuito de la figura, determinar:

- La resistencia R_2
- El valor de C_1 para un quiebre en $\omega=10$ rad/seg
- El valor de L_1 para un quiebre en $\omega=200$ rad/seg
- La ganancia de voltaje en $\omega=200$



(a) Valor de R_2

$$I_c = 10\text{mA}, V_E = 12\text{V}$$

$$V_B = 12 + 0.6 = 12.6\text{ V}$$

$$R_{in} = (\beta + 1) R_E$$

$$R_{in} = 381 \times 1.2\text{K} = 458\text{K}$$

Como la R_{in} es muy grande, se puede suponer que $I_B \approx 0$, entonces,

$$V_B = \frac{V_{cc}R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow 12.6 = \frac{24R_2}{22 + R_2} \Rightarrow R_2 = 24\text{k}\Omega$$

(b) Valor de C_1

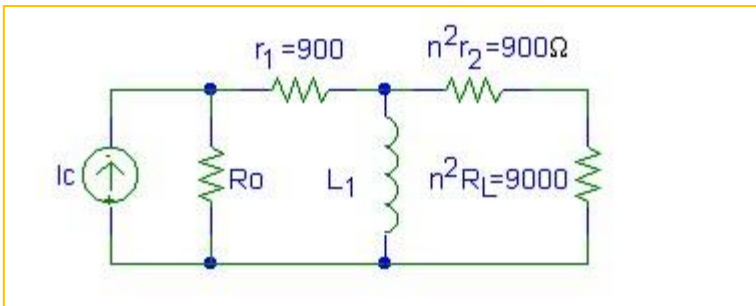
$$b) w = \frac{1}{RC_1} = 10 \quad RC_1 = 0,1 = (R_1 \parallel R_2)C_1$$

$$R_1 \parallel R_2 = 22k \parallel 24k = 11,5k \quad C_1 = 0,1/11,5k = 8,7\mu f$$

(c) Valor de R_1

Teniendo en cuenta las resistencias de los bobinados el circuito equivalente visto desde el colector e

s:



$$r_2 = \text{resistencia del secundario} = R_L/10 = 1\Omega$$

$$= \text{resistencia del primario} = R_s / 10 = 900\Omega$$

$$w = \frac{R}{L_1}$$

$$r \approx 9900\Omega \quad L_1 = 9900/200 = 50H$$

(d) La ganancia de voltaje en $w=200$

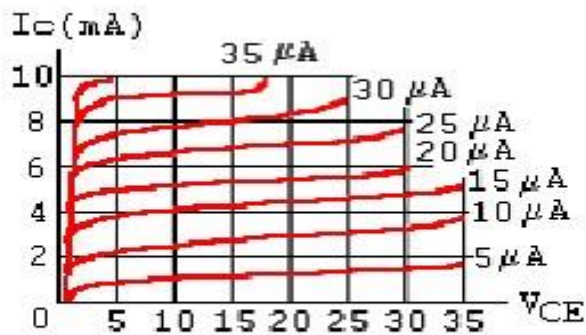
$$A_v = \frac{R_L}{R_E} = \frac{10800}{1200} = 9,0$$

Esta es la amplificación en el colector, en la carga se debe tener en cuenta la reducción de voltaje por el transformador (factor 1/30), la resistencia de los bobinados (factor 9000/10800) y la reducción de los 3 dB (factor 0.707):

$$A_v = 9,0 \times \frac{1}{30} \times \frac{9000}{10800} \times 0.707 = 0.176$$

Ejercicio:

En el circuito de la figura anterior $R_1 = R_2 = 10K$, $R_E = 1.5K$, $C_1 = 10\mu f$ y $n = 30$. La resistencia de carga $R_L = 10\Omega$, las otras características son iguales al ejemplo anterior. Calcular: (a) La respuesta de frecuencia del amplificador, (b) la ganancia de potencia a 1000HZ (c) la máxima salida de potencia.

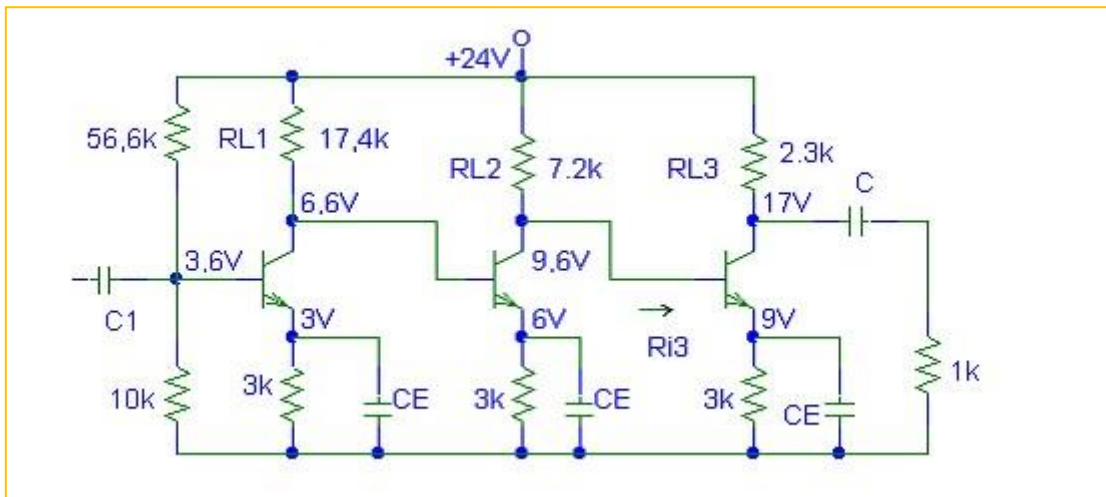


curvas características del transistor 2N930

2.3. ACOPLAMIENTO DIRECTO

Mejora la respuesta en baja frecuencia y además como los voltajes de salida sirven de polarización a la entrada de la otra etapa se evitan las redes de polarización.

Ejemplo:



Para el circuito, determinar a $f=1\text{kHz}$, lo siguiente:

(a) Resistencia de entrada

A la $f=1\text{KHz}$ todos los C_E son cortocircuitados.

$$R_i \approx r_b + r_e \times \frac{\beta}{1 + \frac{R_L}{r_c} \beta}$$

$$r_b = 1500\Omega$$

$$r_c = 5,57 \times 10^6\Omega$$

$$r_e = 17\Omega$$

$$R_{i3} = 5280\Omega$$

$$R_{i2} = 6310\Omega$$

$$R_{L2}^* = R_{L2} \parallel R_{i3} = 3040\Omega$$

$$R_{L1}^* = 4640\Omega$$

$$R_{in} = R_{i1} = 8800\Omega$$

(b) Ganancia de voltaje

$$I_{b2} = I_{b1} A_{i1} \times \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{i2}}, \quad I_{b1} = \frac{V_i}{R_{i1}}, \quad A_{i1} = \frac{\beta_1}{1 + \frac{R_{L1}^*}{r_{c1}} (1 + \beta_1)},$$

$$I_{b2} = \frac{V_i \beta_1}{R_{i1} \left[1 + \frac{R_{L1}^*}{r_{c1}} (1 + \beta_1) \right]} \times \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{i2}}; \text{ análogamente}$$

$$I_{b3} = \frac{I_{b2} \cdot \beta_2}{\left[1 + \frac{R_{L2}^*}{r_{c2}} (1 + \beta_2) \right]} \times \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{i3}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_{b3} \cdot \beta_3 \cdot R_{L3}}{V_i \left[1 + \frac{R_{L3}}{r_{c3}} (1 + \beta_3) \right]}$$

$$\frac{I_{b2}}{V_i} = 17,8 \times 10^{-3}; \quad \frac{I_{b3}}{V_i} = 2,83; \quad \frac{V_o}{v_i} = 2,1 \times 10^6$$

(c) El valor de C_1 para que a $f=60\text{Hz}$ la amplificación caiga en 3dB.

$$w_L = \frac{1}{RC_1}; \quad C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_{in}} = \frac{1}{2\pi(60)(8800)} = 0,3\mu\text{f}$$

(d) la amplificación de voltaje si se adiciona una carga de 1000Ω

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_{b3}}{v_i} \times \frac{\beta_3 R_{L3}}{1 + \frac{R_{L3}^*}{r_{c3}}(1 + \beta_3)}; \quad R_{L3}^* = 2300 \parallel 1000\Omega = 700\Omega$$

$A_v = 687250$ (La amplificación se reduce).

