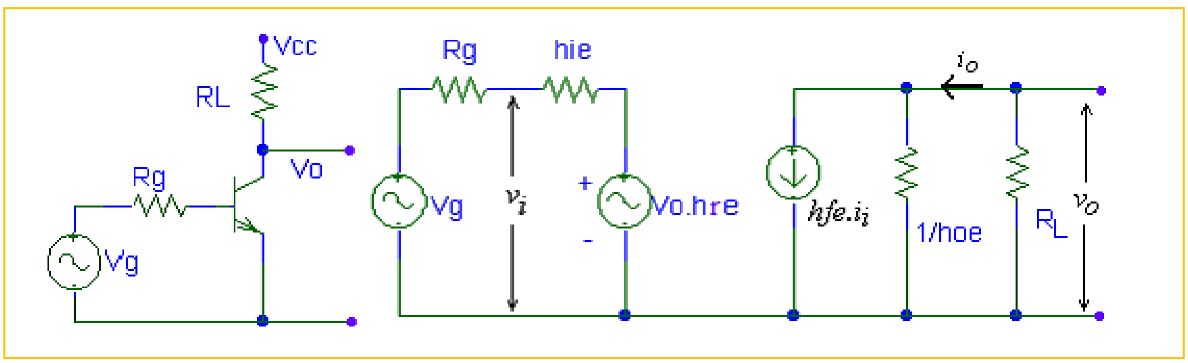
APLICACIONES DEL TRANSISTOR

AMPLIFICADORES

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. AMPLIFICADORES DE UNA ETAPA

1.1 CONFIGURACIÓN EMISOR – COMÚN



$$V_g = i_i R_g + i_i .hie + V_o hre \quad (1)$$

$$hfe.i_i = -v_o .hoe - \frac{v_o}{R_L} \Rightarrow v_o = -\frac{R_L .hfe.i_i}{1 + hoe.R_L}$$

sustituyendo en (1)

$$v_g = i_i \left(R_g + hie - \frac{R_L hfe.hre}{1 + hoeR_L} \right)$$

$$\text{como} \quad v_g = i_i R_g + v_i \Rightarrow v_i = i_i \left(hie - \frac{R_L .hfe.hre}{1 + hoe.R_L} \right)$$

A. Resistencia de entrada:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \Rightarrow R_i = hie - \frac{R_L.hfe.hre}{1 + hoe.R_L}$$

Si R_L=5k, R_g=500 ohmios, el transistor es el 2N929 polarizado en I_C=4mA y V_{CE}=12V con parámetros hie=2,2k; hre=2x10^{-4}; hfe=290; hoe=30 μmhos

$R_{i.}$=2,2 – (5x290x2x10^{-4}) / (1+(30x10^{-6})(5000))=1,95KΩ

B. Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \Rightarrow i_o = -\frac{v_o}{R_L} \Rightarrow A_i = -\frac{v_o}{i_i R_L} \Rightarrow A_i = \frac{hfe}{1 + hoe.R_L}$$

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

C. Ganancia de voltaje:

$$Av = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{i_o R_L}{Z_i i_i} = -\frac{i_o}{i_i} \cdot \frac{R_L}{Z_i} = \frac{-hfe}{1 + hoe.R_L} \cdot \frac{R_L}{hie - \dfrac{R_L.hfe.hre}{1 + hoe.R_L}}$$

$$Av = \frac{-hfe.R_L}{hie(1 + heo.R_L) - hfe.hre.R_L}$$

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

El menos significa que la señal de salida está desfasada 180º 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.

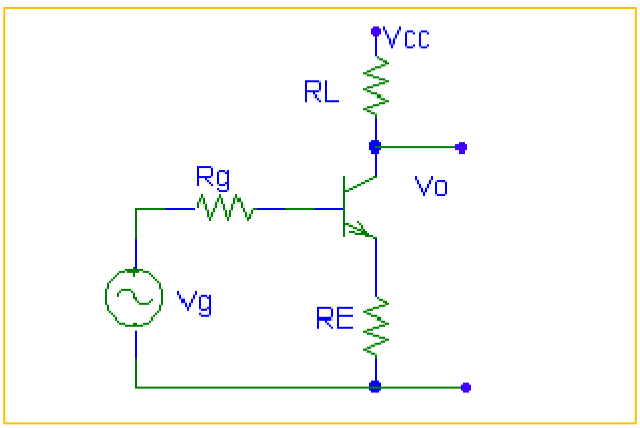
$$i_o = hfe.i_i + v_o.hoe \qquad v_o.hre = -i_i\left(hie + R_g\right)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \qquad Ro = \frac{1}{hoe - \dfrac{hfe.hre}{hie + R_L}}$$

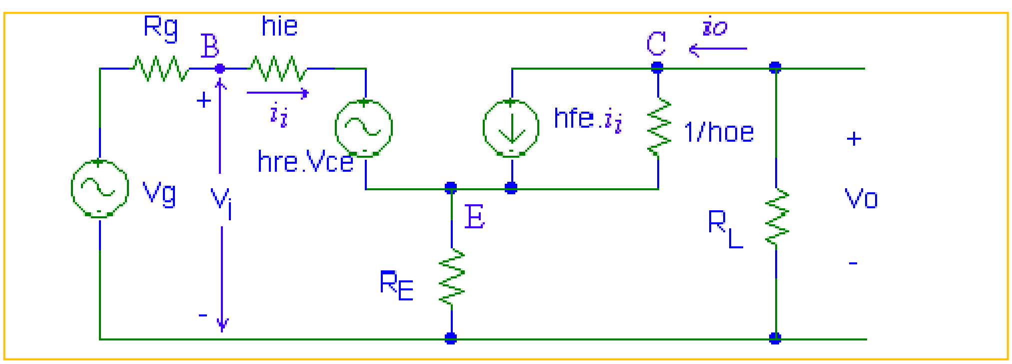
$$Ro = \frac{1}{30\times10^{-6} - \dfrac{290\times2\times10^{-4}}{2200 + 500}} = 118\ K\Omega$$

Ejemplo:

Determinar Ri, Ro, Ai, Av del siguientes circuito.



Transistor 2N929 operando en I_C=4mA, V_{CE}=12V, hie=2200Ω; hre=$2x10^{-4}$; hfe=290; hoe=$30x10^{-6}$ mhos; R_L=5000Ω; R_E=100W; R_g=500Ω.



(a) Resistencia de entrada:

$$v_i = hie.i_i + hre.v_{ce} + R_E(i_i + i_o); \quad v_{ce} = \frac{i_o - hfe.i_i}{hoe}$$

$$v_i = i_i(hie + R_E) + hre.\frac{i_o - hfe.i_i}{hoe} + R_E i_o$$

$$v_i = i_i\left(hie + R_E - \frac{hre.hfe}{hoe}\right) + i_o\left(R_E + \frac{hre}{hoe}\right)$$

Transformando la fuente de corriente en fuente de voltaje:

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

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

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

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

$$R_E >> \frac{hre}{hoe}, \quad hfe >> R_E.hoe, \quad hoe.(R_E + R_L) << 1$$

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

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

$$r_b = hie - \frac{hre.hfe}{hoe} = 2200 - \frac{2\times10^{-4}\times290}{30\times10^{-6}} \approx 267\Omega$$

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

(b) Ganancia de corriente:

de (1) tenemos: $A_i = \dfrac{i_o}{i_i} = \dfrac{hfe - R_E.hoe}{1 + hoe.(R_L + R_E)}$ $\quad R_E.hoe << hfe$

$$A_i = \frac{hfe}{1 + hoe.(R_L + R_E)},$$
$$Ai = \frac{290}{1 + 30\times10^{-6}(5000 + 100)} = 251{,}5$$

(c) Ganancia de voltaje:

$$Av = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{i_o R_L}{i_i R_i} = -\frac{A_i R_L}{R_i}; \quad hoe.(R_L + R_E) >> 1, \qquad (hfe+1)R_E >> r_b$$
$$Av = -\frac{\dfrac{hfe.R_L}{(1 + hoe.(R_L + R_E))}}{r_b + (hfe+1)R_E} \approx -\frac{hfe.R_L}{(hfe+1)R_E}$$
$$Av \approx -\frac{R_L}{R_E}$$

$$Av = -\frac{251{,}5 \times 5K}{29{,}4K} = -42{,}8$$
$$Av \approx -\frac{5000}{100} = -50$$

(d) Resistencia de salida:

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

$$0 = (R_g + hie + R_E)i_i + hre.v_{ce} + R_E i_o$$
$$v_{ce} = v_o - R_E(i_i + i_o)$$

Reemplazando,

$$0 = (R_g + hie + R_E - hre.R_E)i_i + i_o(R_E - hre.R_E) + hre.v_o$$

despreciando hre.R_E

$$0=(R_g+hie+R_E)i_i+R_E i_o+hre.v_o \qquad (2)$$

También se tiene que:

$$v_{ce}=v_o-R_E(i_i+i_o)=\frac{i_o-hfe.i_i}{hoe}\Rightarrow \text{ reduciendo}$$

$$i_i(hfe-R_E.hoe)=i_o(1+R_E.hoe)-v_o.hoe \quad \text{despreciando } R_E hoe, \text{ se tiene}$$

$$i_i=\frac{i_o-v_o.hoe}{hfe}$$

reemplazando en (2)

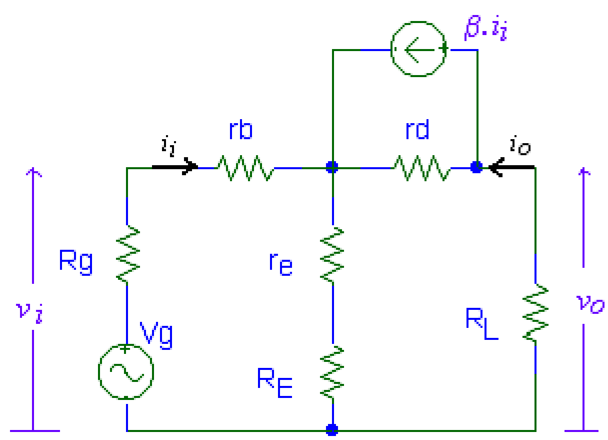
$$0=(R_g+hie+R_E)\cdot\frac{i_o-v_o.hoe}{hfe}+R_E i_o+hre.v_o$$

$$R_o=\frac{v_o}{i_o}=\frac{R_g+hie+(hfe+1)R_E}{(R_g+hie+R_E)hoe-hre.hfe}$$

$$Ro=\frac{500+2200+(291)100}{(500+2200+100)30\times10^{-6}-2\times10^{-4}\times290}=1{,}2\text{M}\Omega$$

Ejercicio:

Determinar R_i, R_o, Av, Ai 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}=12V, $I_{C.}$=4mA, R_g = 10Ω, R_L=5kΩ. Calcular R_i, Ro, Av, Ai. Los parámetros son: hib=7,57Ω hrb=0,27x10^{-4}; hfb=-0,996; hob=0,103 μmhos.

(a) Resistencia de entrada:

$$R_i = hib - \frac{hrb.hfb.R_L}{1 + hob.R_L} = 7{,}57 - \frac{0{,}27 \times 10^{-4} \times (-0{,}996) \times 5000}{1 + 0{,}103 \times 10^{-6} \times 5000} = 7{,}7\Omega$$

(b) Resistencia de salida:

$$Ro = \frac{1}{hob - \dfrac{hfb.hrb}{hib + R_g}} = \frac{1}{0{,}103 \times 10^{-6} + \dfrac{0{,}996 \times 0{,}27 \times 10^{-4}}{7{,}57 + 10}} = 614k\Omega$$

(c) Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{hfb}{1 + hob.R_L} = \frac{-0{,}996}{1 + 0.103 \times 10^{-6} \times 5000} = -0{,}996$$

(d) Ganancia de voltaje:

$$Av = -\frac{hfb.R_L}{hib(1 + hob.R_L) - hfb.hrb.R_L} = 646$$

1.3 CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN (SEGUIDOR EMISOR)

Las fórmulas para calcular la Ri, Ro, Ai y Av son análogas a las anteriores pero los parámetros tienen subíndices "c".

Ejemplo:

Determinar Ri, Ro, Ai, Av para la configuración colector-común si: R_L=5K R_g=500Ω; hic=2200Ω; hrc=0,9999; hfc=-291; hoc=30 μmhos

(a) Resistencia de entrada

$$R_i = hic - \frac{hfc.hrc.R_L}{1+hoc.R_L} = 2200 + \frac{291\times 0{,}9999\times 5000}{1+30\times 10^{-6}\times 5000} = 1{,}3M\Omega$$

(b) Resistencia de salida

$$R_o = \frac{1}{hoc - \frac{hfc.hrc}{hic+R_g}} = \frac{1}{30\times 10^{-6} + \frac{291\times 0{,}9999}{2200+500}} = 9{,}3\Omega$$

(c) ganancia de corriente:

$$Ai = \frac{hfc}{1+hoc.R_L} = -\frac{291}{1+30\times 10^{-6}\times 5000} = -253$$

(d) Ganancia de voltaje:

$$Av = \frac{-hfc.R_L}{hic(1+hoc.R_L)-hrc.hfc.R_L}$$

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

CUADRO COMPARATIVO

	Emisor Común	Base Común	Colector común
Ri	1,95k	7,7Ω	1,3MΩ
Ro	118k	614k	9,3Ω
Ai	252	-0,996	-253
Av	-647	646	0.998
Ap	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 (*hfb*) es igual a :

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

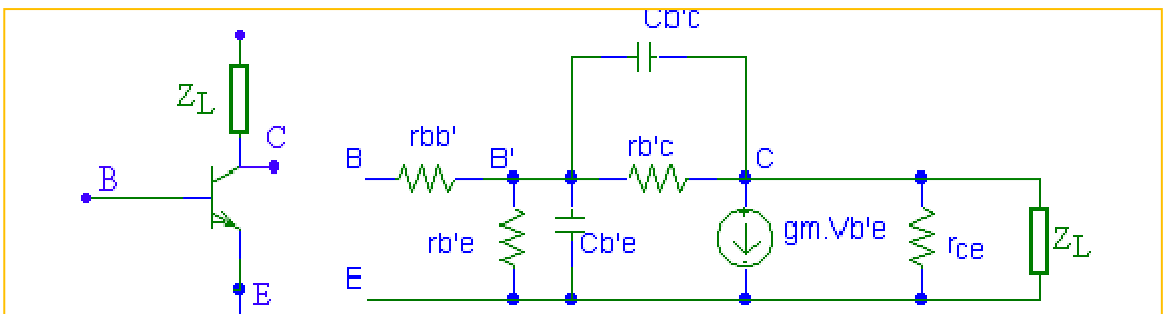
α_o, β_o: Son los parámetros en baja frecuencia.

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 $f_T \approx f_\alpha \approx \beta_o f_\beta$.