Ejercicio:

Para el circuito de la figura, determinar los parámetros no especificados, la ganancia y la potencia de salida máxima, teniendo en cuenta que:

$Q_2 = 2N2907$

$$I_{c2} = 100\text{mA}, \quad r_{e2} = 0,26\Omega, \quad r_{b2} = 74\Omega$$

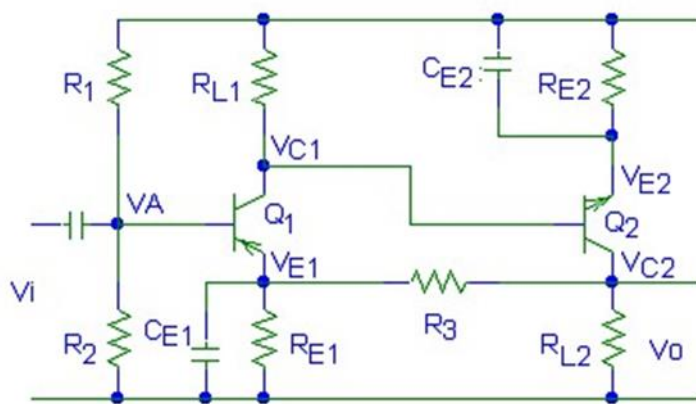
$$\beta_2 = 10 = h_{fe2} \quad h_{FE} = 110, \quad C_{E1} = C_{E2} = \infty$$

$$V_{CC} = 10\text{V}, \quad R_{L2} = 31\Omega$$

$Q_1 = 2N930$

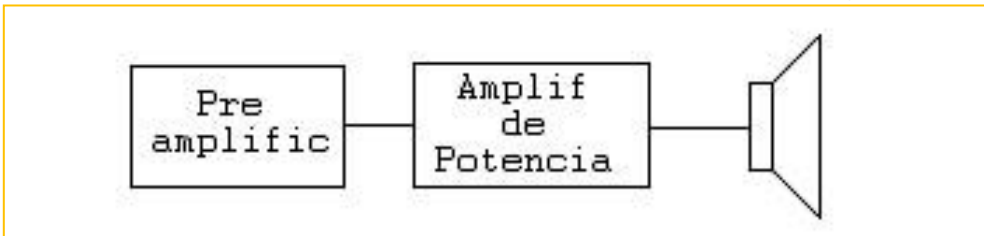
$$R_{e1} = 11\Omega \quad r_{c1} = 2 \times 10^6 \quad I_{C1} = 10\text{mA}$$

$$\beta_1 = h_{fe1} = 380, \quad h_{FE} = 380$$



CAPÍTULO 3. AMPLIFICADORES DE POTENCIA

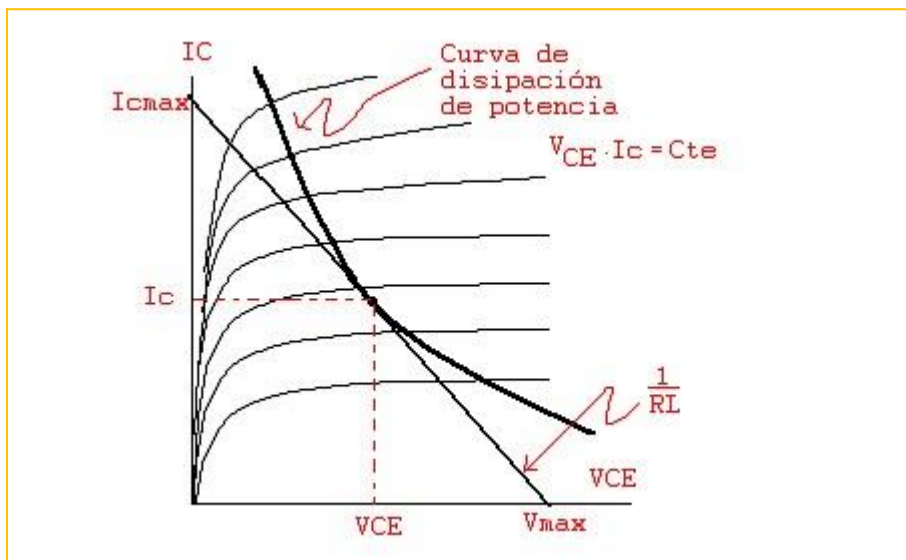
En un sistema de amplificación que entrega una cantidad considerable de potencia, las ganancias de voltaje y corriente son importantes en el sistema pre-amplificador. En la etapa de salida se necesita una buena ganancia en Potencia.



La potencia está limitada por la juntura del transistor y ésta depende de la resistencia térmica en la juntura.

$$P_c = \frac{T_{jmax} - T_a}{\phi_{ja}} ; \quad [\phi_{ja}] = \frac{^{\circ}C}{W}$$

P_c = Disipación máxima permisible de la juntura del colector
 T_j = Temperatura máxima permisible de la juntura.
 T_a = Temperatura del ambiente
 ϕ_{ja} = Resistencia térmica desde la juntura al ambiente.



$$P_C = V_{CE} I_C$$

$$I_C = \frac{P_C}{V_{CE}} = I_{Cmax} - \frac{V_{CE}}{R_L}$$

$$P_C = V_{CE} I_{Cmax} - \frac{V_{CE}^2}{R_L}$$

$$V_{CE} = \frac{I_{Cmax} \pm \sqrt{I_{Cmax}^2 - 4 \frac{P_C}{R_L}}}{2/R_L}$$

Como sólo existe un punto de intersección entre la recta de carga y la curva de disipación de potencia, entonces, el radical de la ecuación es cero, o sea:

$$I_{Cmax}^2 = \frac{4P_C}{R_L} ; P_C = \frac{1}{4} I_{Cmax}^2 R_L$$

$$P_L = \text{Potencia en la carga} = \left(\frac{I_{Cmax}}{2\sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{V_{max}}{2\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{8} V_{max} I_{Cmax}$$