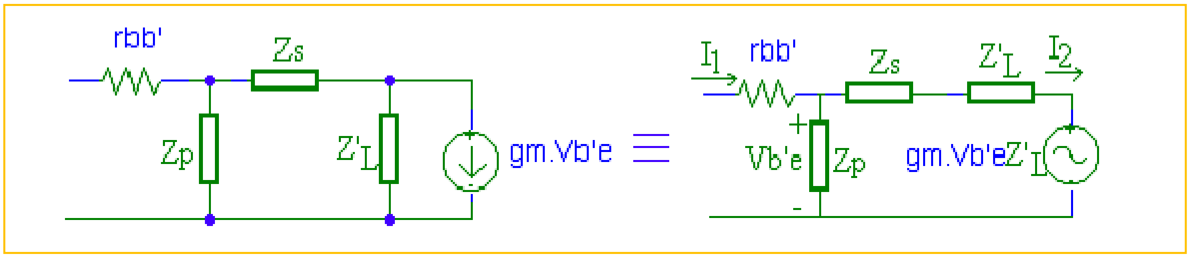
Para analizar un circuito transistorizado en alta frecuencia se recomienda usar el circuito equivalente π debido a que sus parámetros son relativamente constantes en un rango muy amplio de frecuencia.

Al equivalente p se le agregan las capacidades parásitas (*Cb'c, Cb'e*) que hace que el transistor no se comporte muy bien en alta frecuencia.



Equivalente π para alta frecuencia

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



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

$$gm.v_{b'e} Z_L^{'} = -Z_p I_1 + (Z_p + Z_s + Z_{'L}) I_Z = gm Z_p (I_1 + I_2) Z_L^{'}$$

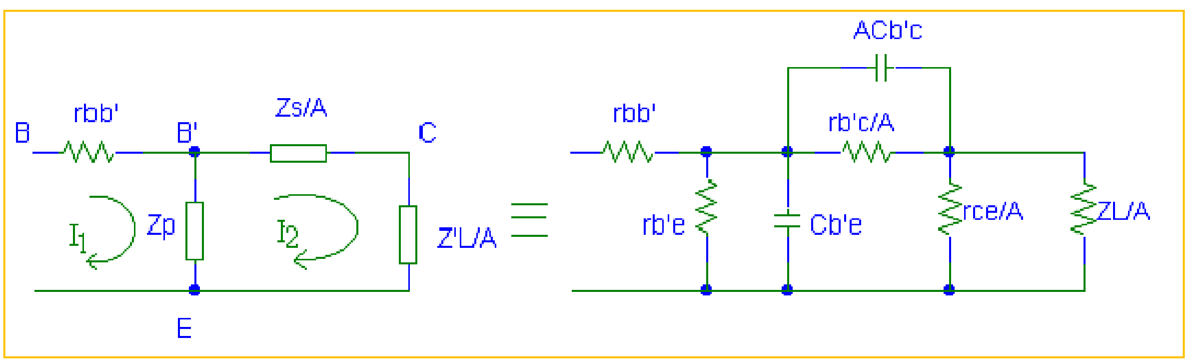
$$0 = I_1 (gm Z_p Z_L^{'} + Z_p) - I_2 (Z_p + Z_s + Z_L^{'} + gm Z_p . Z_L^{'})$$

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

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

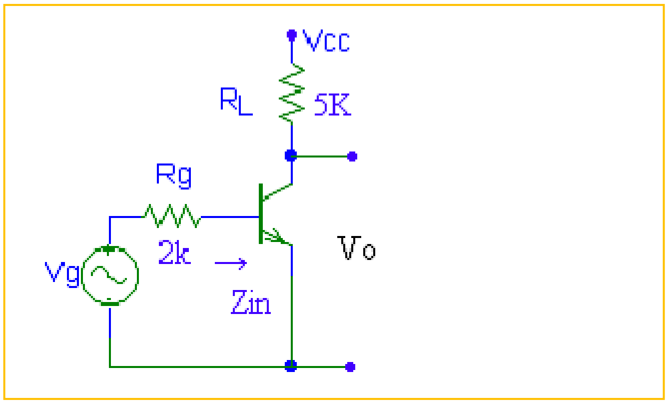
$$I_1 . Z_p - I_2 \left(Z_p + \frac{Z_s}{A} + \frac{Z_L^{'}}{A} \right) = 0 \qquad (2)$$

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.



rbb'=100Ω *gm*=0,138 mhos

rb'c=10MΩ *rb'e*=2,1K

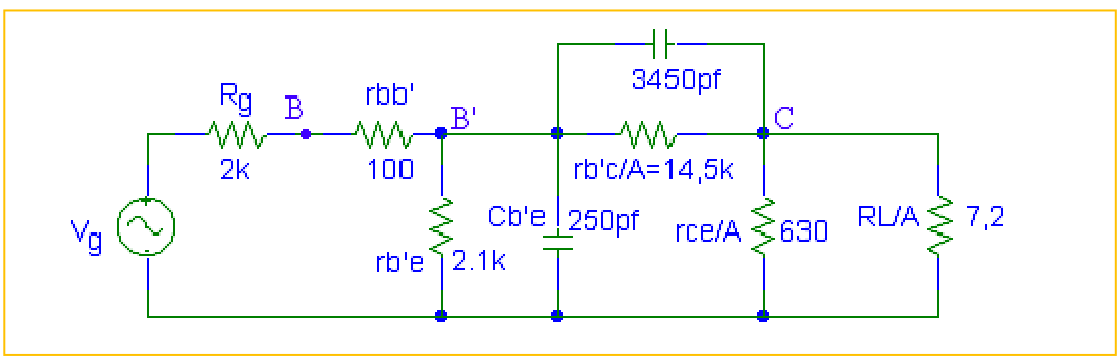
rce=435K *cb'c*=5pf

cb'e=250pf

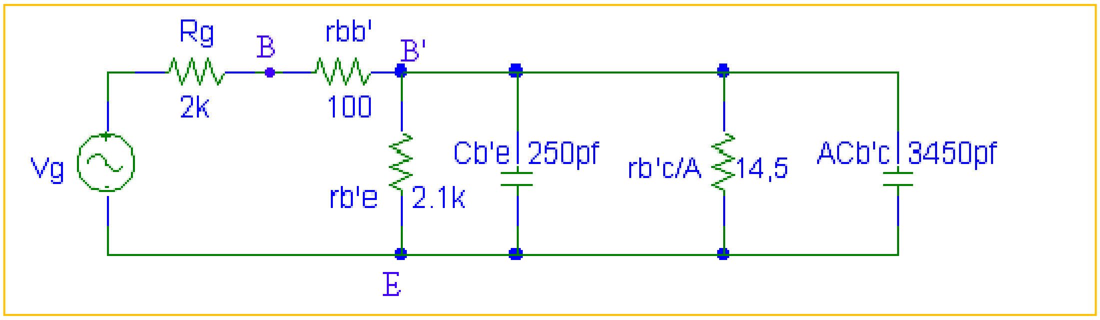
$$A = 1 + gm\,Z_L^{'} \qquad Z_L^{'} = \frac{R_L + r_{ce}}{R_L + r_{ce}} = \frac{5k \times 435k}{5k + 435k} \approx 5k$$

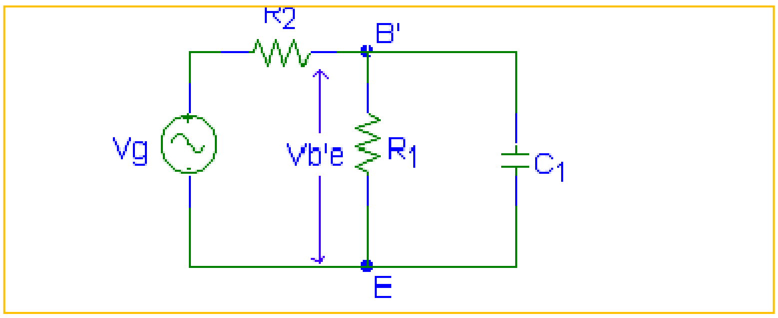
$$A = 690$$

$$\frac{rb'c}{A} = 14{,}5K \qquad ACb'c = 3450\mu f \qquad \frac{rce}{A} = 630\Omega, \qquad \frac{R_L}{A} = 7{,}2\Omega$$



$$\text{como} \quad \frac{R_L}{A} << \frac{rce}{A} \Rightarrow \frac{\frac{R_L}{A} \cdot \frac{rce}{A}}{\frac{R_L}{A} + \frac{rce}{A}} \approx \frac{R_L}{A}; \qquad \frac{rb'c}{A} >> \frac{R_L}{A}$$





C_1=*Cb'e*+A*Cb'c* = 3675pf

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

$$R_1 = \frac{rb'e.\frac{rb'c}{A}}{rb'e+\frac{rb'c}{A}} = 1836\Omega$$

$$R_2 = 2100\Omega$$

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 *Vb'e.*

(A) Encuentre la frecuencia de corte:

$$vb'e = \frac{\dfrac{R_1\left(\dfrac{1}{jwC_1}\right)}{R_1+\dfrac{1}{jwC_1}}}{R_2+\dfrac{R_1\left(\dfrac{1}{jwC_1}\right)}{R_1+\dfrac{1}{jwC_1}}}v_g = \frac{R_1}{R_2(1+jwC_1R_1)+R_1}v_g$$

$$vb'e = \frac{R_1}{(R_1+R_2)+jwC_1R_1R_2}v_g$$

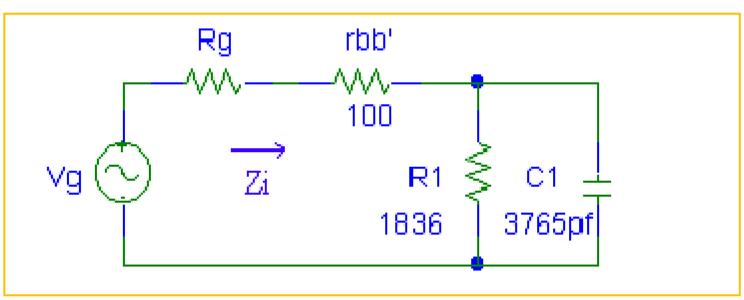
$$\frac{vb'e}{v_g} = \frac{\dfrac{R_1}{(R_1+R_2)}}{1+jwC_1\left(\dfrac{R_1.R_2}{R_1+R_2}\right)}$$

Para que *vb'e* caiga al 0,707 es necesario que:

$$wC_1\left(\frac{R1.R2}{R1+R2}\right)=1; \qquad \left(\frac{R1.R2}{R1+R2}\right)=\frac{1836\times2100}{1836+2100}=980\Omega$$

$$w_2 = 277662 \qquad w_2 = 2\pi f_2; \qquad f_2 = 44Kc$$

(b) Encuentre la impedancia de entrada:



$$X_{c1} = -j\frac{1}{wC} = -j980$$

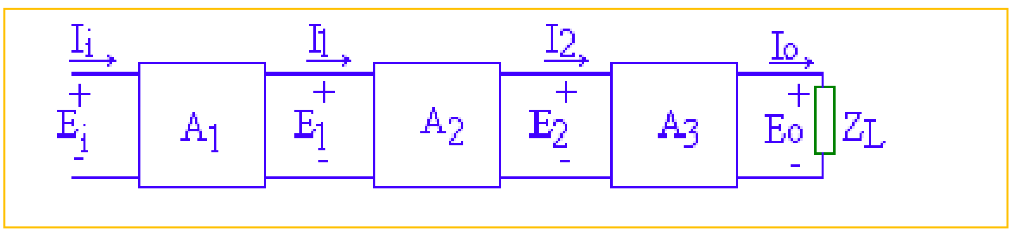
$$Zi = rbb' + \frac{R_1 X_{C_1}}{R_1 + X_{C_1}}$$

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

$$Zi = 507 - j762{,}7$$

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.



$$A_1 v = \frac{E_1}{E_i}; \quad A_2 v = \frac{E_2}{E_1}; \quad A_3 v = \frac{E_o}{E_2}$$

De estas ecuaciones se obtiene:

$$Av = \frac{E_o}{E_i} = A_1 v.A_2 v.A_3 v$$

$$A_1 i = \frac{I_1}{I_i}; \quad A_2 i = \frac{I_2}{I_1}; \quad A_3 i = \frac{I_o}{I_2};$$

Que simplificando se llega a:

$$Ai = \frac{I_o}{I_i} = A_1 i.A_2 i.A_3 i$$

$$Ap = Av.Ai = A_1 p.A_2 p.A_3 p$$

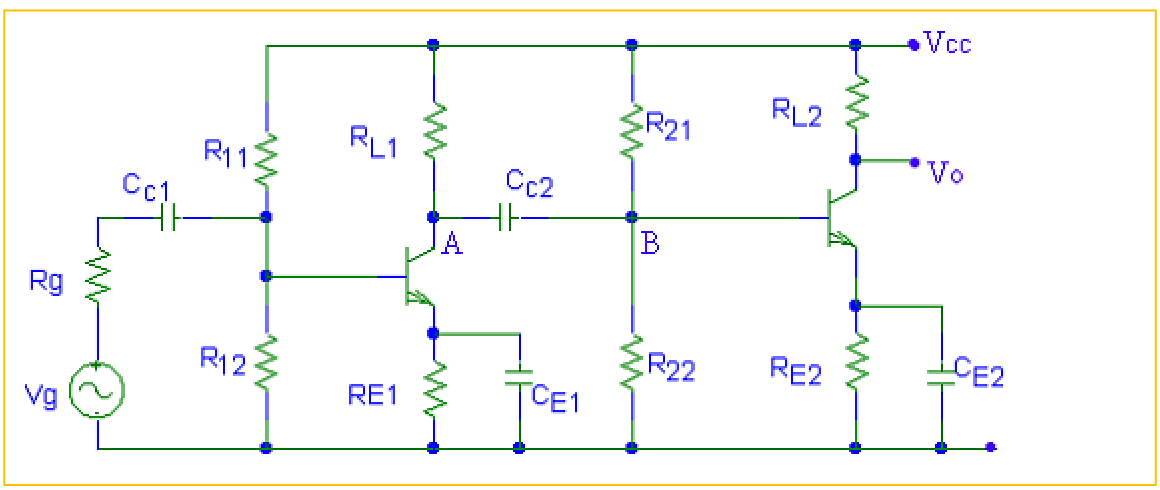
En conclusión tenemos que las amplificaciones totales de tensión, corriente y potencia son los productos de las ganancias de tensión, corriente y potencia de los pasos individuales.