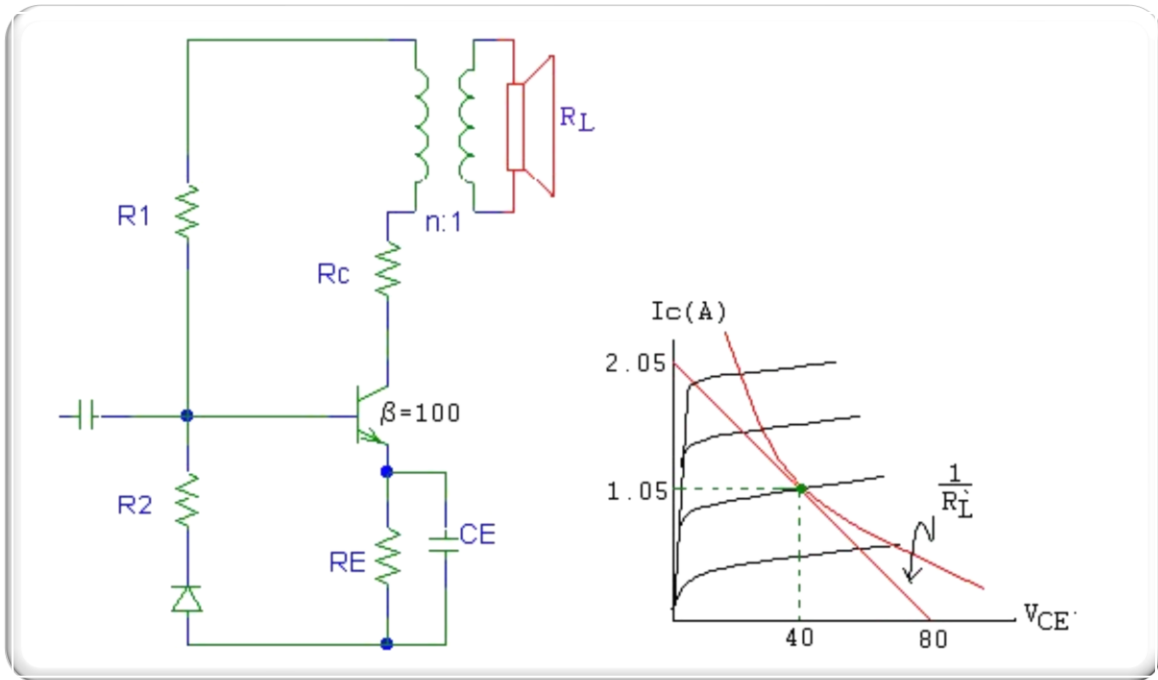
$$P_L = \frac{1}{8} I_{Cmax}^2 R_L \quad P_L = \frac{1}{2} P_C$$

Esta relación será verdadera sin importar el valor de R_L siempre que la recta de carga sea tangente a la hipérbola P_C .

$$P_T = \text{Potencia estática total} = V_{CC} \times I_{CQ}$$

Ejemplo:

Diseñar una etapa de salida que entregue 17W de potencia máxima a un parlante de 10Ω . La $T_a = 25^\circ\text{C}$ y $T_{jmax} = 80^\circ\text{C}$. La placa disipadora logra una resistencia térmica total de $f_{ja} = 1,3^\circ\text{C/w}$.



$$V_{CE} = 40V \quad I_C = 1,05A$$

$$\text{Carga reflejada } R_L' = \frac{40V}{1,05A} = 38\Omega$$

Resistencia del transformador $\approx 38 / 10 = 3.8\Omega = R_c$

Se supone $R_E = 4\Omega$, $S = \frac{\beta R_B}{R_B + \beta R_E}$; suponer $S=5$

$$5 = \frac{100R_B}{R_B + 400} \Rightarrow R_B = 16,8\Omega$$

$V_A = 1,05 R_E + V_{BE} = 1,05(4) + 0,5 = 4,7V$, sin embargo la caída del diodo cancela V_{BE} , entonces $V_{R2} = 4,2V$.

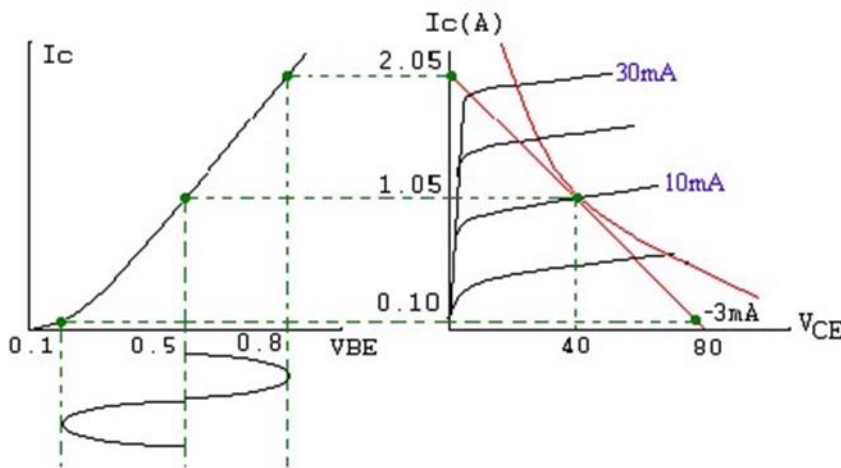
$V_{CC} = V_{CE} + (R_C + R_E) I_C = 40 + (3,8 + 4)1,05 = 48,2V$ con $V_{CC} = 48,2v$ y $R_B = 16,8\Omega$ se puede calcular el valor de R_1 y R_2 : $R_1 = 193\Omega$ $R_2 = 18,4\Omega$

$$P_C = \frac{T_{jmax} - T_a}{\phi_{ja}} = \frac{80 - 25}{1,3} = 42W$$

Resistencia de carga en el primario = $38\Omega - 3.8\Omega = 34.2\Omega$

$$\text{Razón de transformación} = n = \sqrt{\frac{34,2}{10}} = 1,85$$

$$\text{Potencia máxima en la carga} = \left(\frac{2,05}{2\sqrt{2}}\right)^2 \times 34,2 = 18w$$



$$V_{bepp} = 0.8 - 0.1 = 0,7V$$

$$I_{Bpp} = 29 - (-3) = 32mA$$

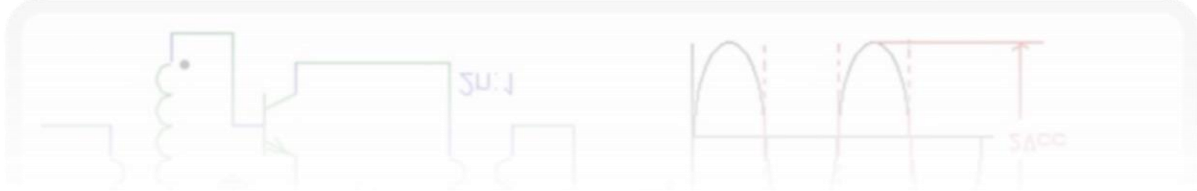
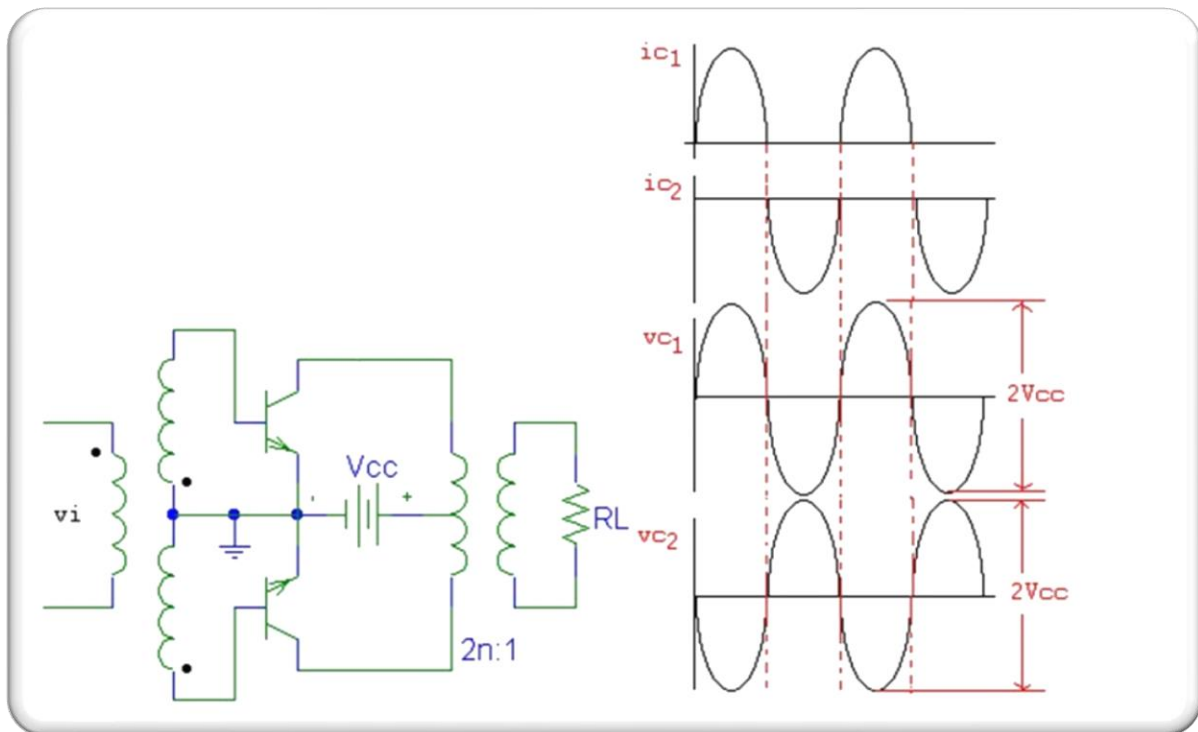
$$P_{in} = \text{potencia de entrada} = \frac{0,7}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{0,032}{2\sqrt{2}} = 2,8mW$$