Redes de acoplamiento:

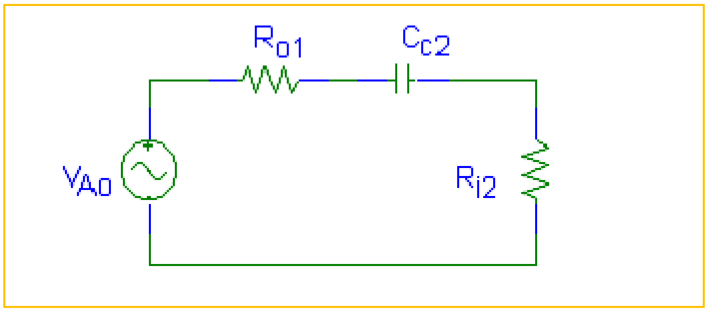
Debido a que los niveles de polarización de salida de paso de amplificación son muy diferentes a los niveles de entrada, se usan entre las etapas de amplificación redes de acoplamiento.

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:



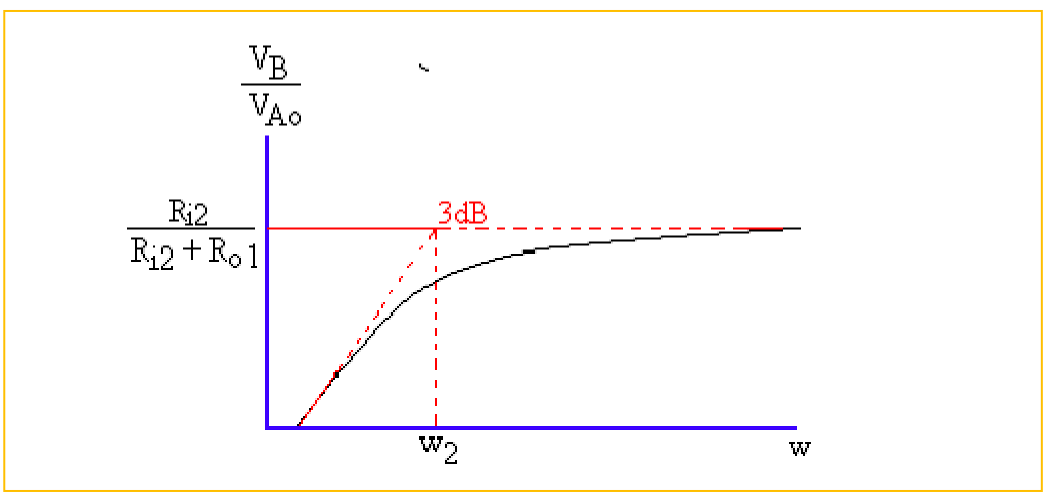
R_{o1} = Resistencia de salida de la primera etapa.
R_{i2} = Resistencia de entrada de la segunda etapa.

$$\frac{V_B}{V_{AO}} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1} + \dfrac{1}{jwC_2}} = \frac{jwC_2 R_{i2}}{1 + jwC_2\left(R_{i2} + R_{o2}\right)}$$

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

El punto donde la ganancia cae en 3 dB corresponde a $w = w_1$

$$w1 = \frac{1}{\left(R_{i2} + R_{o1}\right)C_2} \quad \text{Corte en bajas frecuencias.}$$



Ejemplo:

Los parámetros del circuito son:

R_B =1MΩ; R_g=1kΩ; C_{E1} = C_{E2} = C_1 = ∞; R_{L1}=R_{L2}=5kΩ
hie=2,2kΩ; hfe=290; hre=2x10^{-4}; hoe=30 μmhos; R_{E2}=1kΩ

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

$$R_{i2} = hie - \frac{hfe.hre.R_L}{1 + hoe.R_L} = 2000 - \frac{290 \times 2 \times 10^{-4} \times 5000}{1 + 30 \times 10^{-6} \times 5000} = 1950\Omega$$

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

$$R_{o1} = \frac{R_{o1}.R_{L1}}{R_{o1} + R_{L1}} = \frac{5k.84k}{5k + 84k} = 4,7k\Omega$$

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

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

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

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

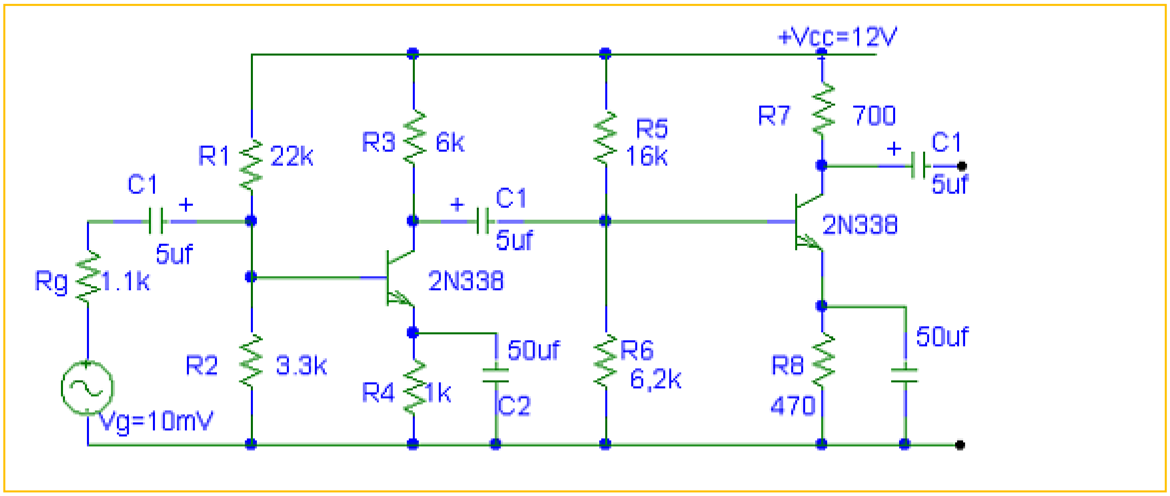
$$R_{i2} = \frac{R'_{i2}.R_B}{R'_{i2} + R_B} = \frac{291k\Omega.1M\Omega}{291k\Omega + 1M\Omega} = 225k\Omega$$

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

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

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

Ejemplo:



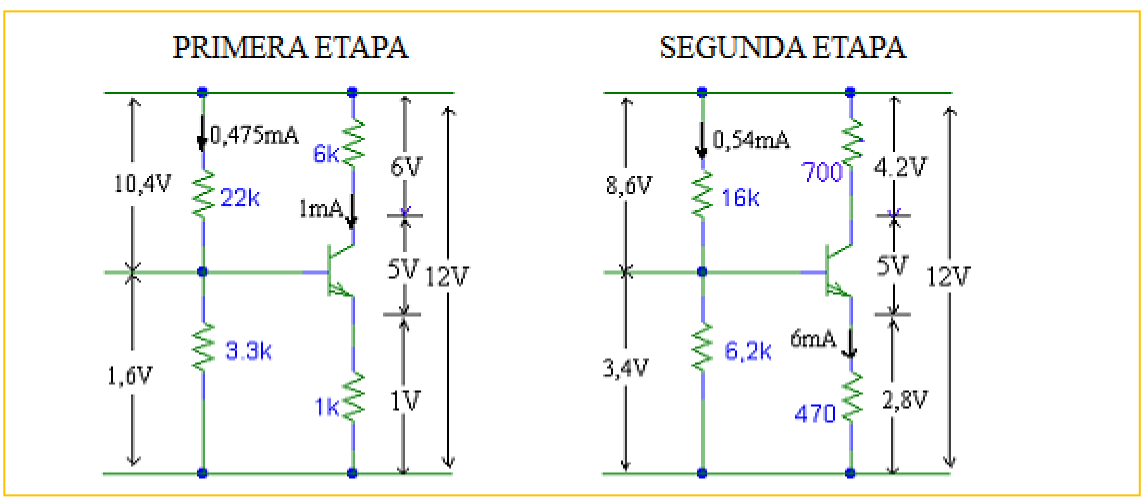
Si los puntos de operación son:

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

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

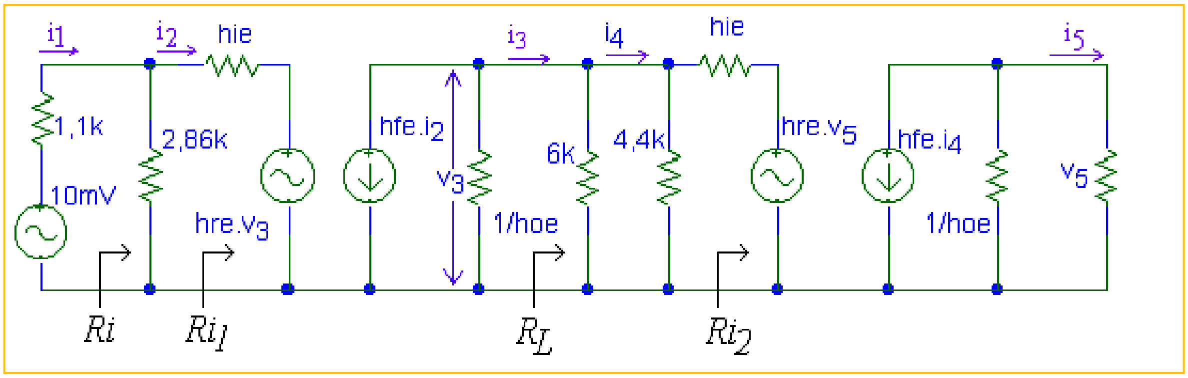
Determinar:

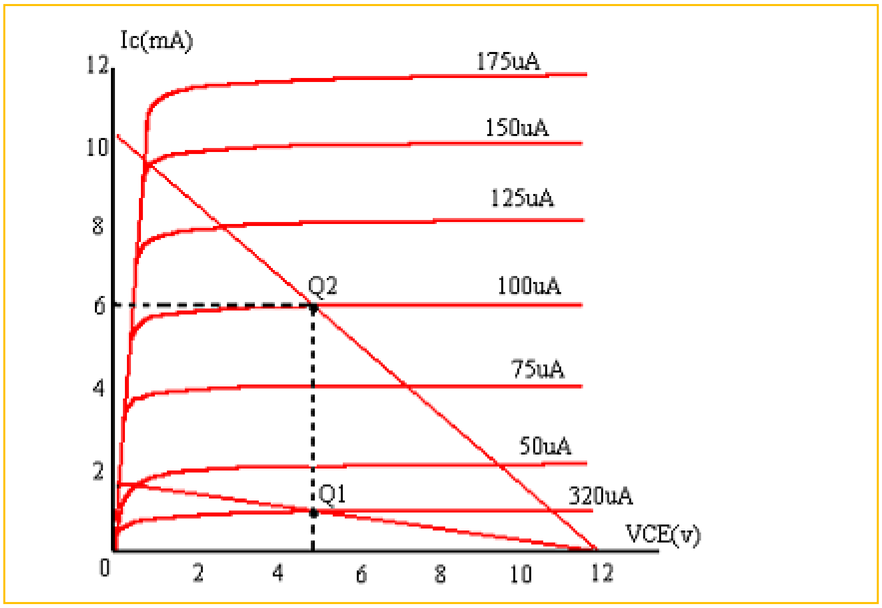
(a) Voltajes y corrientes de polarización de las etapas



$$\frac{12V}{22K+3{,}3K}=0{,}475mA \qquad \frac{12V}{16K+6{,}2K}=0{,}54mA$$

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





2ª etapa:

$$\frac{Vcc}{R_L + R_E} \approx 10{,}25mA$$
$$I_B = 100\mu A$$

1ª etapa:

$$\frac{Vcc}{R_L + R_E} \approx 1{,}72mA$$
$$I_B = 20\mu A$$

Del manual de transistores, se tiene: (1ª etapa)

I_C=1mA y V_{CE}=5V: hie=5000Ω; hre=700x10^{-6}; hfe=99; hoe=20 µmhos.

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

hie=1280Ω, hre=320x10^{-6} hfe=115; hoe=84 µmhos.

Segunda etapa:

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

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

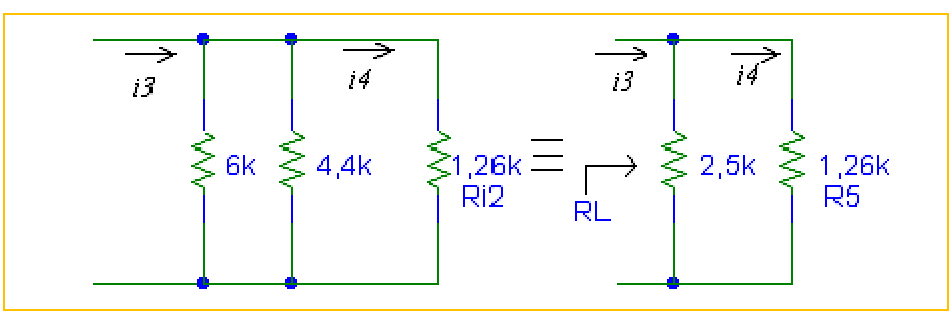
$$R_{i2} = hie - \frac{hfe.hre.R_7}{1 + hoe.R_7} = 1280 - \frac{115 \times 320 \times 10^{-6} \times 700}{1 + 84 \times 10^{-6} \times 700} \approx 1256\Omega$$

$$Av2 = \frac{108{,}6 \times 700}{1256} = 60{,}5$$

$$Ap_2 = Ai_2.Av_2 = 6570$$

Etapa 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.



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

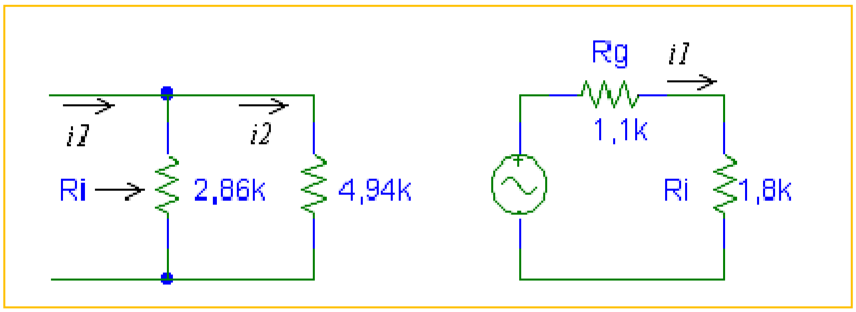
Primera etapa:

$$Ai_1 = \frac{I_3}{I_2} = \frac{hfe}{1 + hoe.R_L} \; ; \quad R_L = \frac{2{,}5k.1{,}26k}{2{,}5k + 1{,}26k} = 838\Omega$$

$$Ri_1 = hie - \frac{hfe.hre.R_L}{1 + hoe.R_L} = 5000 - \frac{99 \times 700 \times 10^{-6} \times 838}{1 + 20 \times 10^{-6} \times 838} = 4{,}94k\Omega$$

$$Av_i = \frac{hfe.R_L}{Ri_1} = \frac{99 \times 838}{4940} = 16{,}8$$

Preprimera etapa:



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

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

(c) Ganancia total de potencia.