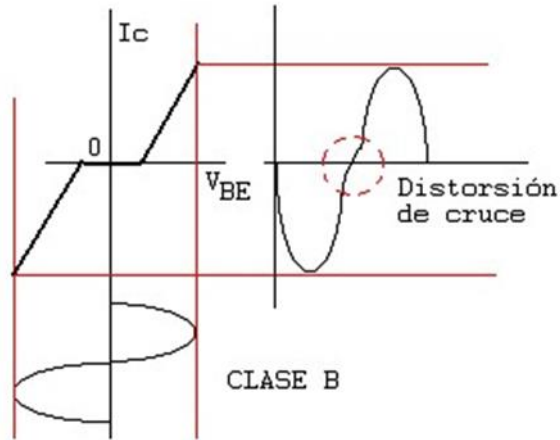
$$G_p = \text{Ganancia de potencia} = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{18000mW}{2,8mW} = 6400$$

3.1 AMPLIFICADOR PUSH-PULL (CONTRA FASE)

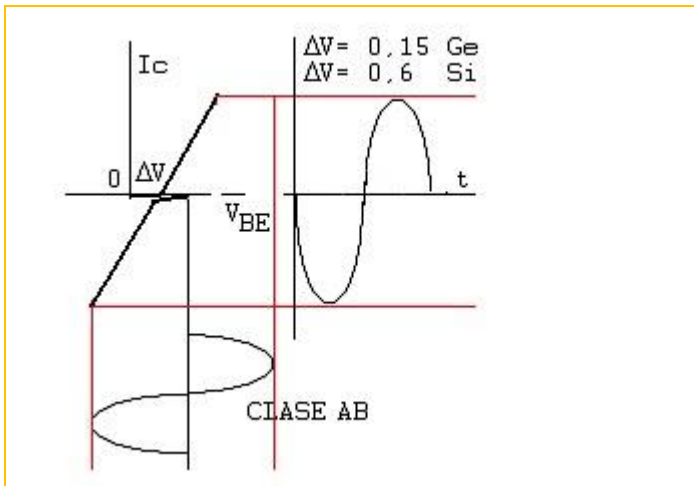
Estos amplificadores push pull se emplean para obtener las señales de salida libres de distorsión. El más generalizado es aquel donde los transistores se polarizan en clase B, o sea, la polarización se ajusta de manera que la corriente estática sea cero. En esta conexión cada transistor trabaja cada medio ciclo.

En la figura siguiente se tiene el montaje de este amplificador.



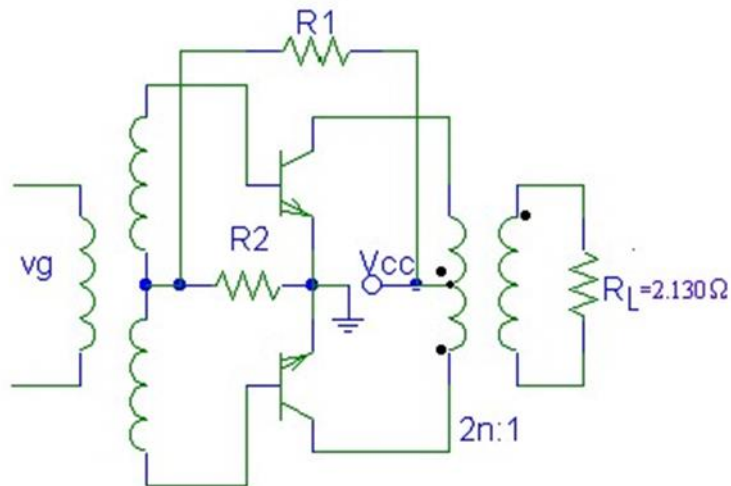


Observando la forma de la señal de salida I_c se nota la distorsión de cruce. Esta es debida a que la corriente característica de transferencia tiene adicionalmente un valor de V_{BE} para que la corriente de colector deje de ser cero. La alimentación de tal distorsión se realiza polarizando los transistores en clase AB, o sea, con una polarización un poco mayor a la de corte.



Ejemplo:

Para el circuito de la figura, determinar V_{CC} , P_o , n , η , R_L' , R_1 , R_2 . Emplee el voltaje máximo entre el colector y el emisor $BV_{max} = 45V$. La resistencia térmica $f_{ja} = 500^\circ C/W$ y $T_{jmax} = 175^\circ C$, $T_{amax} = 70^\circ C$.



$$P_c = \frac{T_{jmax} - T_{max}}{\phi_{ja}} = \frac{175 - 70}{500} = 0,21W$$

$$V_{cc} = \frac{BV_{max}}{2} = \frac{45}{2} = 22,5V$$

$$P_{max} = R'_L \cdot \left(\frac{I_{Cmax}}{\sqrt{2}} \right)^2 \Rightarrow I_{Cmax} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

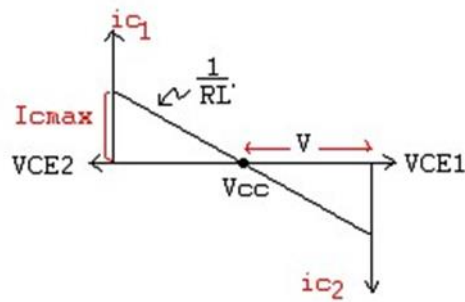
$$P_{omax} = \frac{V_{cc}^2}{2R'_L}; \text{ por transistor: } P_{omax} = \frac{V_{cc}^2}{4R'_L}$$

P_{cc} = potencia entregada por la fuente.

$$P_{cc} = V_{cc} I_{cc} \quad P_{ccmax} = V_{cc} \left(\frac{2I_{Cmax}}{\pi} \right) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

$$\eta = \text{eficiencia} = \frac{P_o}{P_{cc}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

$$2P_c = P_{cc} - P_o \Rightarrow 2P_c = \frac{2}{\pi} \times \frac{V_{cc} \times V}{RL'} - \frac{V^2}{2RL'}$$



$$P_c = \frac{V_{cc}^2}{2R_L'} \left(\frac{2}{\pi} \times \frac{V}{V_{cc}} - \frac{V^2}{2V_{cc}^2} \right)$$

$$P_c = P_{omax} \left(\frac{2}{\pi} \times \frac{V}{V_{cc}} - \frac{V^2}{2V_{cc}^2} \right)$$

$$\frac{dP_c}{dV} = 0 = \frac{2}{\pi \times V_{cc}} - \frac{2V}{2V_{cc}^2} = 0 \Rightarrow \frac{V}{V_{cc}} = \frac{2}{\pi}$$

$$P_{cmax} = P_{omax} \left(\frac{4}{\pi^2} - \frac{4}{2\pi^2} \right)$$

$$P_{cmax} = \frac{2}{\pi^2} P_{omax} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L'}$$

For transistor : $P_{cmax} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L'}$ $R_L' = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 P_{cmax}} = \frac{(22,5)^2}{\pi^2 (0,21)} = 244 \Omega$

$$P_{omax} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L'} = \frac{(22,5)^2}{2 \times 244} = 1,04 W$$

$$n = \sqrt{\frac{R_L'}{R_L}} = \sqrt{\frac{244}{2130}} = 0,34$$

$$R_1 = V_{cc} / 5mA = 22,5 / 5mA = 4,5 k\Omega$$

$$R_2 = V_{BE} / 5mA = 0,25 / 5mA = 50 \Omega$$

$$I_{cmax} = V_{cc} / R_L' = 92mA$$

Se ha supuesto que la corriente por R_1 y $R_2 \approx 10 I_B \times 2$ Transistores

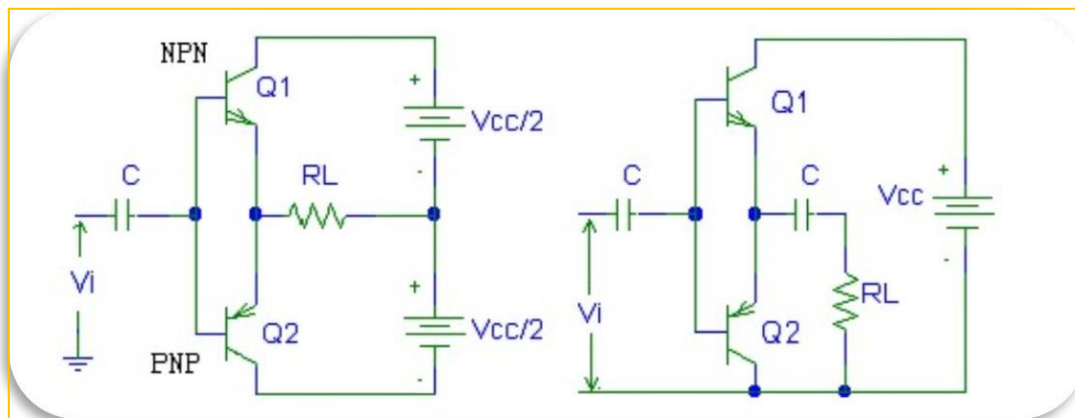
$$I_{B\text{cresta}} = 240 \text{ mA} \quad V_{BE\text{ cresta}} = 0,395\text{V},$$

De los parámetros medidos del transistor, $I_{B\text{cresta}} = 240\text{mA}$, $V_{B\text{cresta}} = 0,395\text{V}$, despreciando la distorsión $V_{BE} = 0,15\text{V}$

$$P_{in} = \frac{0,15}{\sqrt{2}} \times \frac{240}{\sqrt{2}} = 18\mu\text{W}; \quad G_p = \frac{P_{omax}}{P_{in}} = \frac{1,04\text{W}}{18\mu\text{W}} = 57,8 \times 10^3$$

3.2 AMPLIFICADORES DE SIMETRÍA COMPLEMENTARIA

La ventaja de este amplificador es que no utiliza transformador de salida. El funcionamiento es como sigue: Cuando la señal de entrada es positiva el transistor Q_1 conduce y entrega a la carga una corriente positiva y Q_2 permanece cortado. Cuando la señal de entrada es negativa Q_2 conduce y Q_1 queda cortado, entonces Q_2 entrega una corriente negativa en la carga. La forma de la onda de la señal se reconstruye en la carga. Este circuito no necesita señales de entrada en contrafase y se pueden usar condensadores de acoplamiento en la entrada.



El condensador C en ausencia de señal se carga a un voltaje $V_c = V_{cc}/2$

$$I_{omax} = V_{cc}/2R_L \quad I_{oDC} = I_{omax}/\pi$$

$$P_{CC} = \frac{V_{CC} \times I_{o\max}}{\pi}$$

$$P_{o\max} = \frac{I_{o\max}^2 \times R_L}{2} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

Por transistor:

$$P_{C\max} = \frac{P_{CC} - P_o}{2} = \frac{V_{CC} \times I_o}{2\pi} - \frac{I_o^2 \times R_L}{4} \quad (1)$$

La corriente I_o para la cual ocurre la máxima disipación de potencia en el transistor es: $I_o = V_{CC}/\pi R_L$.

Reemplazando en la ecuación (1), se tiene:

$$P_{C\max} = \frac{V_{CC}^2}{4\pi^2 R_L} \Big|_{\text{TRANSISTOR}}$$

Ejercicios:

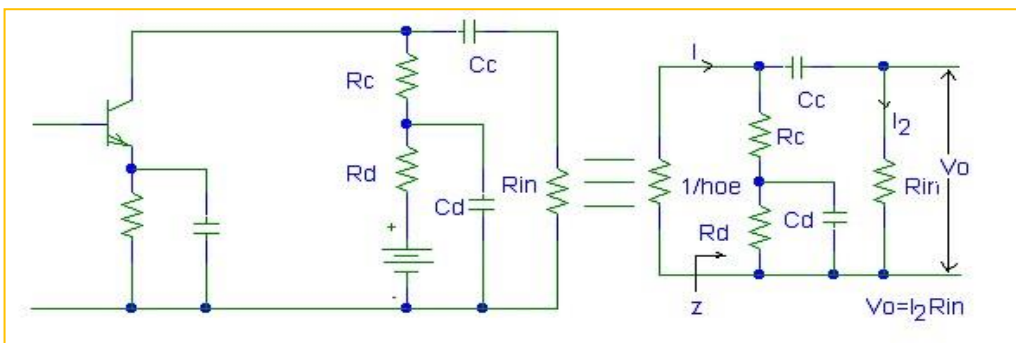
1. En un amplificador de potencia clase A, el voltaje máximo permisible del colector del colector es 40V y el límite para la corriente máxima de colector es 300 mA. La temperatura máxima de funcionamiento de la juntura es de 175°C cuando la temperatura ambiente es de 25°C y la resistencia térmica total es de 75°C/W. Determinar: (a) $P_{C\max}$, (b) R_L' (c) $P_{o\max}$.
2. En un amplificador push – pull los transistores tienen una tensión máxima permisible de 50V, el límite para la corriente de colector es de 250mA y $P_{C\max} = 2W$. El amplificador debe diseñarse para $P_{o\max}$. Determinar (a) V_{CC} y R_L' (b) $P_{o\max}$.
3. En un amplificador de simetría complementaria se emplean transistores para entregar 5W a un altavoz de 25Ω, determinar (a) V_{CC} (b) $P_{C\max}$

CAPÍTULO 4. AMPLIFICADORES DE VIDEO

El amplificador de acople RC tiene un ancho de banda aceptable. Sin embargo, el desarrollo de algunos campos de la electrónica tales como sistemas de radar, y televisión involucran la necesidad de amplificadores con ganancia relativamente constante hasta algunos megaciclos. Por ejemplo, en un receptor de señales de radar se requiere de un amplificador con un ancho de banda de 8 Mhz. Un receptor de TV requiere una ganancia constante hasta de 4,5Mhz. Estos amplificadores de banda ancha reciben el nombre de amplificadores de video debido a su aplicación en TV aunque puedan encontrarse en sistemas que tengan poca relación con la televisión. Su ancho de banda se extiende desde unos 30 Hz o menos hasta unos 8 Mhz.