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

$$Ap = (Ai_T)^2 \frac{R_7}{R_i} = (2583)^2 \frac{700}{1800} = 2.594.623$$

$$Ap = 2{,}59 \times 10^6$$

$$Ap = 64dB$$

(d) Salida de Potencia

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

$$P_o = A_p . P_i$$

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

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

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

(e) Ganancia de voltaje.

$$Av = \frac{vo(\text{a través de } R_7)}{vi(\text{a través de } R_i)} = Ai.\frac{R_7}{R_i} = \frac{2583 \times 700}{1800} \approx 1000$$

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:

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

Ejemplo:

Si R_s = 10k R_L= 100Ω w_L= 500 rd /seg

: $n = \sqrt{\dfrac{10k}{100}} = 10 \qquad L_1 = \dfrac{10k}{2 \times 500} = 10H$

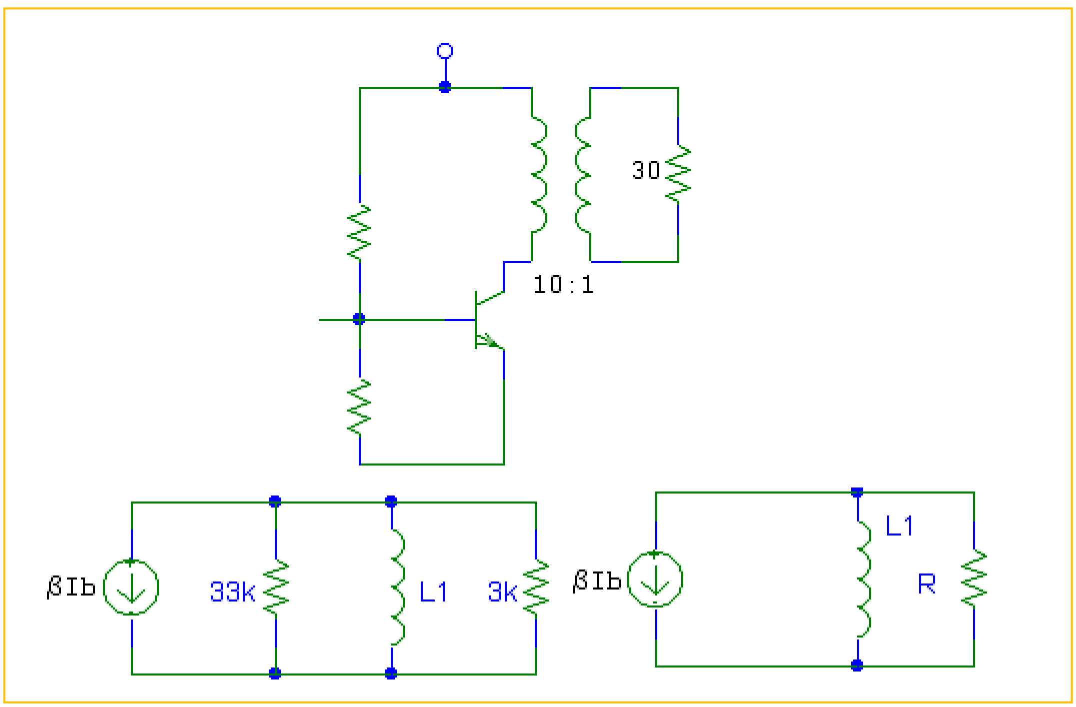
r_1 = resistencia del bobinado primario
r_2 = resistencia del bobinado secundario.

Se puede considerar aproximadamente que:

$$r_1 = \frac{Rs}{10}\ ; \qquad r_2 = \frac{R_L}{10}$$

Ejemplo:

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



$$Ro \approx \frac{1}{hoe} = 33k$$
$$Rs = n^2 R_L = 10^2 \times 30$$

Rs=3k

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

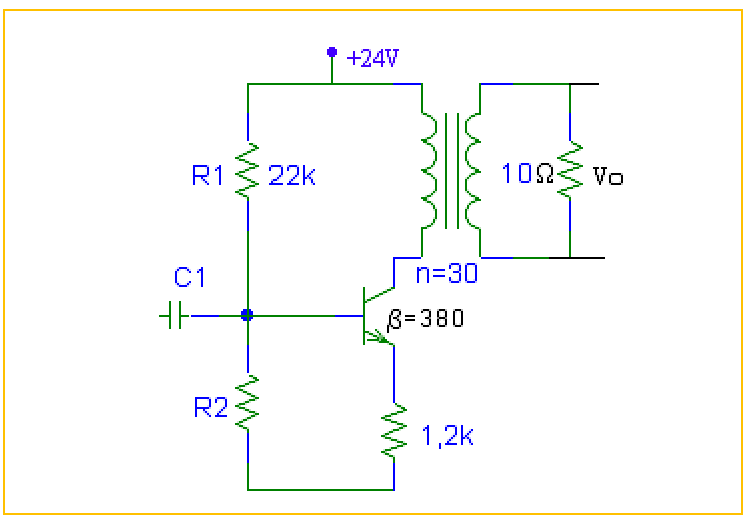
$$f = \frac{1}{2\pi\left(\frac{L_1}{R}\right)} = \frac{R}{2\pi L_1}$$

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

Ejemplo:

En el circuito de la figura, determinar:

a) La resistencia R_2
b) El valor de C_1 para un quiebre en w=10 rad/seg
c) El valor de L_1 para un quiebre en w=200 rad/seg
d) La ganancia de voltaje en w=200



a) Se supone:

I_c = 10mA V_E=12V

V_B= 12+0,6 = 12,6

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

$R_{in} = 381 \times 1{,}2k = 458k$

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

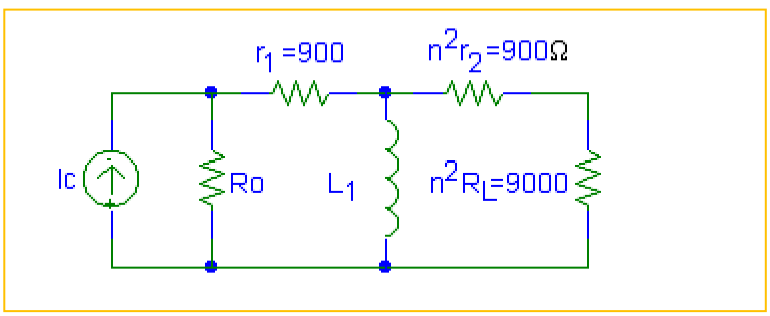
$$V_B = \frac{VccR_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow 12{,}6 = \frac{24R_2}{22 + R_2} \Rightarrow R_2 = 24k\Omega$$

b) Valor de C_1

b) $$w = \frac{1}{RC_1} = 10 \qquad RC_1 = 0{,}1 = (R_1 \| R2)C_1$$

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

c) Teniendo en cuenta las resistencias de los bobinados el circuito equivalente visto desde el colector es:



r_2 = resistencia del secundario = $R_L/10$ = 1Ω
r_1 = resistencia del primario = R_s / 10 = 900Ω

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

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

d) La ganancia de voltaje en w=200

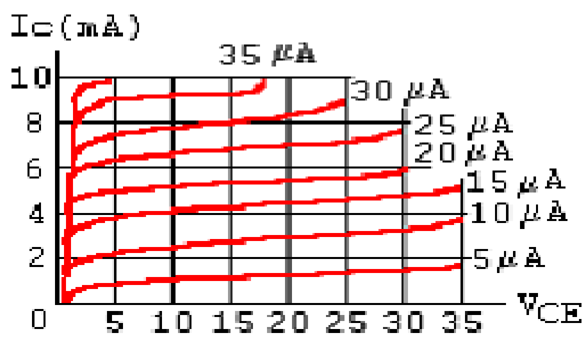
$$Av = \frac{R_L}{R_E} = \frac{10800}{1200} = 9.0$$

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):

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

Ejercicio:

En el circuito de la figura anterior $R_1 = R_2 = 10k$ $R_E = 1{,}5K$, $C_1 = 10uf$ 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.

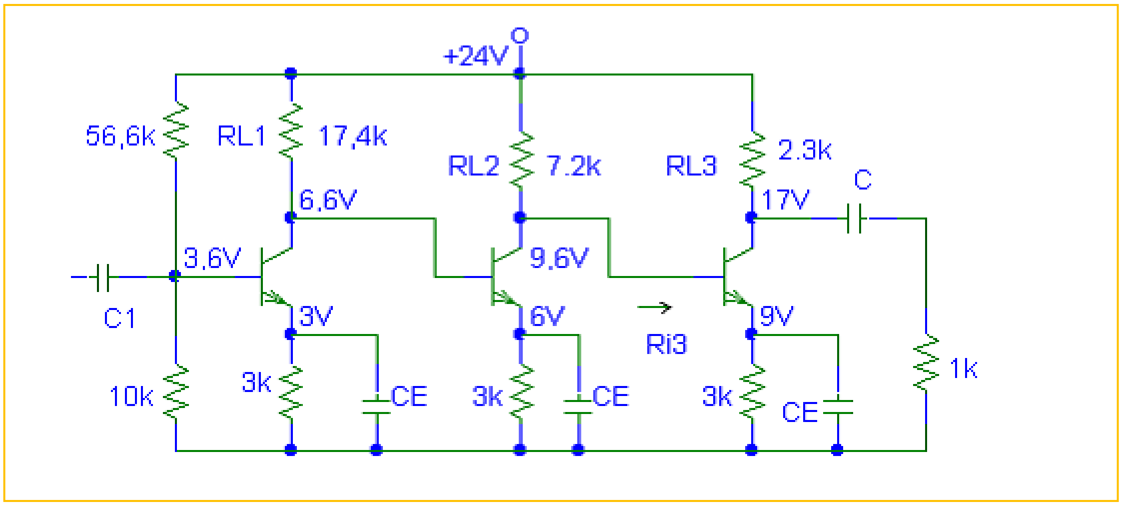


curvas características del transistor 2N930

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=1khz, lo siguiente:

a) Resistencia de entrada

A la f=1Khz todos los C_E son cortocircuitados.

$$R_i \approx rb + re \times \frac{\beta}{1+\frac{R_L}{r_C}\beta}$$

$r_b = 1500\Omega$
$r_c = 5{,}57\text{x } 10^6\Omega$
$r_e = 17\Omega$

$R_{i3} = 5280\ \Omega$
$R_{i2} = 6310\ \Omega$
$R_{L2}{}^* = R_{L2} \| R_{i3} = 3040\Omega$
$R_{L1}{}^* = 4640\Omega$
$R_{in} = R_{i1} = 8800\ \Omega$

b) Ganancia de voltaje

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

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

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

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{I_{b3}.\beta_3.R_{L3}}{Vi\left[1+\frac{R_{L3}}{r_{c3}}(1+\beta_3)\right]}$$

$$\frac{I_{b2}}{Vi} = 17{,}8\times10^{-3}\text{ ; } \quad \frac{I_{b3}}{Vi} = 2{,}83\text{ ; } \quad \frac{Vo}{vi} = 2{,}1\times10^{6}$$

c) El valor de C_1 para que a f=60hz la amplificación caiga en 3dB.

$$w_L = \frac{1}{RC_1}\text{ ; } \quad C_1 = \frac{1}{2\pi.f.Rin} = \frac{1}{2\pi(60)(8800)} = 0{,}3uf$$

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

$$Av = \frac{Vo}{Vi} = \frac{I_{b3}}{vi} \times \frac{\beta_3.R_{L3}}{1+\frac{R_{L3}^*}{r_{c3}}(1+\beta_3)}\text{ ; } \quad R_{L3}^* = 2300 \| 1000\Omega = 700\Omega$$

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

Ejercicio:

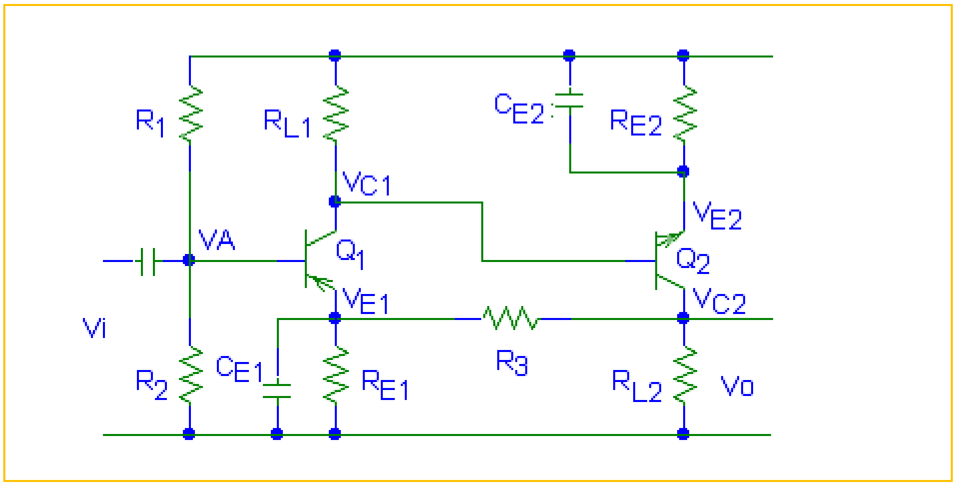
Para el circuito de la figura, determinar los parámetros no especificados, la ganancia y la potencia de salida máxima, teniendo en cuenta que:

Q_2 = 2N2907

I_{c2} = 100mA r_{e2}=0,26Ω, r_{b2} = 74Ω
β_2=100 = hfe_2 h_{FE}=110, C_{E1}, C_{E2} = ∞
V_{CC} = 10V R_{L2} = 31Ω

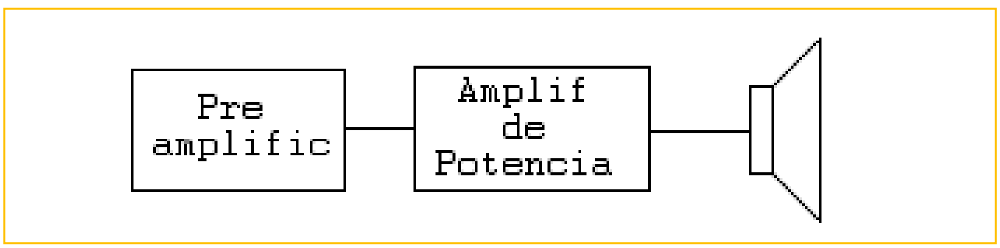
$\underline{Q_1=2N930}$

R_{e1}=11Ω r_{c1} = $2x10^6$ I_{C1} = 10mA
β_1 = hfe_1 = 380 ; h_{FE} = 380



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.

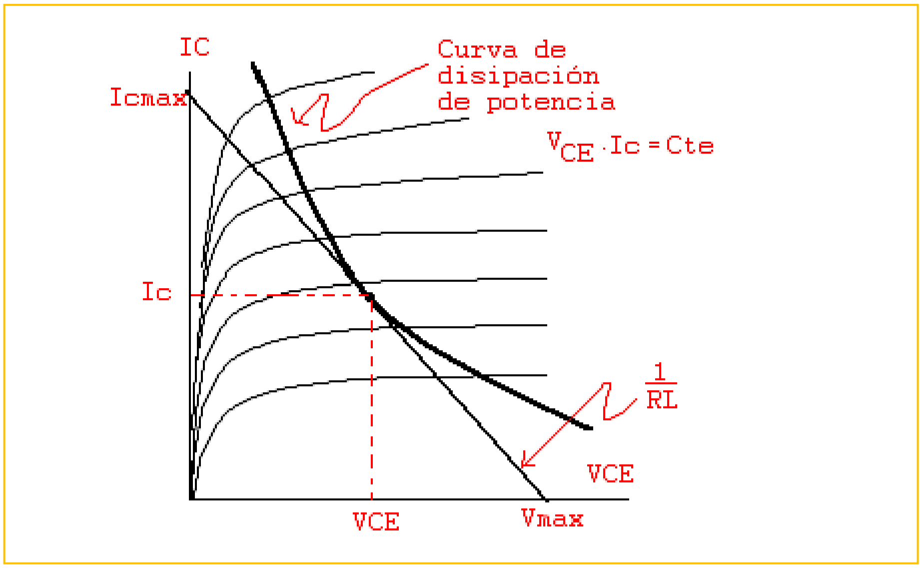
$$Pc = \frac{T_{jmax} - T_a}{\phi_{ja}} ; \qquad [\phi_{ja}] = \frac{°C}{W}$$

P_c = Disipación máxima permisible de la juntura del colector

T_j = Temperatura máxima permisible de la juntura.

T_a = Temperatura del ambiente

f_{ja} = Resistencia térmica desde la juntura al ambiente.



$$Pc = V_{CE} I_C$$

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

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

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

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:

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

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

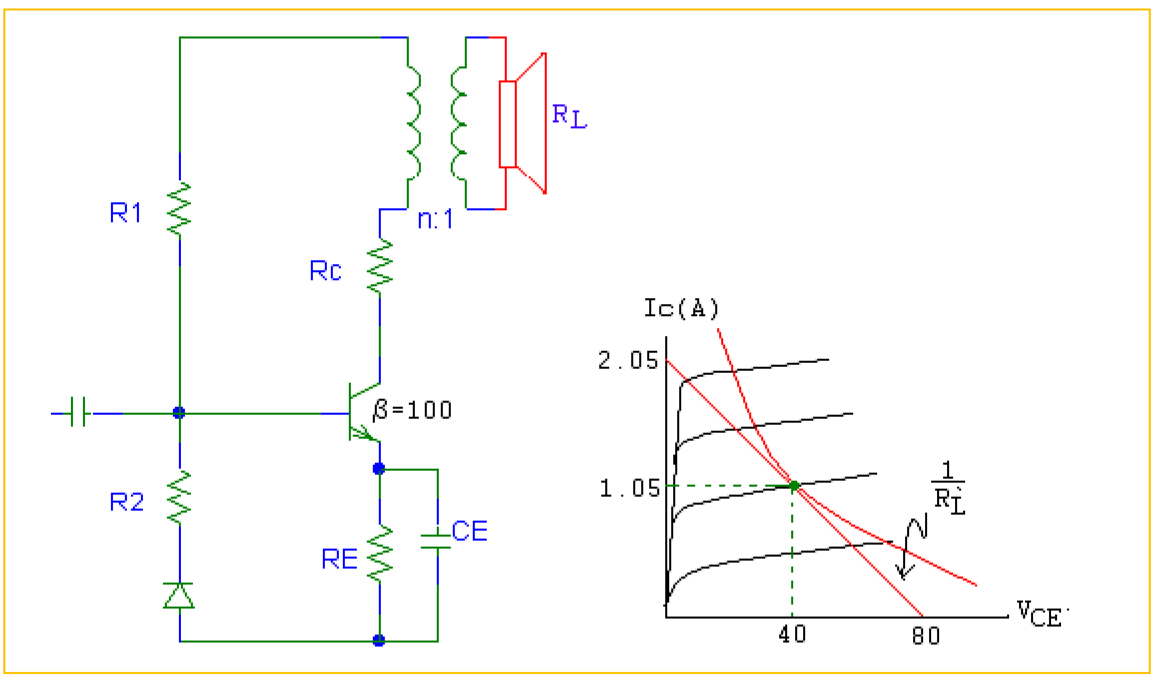
$$P_L = \frac{1}{8} I_{Cmax}^2 R_L \qquad\qquad P_L = \frac{1}{2} P_C$$

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 = Potencia estática total = V_{CC} x I_{CQ}

Ejemplo:

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



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

Carga reflejada $R_L^{`} = \dfrac{40V}{1{,}05A} = 38\Omega$

Resistencia del transformador ≈ 38 /10 = 3,8Ω = R_C

Se supone $R_E = 4\Omega$, $S = \dfrac{\beta R_B}{R_B + \beta R_E}$; 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 $V_{R2} = 4{,}2V$.

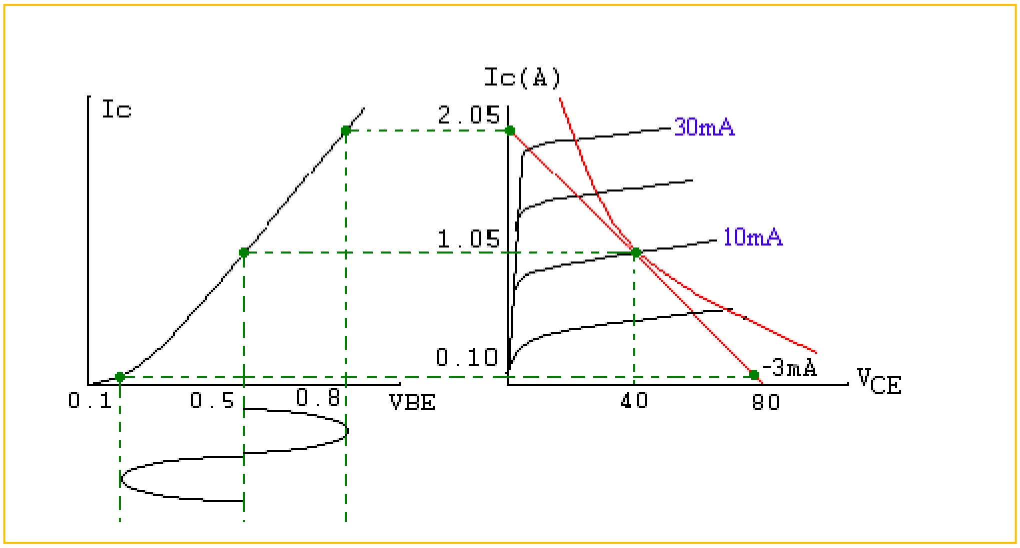
$V_{CC} = V_{CE} + (R_C+R_E)\ I_C = 40+(3{,}8+4)1{,}05 = 48{,}2V$ con V_{CC}=48,2v y $R_B = 16{,}8\Omega$ se puede calcular el valor de R_1 y R_2: $R_1 = 193\Omega$ $R_2=18{,}4\Omega$

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

Resistencia de carga en el primario = 38Ω - 3,8Ω = 34,2Ω

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

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



V_{Bepp}=0,8 – 0,1 = 0,7V

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

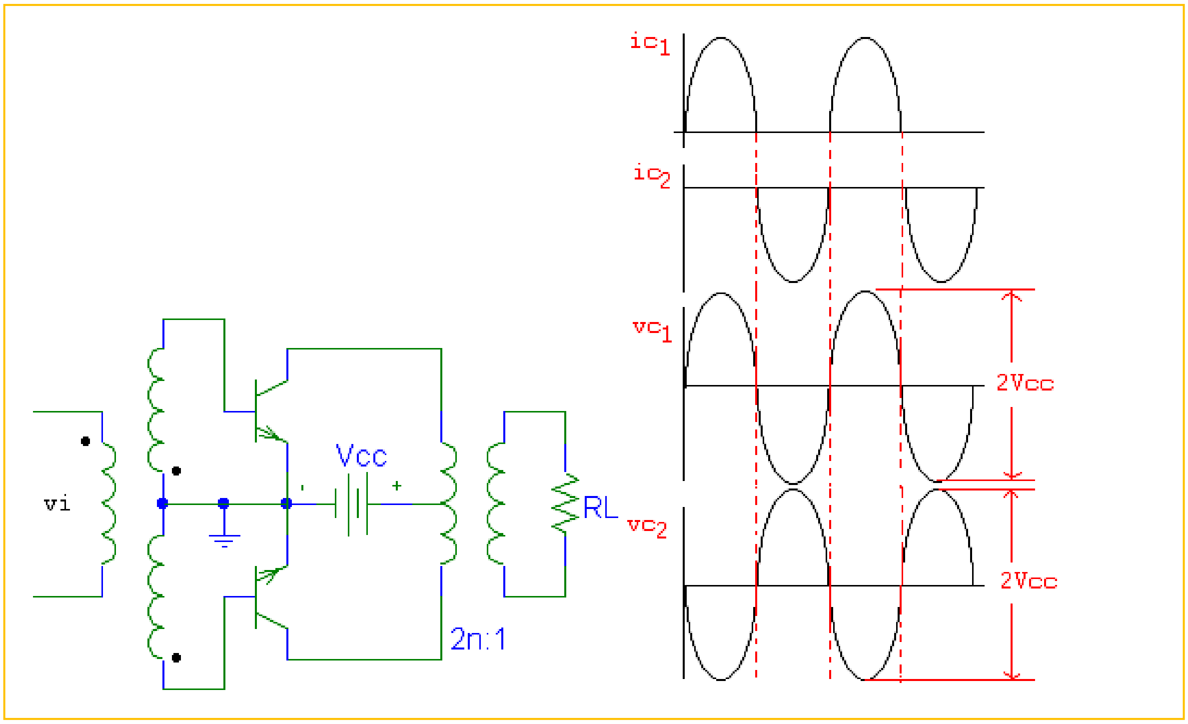
$$P_{in} = \text{potencia de entrada} = \frac{0{,}7}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{0{,}032}{2\sqrt{2}} = 2{,}8mW$$

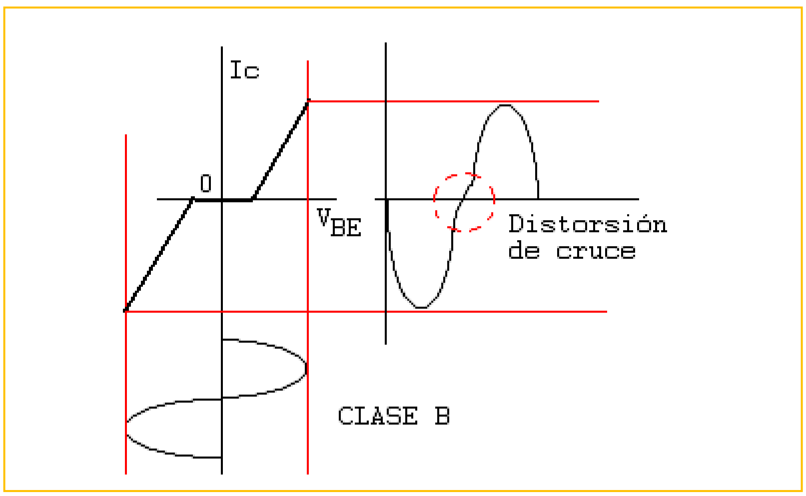
$$G_p = \text{ Ganancia de potencia} = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{18000mW}{2{,}8mW} = 6400$$

3.1 AMPLIFICADOR PUSH-PULL (CONTRA FASE)

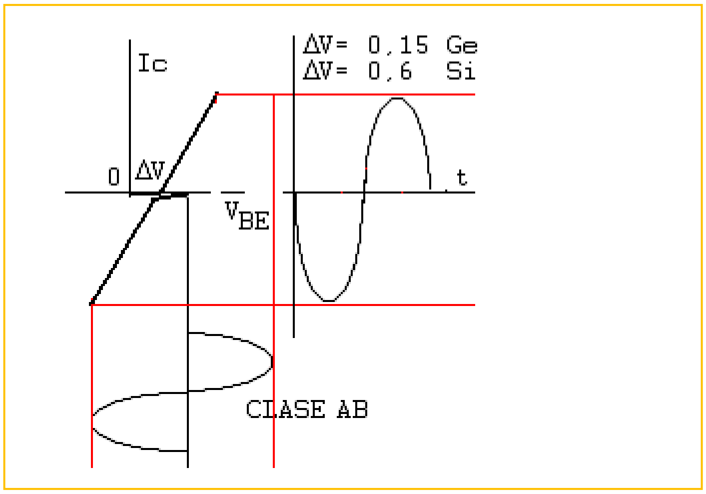
Estos amplificadores push pull se emplean para obtener las señales de salida libres de distorsión. El más generalizado es aquel donde los transistores se polarizan en clase B, o sea, la polarización se ajusta de manera que la corriente estática sea cero. En esta conexión cada transistor trabaja cada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

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



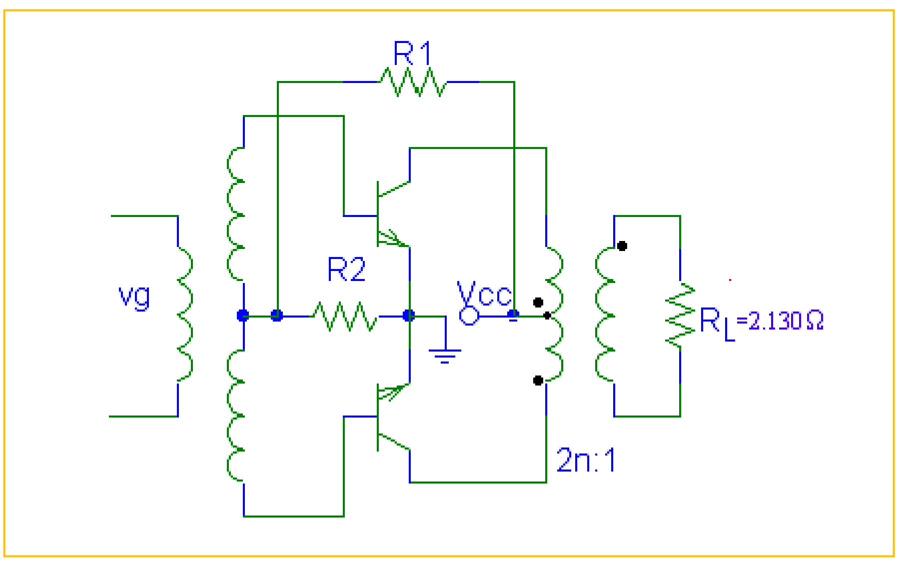


Observando la forma de la señal de salida I_c se nota la distorsión de cruce. Esta es debida a que la corriente característica de transferencia tiene adicionalmente un valor de V_{BE} para que la corriente de colector deje de ser cero. La alimentación de tal distorsión se realiza polarizando los transistores 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} = 500ºC/W y T_{jmax}=175ºC, T_{amax}=70ºC.