4.1. COMPENSACIÓN EN BAJAS FRECUENCIAS.

A causa del divisor de voltaje formado por el condensador de acoplamiento y la resistencia de entrada de un paso de amplificación, la ganancia en bajas frecuencias disminuye. Un circuito RC adicional se emplea para compensar esta disminución. Este circuito es el paralelo R_d y C_d que se agrega en serie con R_c . Para las frecuencias altas y medias la reactancia de este condensador es aproximadamente cero, o sea, que el condensador a estas frecuencias se comporta como un cortocircuito. En bajas frecuencias la reactancia capacitiva aumenta trayendo como resultado que la impedancia de carga aumenta. De esta forma al disminuir la frecuencia aumenta el voltaje de salida compensándose las pérdidas. En la mayoría de los casos $R_d \geq 10 X_{cd}$. Seguidamente se describirán algunos de los métodos usados para mejorar la respuesta en altas y bajas frecuencias de un amplificador usando técnicas de compensación.



$Z \ll 1/hoe \quad R_d \gg X_{cd}$, entonces se puede despreciar hoe y R_d .

$$I_2 = \frac{\left(R_c + \frac{1}{j\omega C_d} \right)}{R_c + \frac{1}{j\omega C_d} + R_{in} + \frac{1}{j\omega C_c}}$$

$$\frac{V_o}{I} = \frac{R_{in}}{1 + \left[\frac{(1 + j\omega R_i C_c)}{(1 + j\omega R_c C_d)} \right] \left[\frac{C_d}{C_c} \right]}$$

$$\text{si } R_i C_c = R_c C_d \Rightarrow \frac{V_o}{I} = \frac{R_i}{1 + \frac{C_d}{C_c}} = \frac{R_i R_c}{R_i + R_c}$$

Esta última ecuación nos indica que la respuesta en frecuencia es constante, o sea, independiente de la frecuencia.

Se debe tener en cuenta que $R_{in} \gg R_c$ y $R_d \gg R_c$ como no se puede amplificar hasta una $f=0$ debido a que C_c es un circuito abierto a esta frecuencia, se hacen las siguientes aproximaciones:

$$R_i + X_c \gg R_c + Z_d, \text{ siendo } Z_d = \frac{R_d}{1 + j\omega C_d R_d}$$

$$\frac{1}{hoe} \gg Z \quad R'_c = \frac{R_c R_d}{R_c + R_d}$$

$$V_{ab} = I \left(R_c + \frac{R_d}{1 + j\omega C_d R_d} \right) \Rightarrow \frac{V_o}{I} = \frac{R_c \left[1 + \frac{(R_c + R_d)}{j\omega C_d R_c R_d} \right]}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_d R_d} \right) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_i} \right)}$$

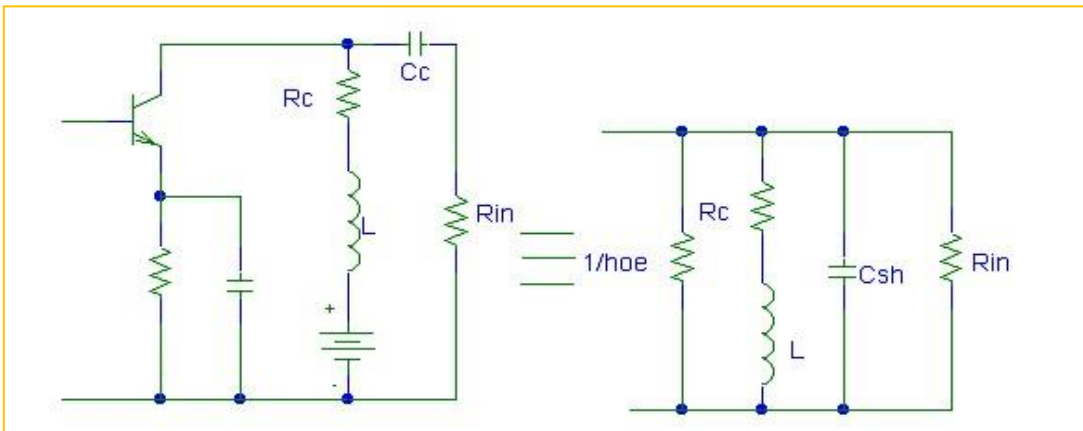
haciendo $f_3 = \frac{1}{2\pi C_d R_d}$ $f_4 = \frac{R_c + R_d}{2\pi C_d R_c R_d}$ $f_1 = \frac{1}{2\pi C_c R_i}$

tenemos $\frac{V_o}{I} = \frac{A_L}{A_o} = \frac{1 - j \frac{f_4}{f}}{\left(1 - j \frac{f_3}{f}\right) \left(1 - j \frac{f_1}{f}\right)}$

Si $R_c' C_d = R_i C_c$, entonces, $f_1 = f_4$ $\frac{A_L}{A_o} = \frac{1}{1 - j \frac{f_3}{f}}$

4.2 COMPENSACIÓN EN ALTAS FRECUENCIAS

La forma más general de mejorar la respuesta en altas frecuencias consiste en agregar una inductancia en serie con la resistencia de carga. El principio de esta compensación es hacer resonar la inductancia con la capacidad total efectiva en paralelo en las proximidades de la frecuencia a la cual la ganancia empieza a decrecer considerablemente.



Para bajas y medias $R_c \gg \omega L$ y por lo tanto su respuesta es independiente de L .

$$I = \frac{\beta I_B}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}}$$

$$\frac{1}{hoe} \gg Rc + j\omega L \quad Rin \gg Rc + \omega L$$

$$\frac{V_o}{I} = \frac{\frac{(Rc + j\omega L)}{j\omega C_{sh}}}{Rc + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_{sh}}\right)} = \frac{Rc \left(1 + j\frac{\omega L}{Rc}\right)}{1 - \omega^2 LC_{sh} + j\omega Rc C_{sh}}$$

Para frecuencias bajas y medias $\omega \approx 0$, entonces, $V_o / I \approx Rc$; $A_o = Rc$

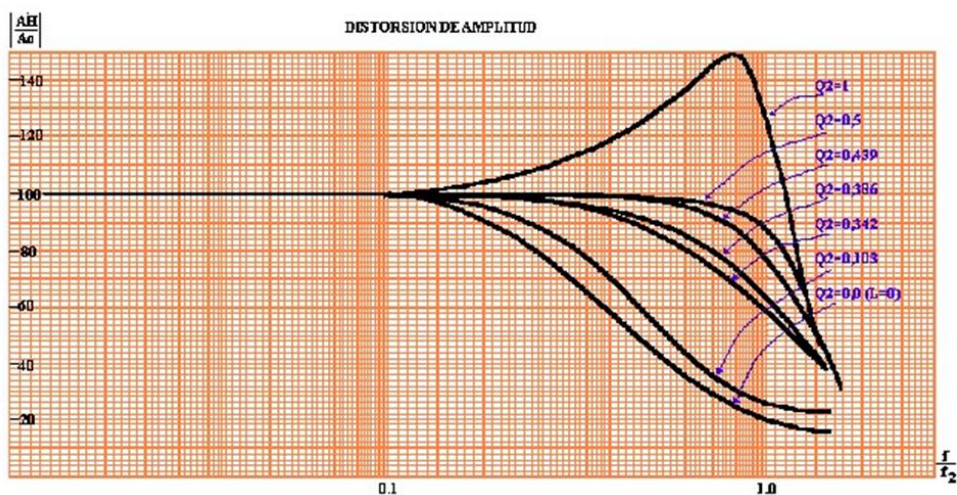
$$\frac{A_H}{A_o} = \frac{1 + j\frac{\omega L}{Rc}}{1 - \omega^2 LC_{sh} + j\omega Rc C_{sh}}; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi Rc C_{sh}}$$