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

$$Vcc = \frac{BVmax}{2} = \frac{45}{2} = 22{,}5V$$

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

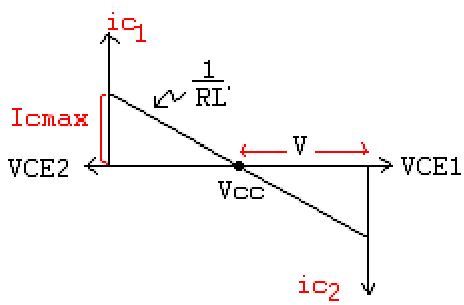
$$Pomax = \frac{V_{CC}^2}{2R_L'}; \quad \text{por transistor:} \quad Pomax = \frac{V_{CC}^2}{4R_L'}$$

P_{CC} = potencia entregada por la fuente.

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CC} \qquad P_{Ccmax} = Vcc\left(\frac{2I_{Cmax}}{\pi}\right) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L'}$$

$$\eta = \text{eficiencia} = \frac{Po}{Pcc} = \frac{\pi}{4} = 78{,}5\%$$

$$2P_C = P_{CC} - P_o \Rightarrow 2P_C = \frac{2}{\pi} \text{ x } \frac{Vcc \text{ x } V}{RL'} - \frac{V^2}{2RL'}$$



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

$$Pc = Pomax\left(\frac{2}{\pi} \times \frac{V}{V_{cc}} - \frac{V^2}{2V_{cc}^2}\right)$$

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

$$Pcmax=Pomax\left(\frac{4}{\pi^2}-\frac{4}{2\pi^2}\right)$$

$$Pcmax=\frac{2}{\pi^2}Pomax=\frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L^{'}}$$

Por transistor : $Pcmax=\frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L^{'}}$ $\quad R_L^{'}=\frac{V_{cc}^2}{\pi^2 Pcmax}=\frac{(22{,}5)^2}{\pi^2(0.21)}=244\Omega$

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

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

R_1=Vcc/5mA = 22,5/5mA=4,5kΩ
R_2=V_{BE} /5mA =0.25/5mA=50Ω
I_{cmax}= V_{cc}/R_L' = 92mA

Se ha supuesto que la corriente por R_1 y R_2 ≈ 10 I_B x 2 Transistores

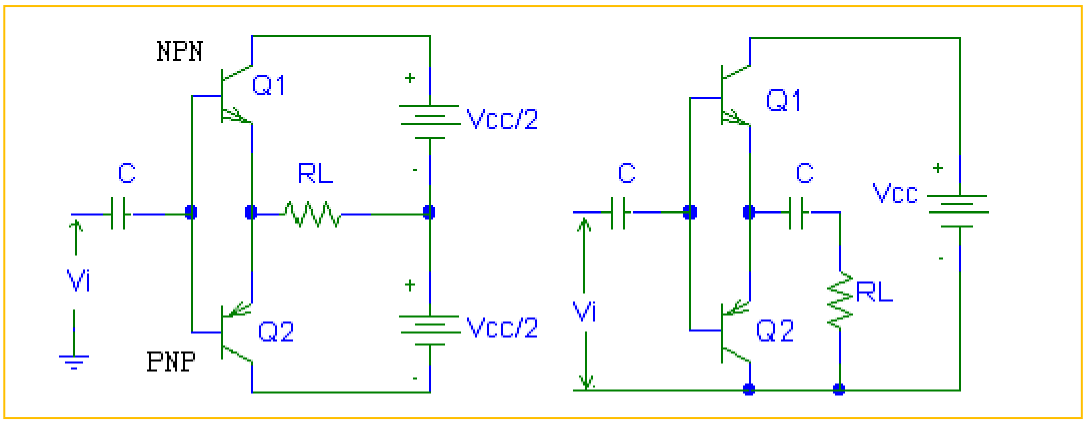
$I_{Bcresta}$ = 240 mA $\quad V_{BE\ cresta}$ =0,395V,

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

$$Pin=\frac{0{,}15}{\sqrt{2}}\times\frac{240}{\sqrt{2}}=18\mu W;\qquad Gp=\frac{Pomax}{Pin}=\frac{1{,}04W}{18\mu W}=57{,}8\times 10^3$$

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 $V_c = V_{cc}/2$

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

$$Pcc = \frac{Vcc \times Iomax}{\pi}$$

$$Pomax = \frac{I_{omax}^2 \times R_L}{2} = \frac{V_{cc}^2}{8R_L}$$

Por transistor:

$$Pcmax = \frac{Pcc - Po}{2} = \frac{Vcc \times Io}{2\pi} - \frac{I_o^2 \times R_L}{4} \quad (1)$$

La corriente I_o para la cual ocurre la máxima disipación de potencia en el transistor es $I_o = Vcc / pR_L$.

Reemplazando en la ecuación (1), se tiene:

$$Pcmax = \frac{V_{CC}^2}{4\pi^2 R_L}\Big|_{TRANSISTOR}$$

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 175ºC cuando la temperatura ambiente es de 25ºC y la resistencia térmica total es de 75ºC/W.
   Determinar: (a) Pcmax, (b) R_L' (c) P_{omax}.

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 Pcmax = 2W. El amplificador debe diseñarse para Pomax. Determinar (a) Vcc y R_L' (b) Pomax.

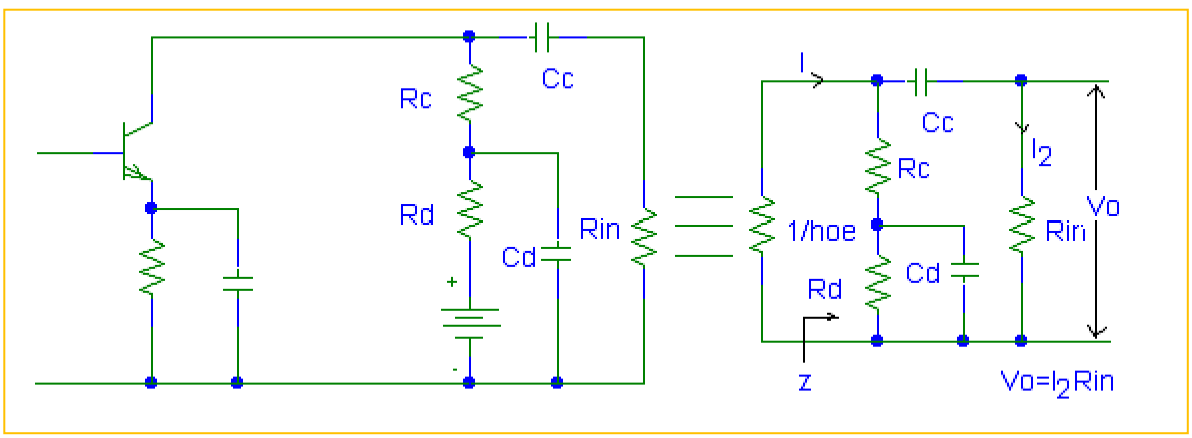
3. En un amplificador de simetría complementaria se emplean transistores para entregar 5W a un altavoz de 25Ω, determinar (a) Vcc (b) Pcmax

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 Rd y Cd que se agrega en serie con Rc. 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 Rd ≥ 10 Xcd. 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<<1/hoe Rd>>Xcd, entonces se puede despreciar hoe y Rd.

$$I_2 = \frac{\left(Rc + \dfrac{1}{jwCd}\right)}{Rc + \dfrac{1}{jwCd} + Rin + \dfrac{1}{jwCc}}$$

$$\frac{Vo}{I}=\frac{Rin}{1+\left[\left(1+jwRiCc\right)\Big/\left(1+jwRcCd\right)\right]\left[Cd\Big/Cc\right]}$$

$$\text{si } RiCc = Rc\,Cd \Rightarrow \frac{Vo}{I}=\frac{Ri}{1+\dfrac{Cd}{Cc}}=\frac{RiRc}{Ri+Rc}$$

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

Se debe tener en cuenta que Rin >> R_c y R_d >>Rc 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:

$$\mathrm{Ri}+\mathrm{Xc} >> \mathrm{Rc}+\mathrm{Zd},\ \text{siendo}\ Z_d=\frac{R_d}{1+jw.C_d.R_d}$$

$$\frac{1}{hoe}>>Z \qquad R_C^{'}=\frac{R_c.R_d}{R_c+R_d}$$

$$Vab=I\left(Rc+\frac{R_d}{1+jwC_dR_d}\right)\Rightarrow\frac{Vo}{I}=\frac{R_c\left[1+\dfrac{(R_c+R_d)}{jwC_dR_cR_d}\right]}{\left(1+\dfrac{1}{jwC_dR_d}\right)\left(1+\dfrac{1}{jwC_cR_i}\right)}$$

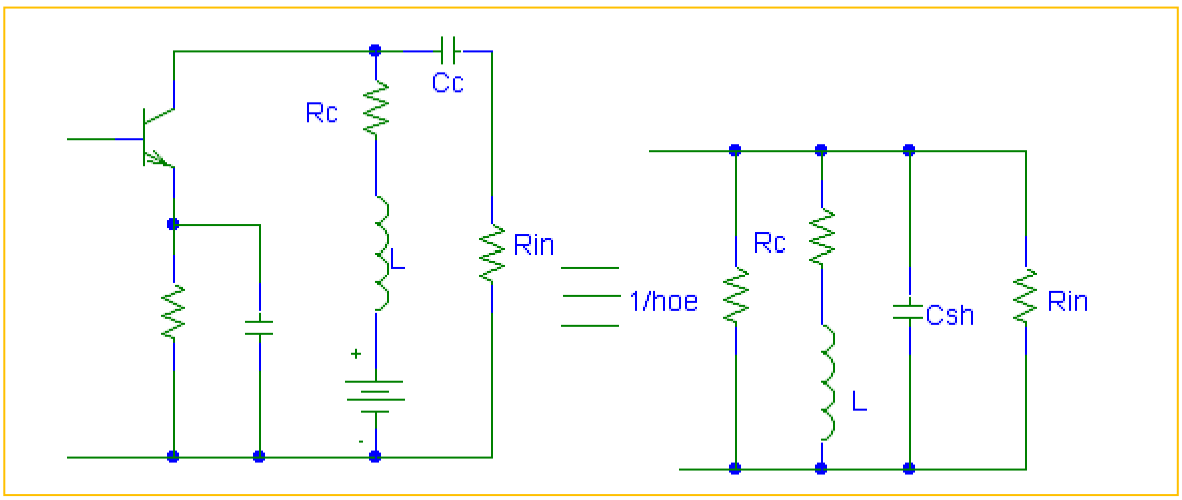
$$\text{haciendo}\ f_3=\frac{1}{2\pi C_dR_d} \qquad f_4=\frac{R_c+R_d}{2\pi C_dR_cR_d} \qquad f_1=\frac{1}{2\pi C_cR_i}$$

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

Si $Rc'Cd = Ri.Cc$, entonces, $f_1 = f_4$ $\quad \dfrac{A_L}{Ao} = \dfrac{1}{1 - j\dfrac{f_3}{f}}$

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 Rc >> wL y por lo tanto su respuesta es independiente de L.

$$I = \frac{\beta I_B}{1 + j\dfrac{w}{w_B}}$$

$$\frac{1}{hoe} >> Rc + jwL \qquad Rin >> Rc + wL$$

$$\frac{Vo}{I} = \frac{\dfrac{(Rc + jwL)}{jwC_{sh}}}{Rc + j\left(wL - \dfrac{1}{wC_{sh}}\right)} = \frac{R_c\left(1 + j\dfrac{wL}{R_c}\right)}{1 - w^2LC_{sh} + jwR_cC_{sh}}$$

Para frecuencias bajas y medias w≈ 0, entonces, Vo / I ≈ Rc; Ao = Rc

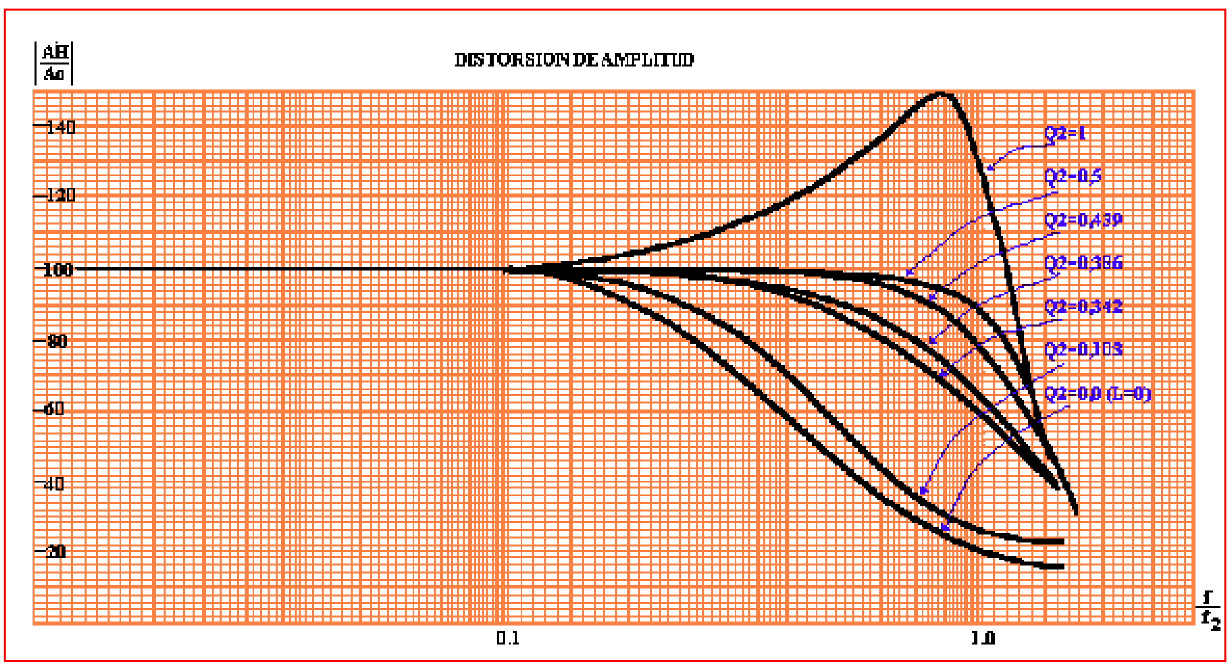
$$\frac{A_H}{A_O} = \frac{1 + j\dfrac{wL}{R_c}}{1 - w^2 L C_{sh} + jwR_c C_{sh}}; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_c C_{sh}}$$

Si Rc << Ri y Rc << 1/hoe, se tiene, Rc ≈ R_{sh}

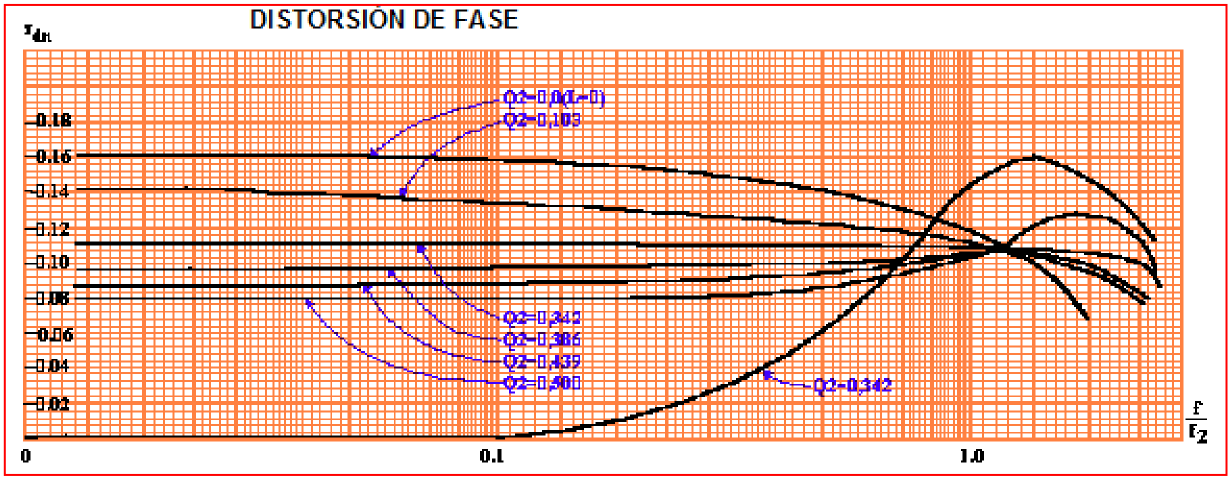
Q = factor de calidad de la bobina.

$$Q_2 = \frac{w_2 L}{R_c} \Rightarrow \frac{A_H}{Ao} = \frac{1 + jQ_2\left(\dfrac{f}{f_2}\right)}{1 - Q_2\left(\dfrac{f}{f_2}\right)^2 + j\left(\dfrac{f}{f_2}\right)}$$

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



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



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.

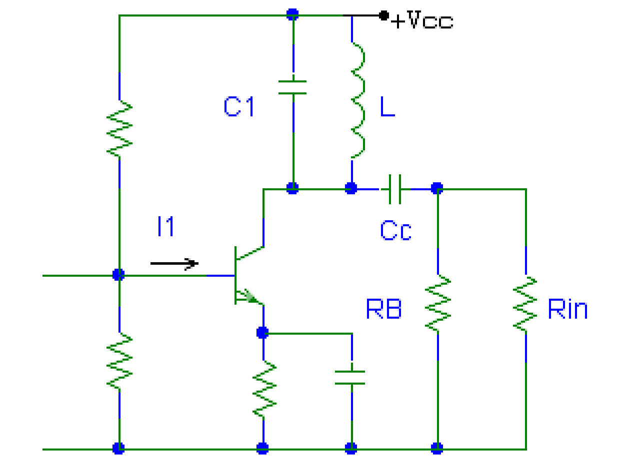
t_d (retardo de tiempo)= ϕ/w.

t_{dn} (retardo de tiempo normalizado) = $w_2 f / w = f_2 \phi / f = \phi / (f/f_2)$

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 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.

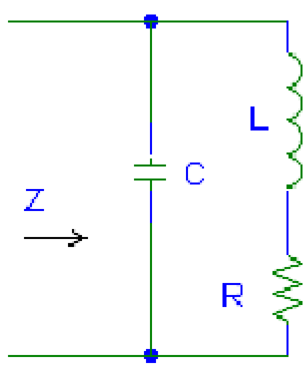
5. AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

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.



R_{in} = *resistencia de entrada de la etapa siguiente.*

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



$$Z = \frac{\left(\frac{1}{jwC}\right)(R + jwL)}{R + j\left(wL - \frac{1}{wC}\right)}$$

$$Z=\frac{\left(\frac{L}{C}\right)\left(1-j\frac{R}{wL}\right)}{R\left[\left(1+j\frac{wL}{R}\right)\left(1-\frac{1}{w^2LC}\right)\right]}\ ; \qquad w_O=\frac{1}{\sqrt{LC}}\ , \qquad f_O=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\ ;$$

$$Q_o=\frac{w_oL}{R}=\frac{1}{w_oRC}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

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

En la mayoría de los amplificadores sintonizados Q_o >100

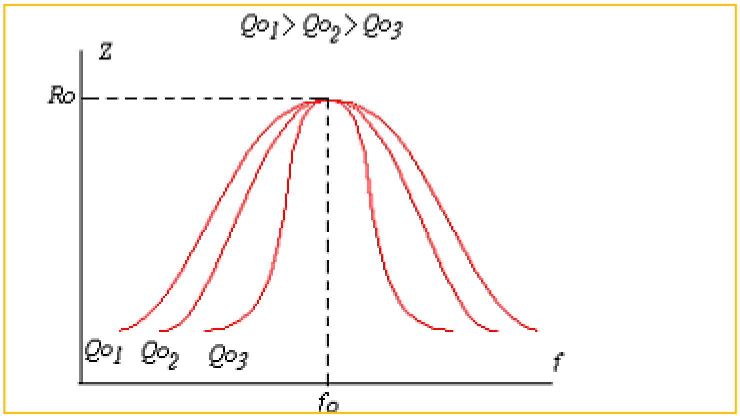
δ = frecuencia normalizada

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

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

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

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.
$B = f_2 - f_1$

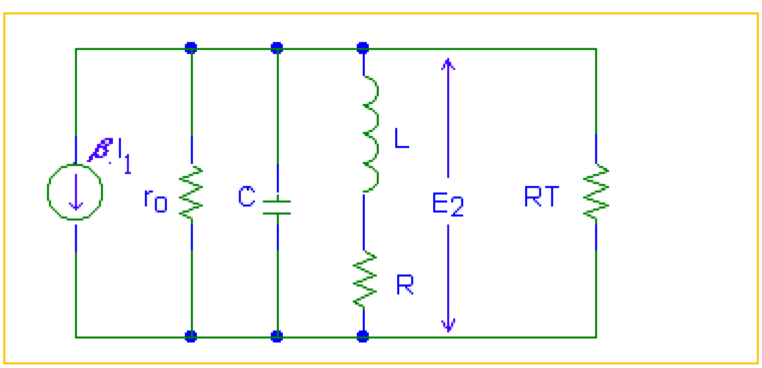
$$\text{Si } f_1 . f_2 = f_o^2 \Rightarrow \boldsymbol{B = f_o / Q_o}$$

Combinando las dos expresiones:

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

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

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



$R_T = R_B \,||\, R_i = R_{in}$.
$C = C_1 + C_{parásitas}$

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

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

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

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

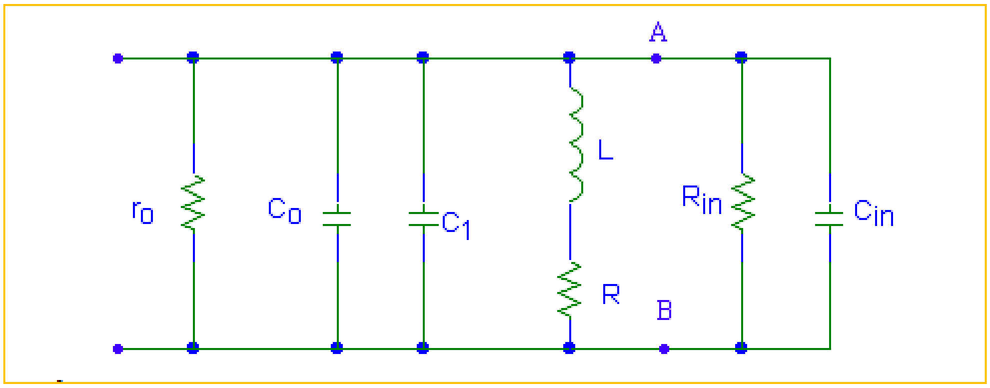
Si E_1 = señal de entrada $\Rightarrow I_1 = E_1 / R_i$

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

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

Ejemplo:

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



$$B = \frac{f_o}{Q_{ef}} \qquad Q_{ef} = f_o/B = 500Kc\ /\ 10\ Kc\ = 50 = (Q_oR_{sh})\ /\ R_o$$

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

$$\frac{1}{R_{sh}} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_o} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{w_oLQ_o}$$

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

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

Para que exista buena transferencia de potencia es necesario que :

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

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,

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

$$w_oL = \frac{r_o(Q_o - 2Q_{ef})}{2Q_oQ_{ef}} = \frac{20k(100-50)}{2\times100\times50} = 100\Omega$$

$$L = Q_o\ /\ w_o = 100\ /\ (2\pi \text{ x } 50Kc) = 31{,}8\ \mu H$$

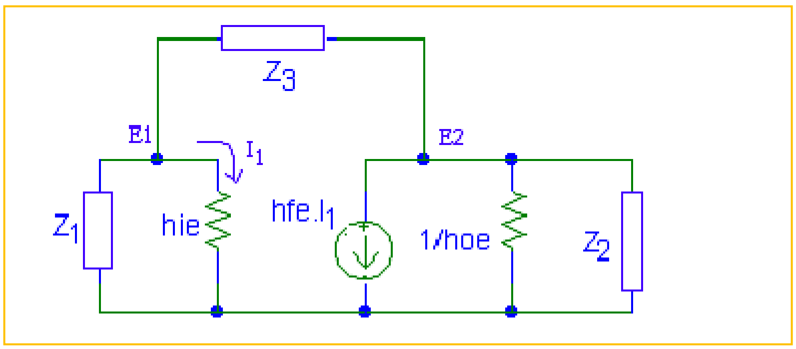
$$w_oL = 1\ /\ w_oC \Rightarrow\ C = \frac{1}{(w_oL)w_o} = \frac{1}{Q_ow_o} = \frac{1}{100w_o} = 3180\,pf$$

$$C_1 = C - Co - Cin = 3180 - 50 - 30 = 3100\text{pf.}$$

OSCILADORES

Muy a menudo dispositivos electrónicos tales como receptores, transmisores y una gran variedad de aparatos electrónicos de laboratorio deben generar una señal senoidal a una frecuencia determinada. Para obtener estas señales se construye un oscilador.

Puede considerarse un oscilador como un amplificador que tiene una señal de entrada cero. Por tanto, para que haya una salida, la ganancia debe ser infinita. Considérese la siguiente estructura osciladora:



Aplicando las ecuaciones de nodos en E_1 y E_2:

$$0 = E_1\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{hie}+\frac{1}{Z_3}\right)-E_2\left(\frac{1}{Z_3}\right)$$

$$-hfe.I_1 = -E_1\left(\frac{1}{Z_3}\right)+E_2\left(\frac{1}{Z_3}+hoe+\frac{1}{Z_2}\right)$$

$$I_1 = \frac{E_1}{hie}, \qquad \text{si} \quad r = \frac{hfe}{hie}$$

La última ecuación quedaría:

$$0 = E_1\left(r-\frac{1}{Z_3}\right)+E_2\left(\frac{1}{Z_3}+hoe+\frac{1}{Z_2}\right)$$

Escribiendo las ecuaciones con admitancias, se tiene:

$$0 = E_1(y_1 + y_i + y_3) - E_2(y_3)$$

$$0 = E_1(r - y_3) + E_2(y_3 + y_o + y_2)$$

$$E_2 = \frac{\begin{vmatrix} y_1 + y_i + y_3 & 0 \\ r - y_3 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} y_1 + y_i + y_3 & -y_3 \\ r - y_3 & y_3 + y_o + y_2 \end{vmatrix}} = \frac{0}{\Delta}$$

Como el numerador es cero, para que E_2 tenga algún valor se necesita que D=0, entonces,

$$(y_1 + y_i + y_3)(y_3 + y_o + y_2) + y_3(r - y_3) = 0$$

$$(y_1 + y_i)(y_3 + y_o + y_2) + y_3(y_3 + y_o + y_2) + y_3 r - y_3^2 = 0$$

$$r = \frac{(y_1 + y_i)(y_3 + y_o + y_2) + y_3(y_o + y_2)}{y_3}$$

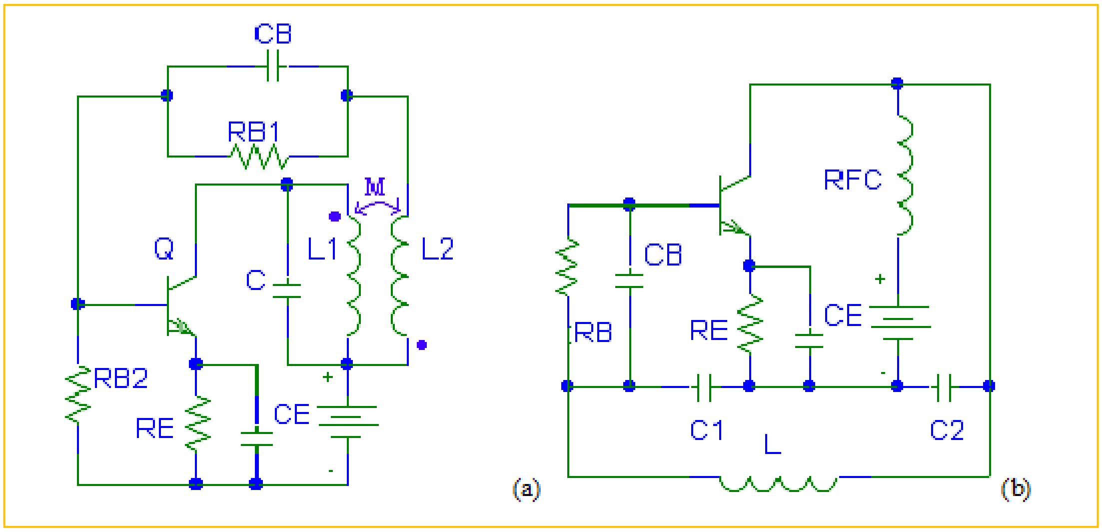
Esta es una expresión compleja en la cual,