Si $Rc \ll Ri$ y $Rc \ll 1/hoe$, se tiene, $Rc \approx R_{sh}$

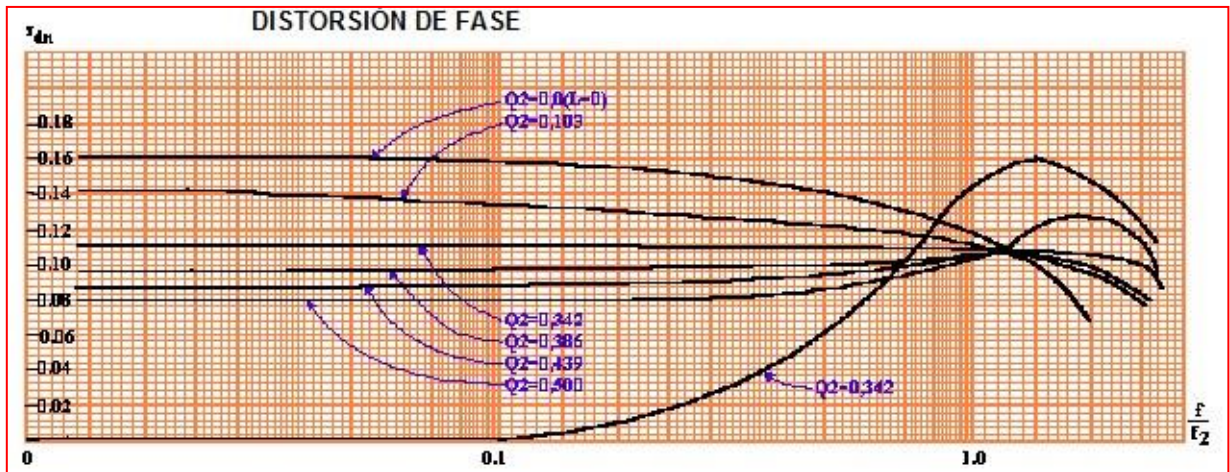
Q = Factor de calidad de la bobina

$$Q_2 = \frac{\omega_2 L}{Rc} \Rightarrow \frac{A_H}{A_o} = \frac{1 + jQ_2 \left(\frac{f}{f_2}\right)}{1 - Q_2^2 \left(\frac{f}{f_2}\right)^2 + j\left(\frac{f}{f_2}\right)}$$

$$\left| \frac{A_H}{A_o} \right| = \sqrt{\frac{1 + Q_2^2 \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}{\left[1 - Q_2^2 \left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}}$$



$$\phi = \text{ángulo de fase} \quad \phi = -\tan^{-1} \left[\left(\frac{f}{f_2} \right) \left[1 - Q_2 + Q_2^2 \left(\frac{f}{f_2} \right)^2 \right] \right]$$



Cuando $Q_2 = 0$ la respuesta es la de un amplificador sin compensar. Al aumentar Q_2 aumenta el ancho de Banda. Graficando las dos últimas funciones se ve que la amplificación cae bruscamente para valores de Q_2 entre 0,0 y 0,439 y comienzan a aparecer picos para Q_2 mayores a 0,5. Para no tener picos de sobretensión se emplea un Q_2 óptimo de 0,439.

Si tampoco se quiere distorsión de fase en la salida f debe ser cero o proporcional a la frecuencia.

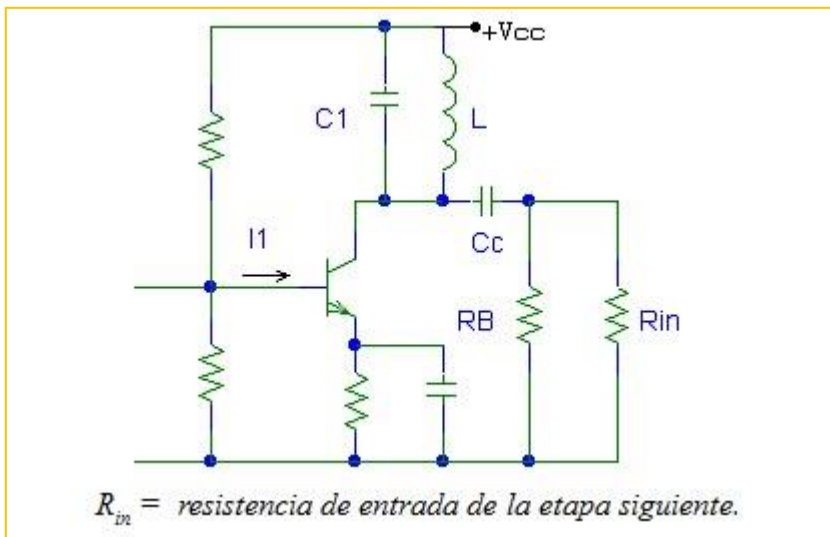
$$t_d (\text{retardo de tiempo}) = \phi / \omega.$$

$$t_{dn} (\text{retardo de tiempo normalizado}) = \omega_2 f / \omega = f_2 \phi / f = \phi / (f/f_2)$$

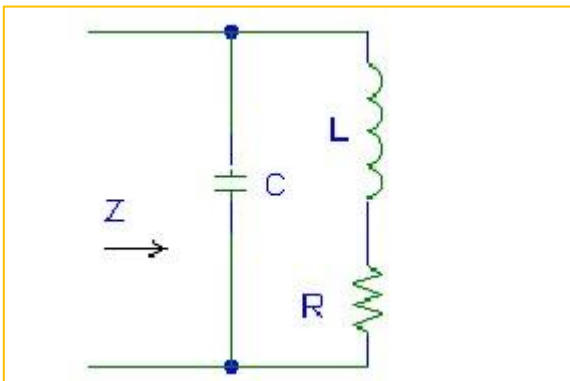
Graficando el retardo de manera normalizada, se tiene que para Q_2 entre 0,0 y 0.342 se reduce la distorsión de fase o distorsión de retardo, si Q_2 es mayor a 0.342 entonces la distorsión aumenta. Si se requiere mínima distorsión en amplitud y fase, se debe escoger Q_2 entre 0.342 y 0.439.

CAPÍTULO 5. AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

En muchas aplicaciones, tales como receptores, transmisores, etc, se emplean amplificadores de banda estrecha que utilizan circuitos resonantes. Tales amplificadores se denominan amplificadores sintonizados. En la siguiente figura se muestra un amplificador sintonizado típico.



Para entender este amplificador es necesario comprender primero el circuito resonante serie – paralelo.



$$Z = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C}\right)(R + j\omega L)}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

$$Z = \frac{\left(\frac{L}{C}\right)\left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right)}{R\left[\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)\right]} ; \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \quad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} ;$$

$$Q_o = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{\omega_o RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$Z = \frac{Q_o^2 R \left[1 - j\left(\frac{f_o}{f}\right)\left(\frac{1}{Q_o}\right)\right]}{1 + jQ_o \left[\left(\frac{f}{f_o}\right) - \left(\frac{f_o}{f}\right)\right]} = \frac{Q_o^2 R \left[\left(\frac{f}{f_o}\right) - j\left(\frac{1}{Q_o}\right)\right]}{\left(\frac{f}{f_o}\right) + jQ_o \left[\left(\frac{f}{f_o}\right)^2 - 1\right]}$$

En la mayoría de los amplificadores sintonizados $Q_o > 100$

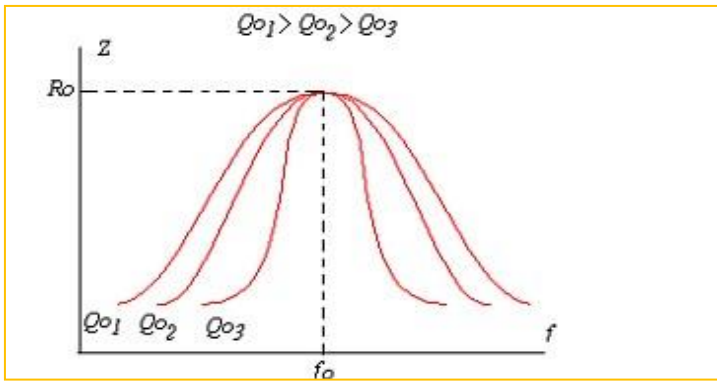
δ = frecuencia normalizada

$$\delta = \frac{f - f_o}{f_o}$$

$$Z = \frac{Q_o^2 R \left[1 + \delta - j\left(\frac{1}{Q_o}\right)\right]}{1 + \delta + jQ_o \delta(\delta + 2)} \quad Z = Z_{\max} \text{ cuando } f = f_o \text{ o } \delta = 0$$

$$Z_{\max} = Q_o^2 R = \omega_o L Q_o = R_o \Rightarrow Z = \frac{R_o}{1 + jQ_o \frac{\delta(\delta + 2)}{(\delta + 1)}}$$

En la figura se muestra las curvas de Z en función de f . Cuando la anchura de la curva disminuye, se dice que el circuito es más *selectivo*.



B = ancho de banda.

$$B = f_2 - f_1$$

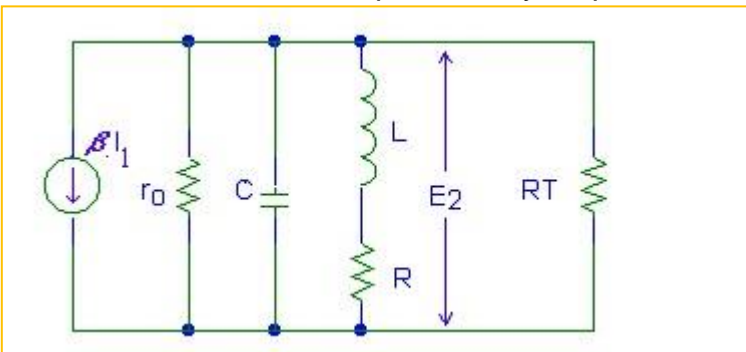
$$\text{Si } f_1 f_2 = f_o^2 \Rightarrow B = f_o / Q_o$$

Combinando las dos expresiones:

$$f_2^2 - f_2 \frac{f_o}{Q_o} f_o^2 = 0; \quad f_2 = \frac{f_o}{2Q_o} + \sqrt{f_o^2 \left(1 + \frac{1}{4Q_o^2} \right)}$$

$$\text{Si } Q_o \gg 1 \Rightarrow f_2 \approx f_o \left(1 + \frac{1}{2Q_o} \right) \text{ y } f_1 \approx f_o \left(1 - \frac{1}{2Q_o} \right)$$

Volviendo al amplificador sintonizado, tenemos que a estas frecuencias elevadas, los condensadores de acoplamiento y de paso son corto – circuitos.



$$R_T = R_B || R_i = R_{in}$$

$$C = C_1 + C_{parásitas}$$

$$E_2 = \frac{-\beta I_1}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_T}}$$

$$\frac{1}{R_{sh}} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_T}$$

$$E_2 = \frac{-\beta I_1 R_{sh}}{1 + jQ_o \left(\frac{R_{sh}}{R_o} \right) [\delta(\delta + 2)(\delta + 1)]}$$

$Q_{ef} = Q_{efectivo} = (Q_o R_{sh}) / R_o$ Como $R_{sh} < R_o \Rightarrow Q_{ef} < Q_o$

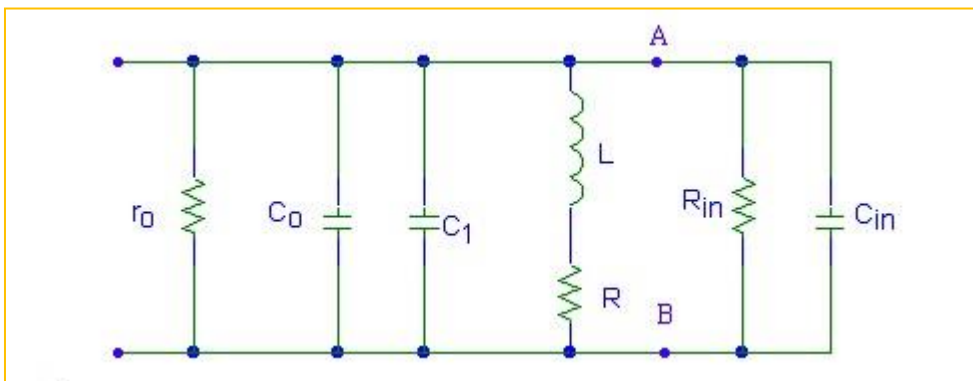
Si $E_1 =$ señal de entrada $\Rightarrow I_1 = E_1 / R_i$

$$A_V = \frac{E_2}{E_1} = \frac{hfe R_{sh}}{R_i [1 + jQ_{ef} \delta(\delta + 2)(\delta + 1)]}$$
, en $f = f_o$

$$A_{V_o} |_{f=f_o} = -\frac{hfe R_{sh}}{R_i} \Rightarrow \frac{A_V}{A_{V_o}} = \frac{1}{1 + jQ_{ef} \frac{\delta(\delta + 2)}{(\delta + 1)}} \quad B = \frac{f_o}{Q_{ef}}$$

Ejemplo:

Diseñar un circuito sintonizado para $f_o = 50 \text{ Khz}$ con un ancho de banda = 10 Khz suponiendo que $r_o = 20\text{K}\Omega$, $C_o = 20\text{pf}$, $R_{in} = 20\text{K}\Omega$, $C_{in} = 30\text{pf}$.



$$B = \frac{f_o}{Q_{ef}} \quad Q_{ef} = f_o/B = 500Kc / 10 Kc = 50 = (Q_o R_{sh}) / R_o$$

$$Q_o = w_o L / R; R_o = w_o L Q_o = Q_o^2 R \Rightarrow Q_{ef} = R_{sh} / (w_o L)$$

$$\frac{1}{R_{sh}} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_o} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{w_o L Q_o}$$

$$\frac{1}{Q_{ef}(w_o L)} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{(w_o L)Q_o} \Rightarrow \frac{1}{w_o L} \left(\frac{1}{Q_{ef}} - \frac{1}{Q_o} \right) = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_{in}}$$

$$w_o L = \frac{Q_o - Q_{ef}}{Q_o Q_{ef} \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_{in}} \right)}$$

Para que exista buena transferencia de potencia es necesario que :

$$\frac{1}{R_{in}} \approx \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_o} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{(w_o L)Q_o} \Rightarrow w_o L = \frac{r_o(Q_o - 2Q_{ef})}{2Q_o Q_{ef}}$$

como $Q_o = 100$ y $Q_{ef} = 50$, entonces $L = 0 \Rightarrow$ no es posible.

Para resolver este inconveniente se puede perder un poco de potencia y hacer,

$$\frac{1}{R_{sh}} \approx \frac{1}{r_o}$$

$$w_o L = \frac{r_o(Q_o - 2Q_{ef})}{2Q_o Q_{ef}} = \frac{20k(100 - 50)}{2 \times 100 \times 50} = 100\Omega$$

$$L = Q_o / w_o = 100 / (2\pi \times 50Kc) = 31,8 \mu H$$

$$w_o L = 1 / w_o C \Rightarrow C = \frac{1}{(w_o L)w_o} = \frac{1}{Q_o w_o} = \frac{1}{100w_o} = 3180 pf$$

$$C_1 = C - C_o - C_{in} = 3180 - 50 - 30 = 3100 pf.$$