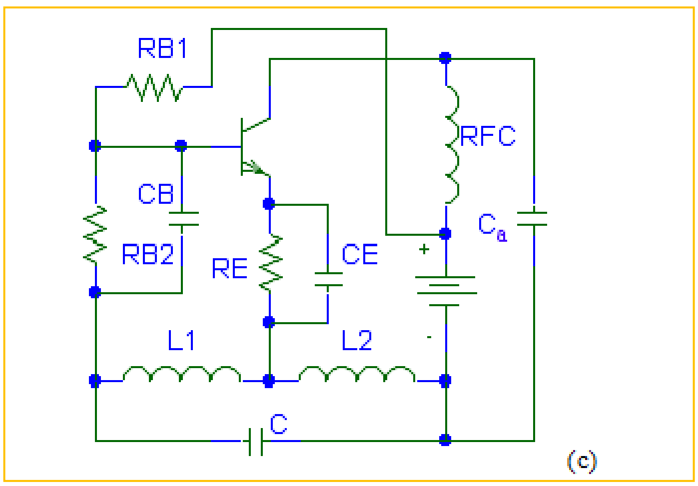
$$r = G(w) + jB(w);$$

Como r es un número real, entonces $B(w)=0$ y $r = G(w)$. Existe un solo valor de $w=w_o$ que satisface $B(w_o)=0$

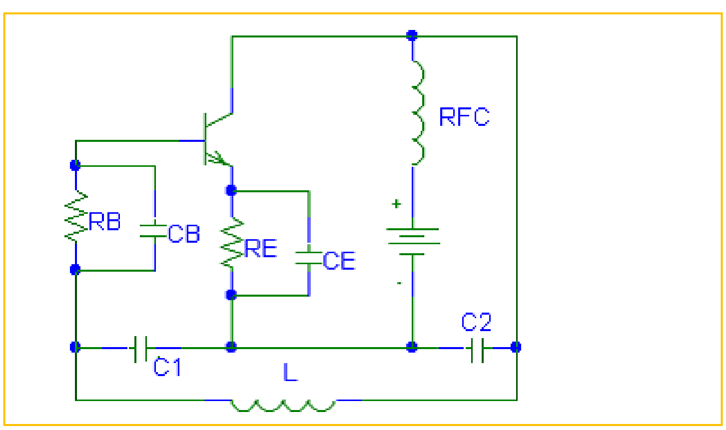
El criterio de oscilación lo define NYQUIST y dice que es necesario $r \geq G(w_o)$.

En la figura se muestran algunos osciladores de radiofrecuencia típicos. En la figura (a) la realimentación tiene lugar entre las bobinas acopladas. El oscilador de la figura (b) se llama oscilador Colpitts. El circuito sintonizado consta de dos condensadores C_1 y C_2 y la bobina L. El oscilador de la figura (c) se denomina oscilador Hartley y su circuito sintonizado está formado por las bobinas L_1 y L_2 y el condensador C. En estos dos últimos osciladores el choque de radiofrecuencia (RFC) cumple la función de bloquear el paso de la C.A. R_B, R_{B1}, R_{B2}, C_B, R_E, C_E y C*a* se usan para polarizar el transistor.





6. OSCILADOR COLPITTS



C_B y C_E son cortos a la frecuencia de oscilación.

$$r = \frac{hfe}{hie},$$

$$y_1 = jwC_1 \qquad y_2 = jwC_2; \qquad y_i = \frac{1}{hie}; \; y_o = hoe; \quad y_3 = \frac{1}{(R + jwL)};$$

Aplicando el criterio de oscilación, se tiene:

$$r = \frac{\left(jwC_1 + \frac{1}{hie}\right)\left(\frac{1}{(R_L + jwL)} + hoe + jwC_2\right) + \frac{1}{R + jwL}(hoe + jwC)}{1/(R + jwL)}$$

Haciendo la parte imaginaria igual a cero, entonces:

$$w_o = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_2.C_1.L} + \frac{hoeR}{L.C_2} + \frac{hoe.L + C_2R}{hie.C_1.C_2.L}}$$

$$r = \frac{hfe}{hie} \geq w_o^2.C_1.C_2.R + \frac{w_o^2.L.C_2 - hoe.R - 1}{hie} + hoe\left(w_o^2.L.C - 1\right)$$

Si C1=C2=C → $wo \approx \sqrt{\frac{C1 + C2}{C1.C2L}} = \sqrt{\frac{2}{LC}}$

$$\frac{hfe}{hie} \geq w_o^2 C^2 R + \frac{1 - hoe.R}{hie} + hoe$$

$$Q_o = \frac{w_o L}{R}; \qquad R = \frac{w_o L}{Q_o} = \frac{2}{Q_o w_o C}; \quad \text{si } hoe.R << 1$$

$$\frac{hfe}{hie} \geq w_o^2 C^2 R + \frac{1}{hie} + hoe \Rightarrow w_o^2 C^2 R \leq \frac{hfe}{hie} - \frac{1}{hie} - \frac{1}{hoe} = \frac{hfe - 1}{hie} - hoe$$

$$w_o^2 C^2\left(\frac{2}{Q_o w_o C}\right)=\frac{2w_o C}{Q_o}\le\frac{hfe-1}{hie}-hoe$$

$$C\le\left(\frac{hfe-1}{hie}-hoe\right)\frac{Q_o}{2w_o}$$

Ejemplo:

Si hfe=51, hie=2kΩ hoe=50 μmhos; hre=0 Suponiendo Q_o=10 y si se quiere un $w_o=10^7$ entonces, aplicando el último criterio, C≤12,5 μf

Para mejor estabilidad se escoge el mayor valor de C. C=12 μf.

$$w_o=\sqrt{\frac{2}{LC}}\Rightarrow L=1667\,\mu\mathrm{H}$$

Como Q_o = 10 → R=1667Ω

Generalmente se incluye algún método de ajuste de f, ya sea variando L o C.

Las fórmulas generales y aproximadas para determinar la frecuencia de oscilación de un oscilador LC, son:

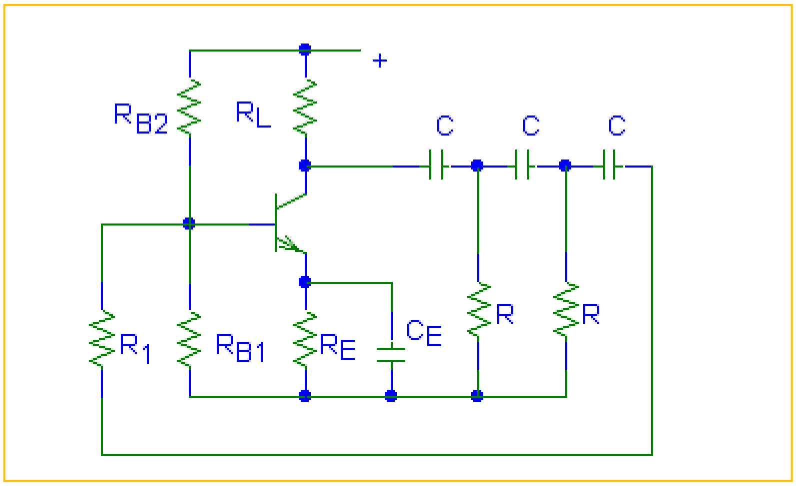
$$f_o=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Siendo $C=\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}$ Colpitts.

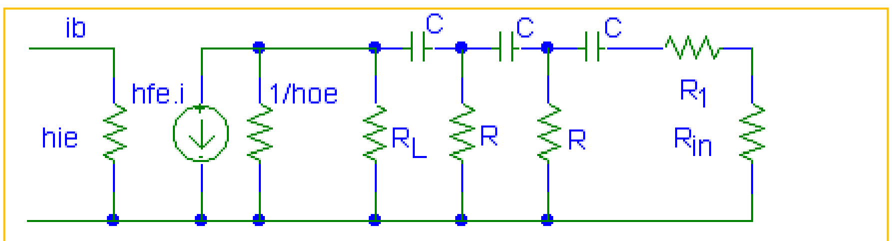
$L=L_1+L_2+2M$ (Hartley) donde M es inductancia mutua.

7. OSCILADOR RC (*PHASE – SHIFT)*

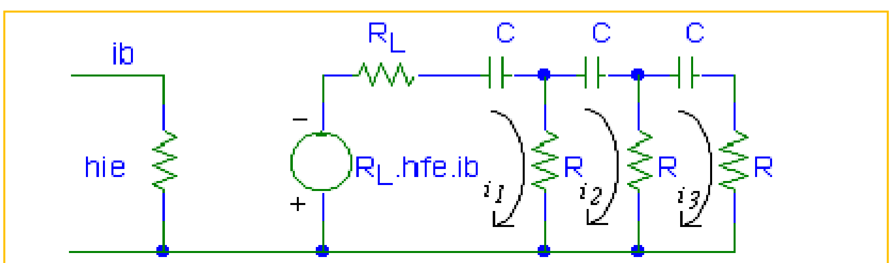
Los osciladores discutidos en la sección anterior son importantes para la generación de señales senoidales de alta frecuencia. Para bajas frecuencias los valores de L y C resultan muy grandes. Debido a lo anterior, se utiliza el oscilador RC (o de desplazamiento de fase) para la generación de estas bajas frecuencias.



$R_1+R_{in}=R$
$R_L<<1/hoe$
$R_{in}=R_B||hie$
$R_B=R_{B1}||R_{B2}$



circuito equivalente



circuito simplificado

Aplicando ecuaciones de malla, se tiene,

$$-E=(R_L+Z)i_i+R.i_2+0; \qquad \text{siendo } E=R_L.hfe.i_b$$
$$0=-R.i_1+(R+Z)i_2-R.i_3 \qquad Z=R\text{-}jX$$
$$0=0-R.i_2+(R+Z)i_3 \qquad X=\frac{1}{wC}$$

$$i_3=\frac{\begin{vmatrix} R_L+Z & -R & -E \\ -R & R+Z & 0 \\ 0 & -R & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} RL+Z & -R & 0 \\ -R & R+Z & -R \\ 0 & -R & R+Z \end{vmatrix}}=\frac{-E(R^2)}{(R+Z)^2(R_L+Z)-R^2(R_L+Z)-R^2(R+Z)}$$

$$\frac{i_3}{E}=-\frac{R^2}{(R_L+Z)\left((R+Z)^2-R^2\right)-R^2(R+Z)}, \quad \text{reemplazan do el valor de Z, se tiene :}$$

$$\frac{i_3}{E}=\frac{-R^2}{(3R^2R_L-R_LX^2+5R.X^2+R^3)-j(4R.R_L.X+6R^2.X-X^3)}=0; \quad (1)$$

$$4.R.R_L.X+6R^2X-X^3=0 \Rightarrow X^2=4.R.R_L+6R^2$$

$$X=\frac{1}{w_oC}\Rightarrow w_0^2=\frac{1}{(4.R.R_L+6R^2)C^2}\Rightarrow f_o=\frac{1}{2\pi C\sqrt{6R^2+4.R.R_L}}$$

Reemplazando el valor de X en la expresión (1):

$$\frac{i_3}{E}=\frac{-R^2}{3R^2R_L+R^3-(R_L+5R)(4R.R_L+6R^2)} \quad (1)$$

Desarrollando la expresión y reemplazando E = $R_L.hfe.I_b$

$$\frac{i_3}{i_b}=\frac{R^2R_L.hfe}{23R^2R_L+4R.R_L^2+29R^3};$$

$$A=\frac{i_1}{i_b} \ \text{(amplifica ción)}; \qquad \beta=\frac{i_3}{i_1} \quad (realimentación)$$

El criterio de BARKHAUSEN de oscilación dice que:

$A\beta=1$, entonces $\frac{i_3}{i_b}=1$, por lo tanto,

$$hfe \geq 23+\frac{4R_L}{R}+\frac{29R}{R_L}$$

Ejemplo:

Determinar la frecuencia de oscilación y *hfe* mínimo requerido de un oscilador RC si:

hie=1kΩ, R_L=2kΩ, C=1uf, R=5kΩ

R_{B2}=24kΩ, R_{B1}=6kΩ , y R_E=1kΩ y además determinar el valor de R_1.

$R_B=R_{B1}||R_{B2}$ =4,8KΩ; $R_{in}=R_B||hie$ =0,86kΩ

como R=5kΩ → R_1=R-R_{in} =4,3kΩ

$$fo=\frac{1}{2\pi(1\mu f)\sqrt{6(5k)^2+4(5k)(2k)}}=19Hz.$$

$$hfe_{min}=23+\frac{4(2)}{5}+\frac{29(5)}{2}=97$$

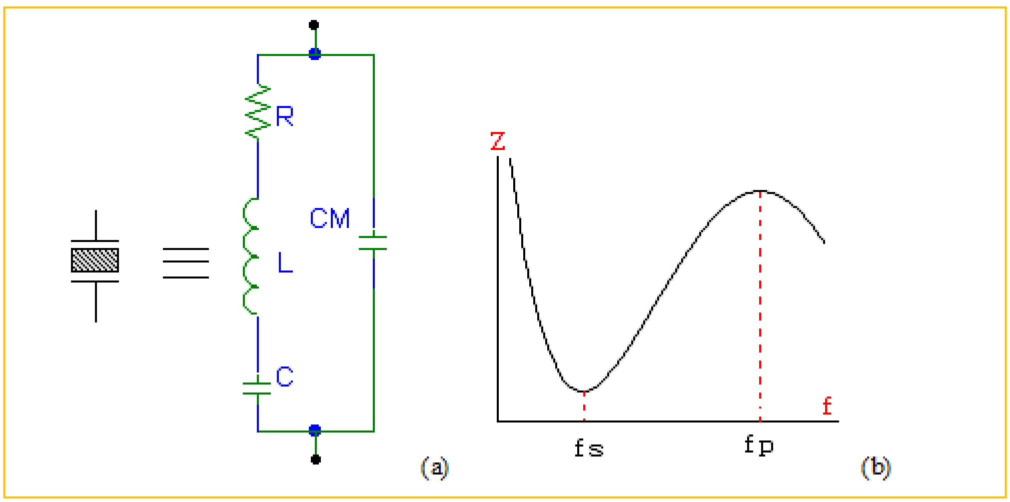
8. OSCILADOR DE CRISTAL

Si un oscilador va a funcionar con una frecuencia única, puede conseguirse una estabilidad excepcional utilizando cristales piezoeléctricos. Estos cristales que a menudo se fabrican de cuarzo, se deforman cuando se aplica una tensión entre las caras opuestas (acortándose, alargándose o flexionándose). El fenómeno es inverso, de modo que si se aplican fuerzas mecánicas entre sus caras, aparecen cargas eléctricas en ellas. El fenómeno es conocido como “efecto piezoeléctrico”.

El cristal piezoeléctrico es un verdadero “transductor” electromecánico, por cuanto transforma energía mecánica a eléctrica y viceversa. En acústica (elecroacústica y ultrasonido) se aprovechan estos cristales como transductores Por su eficacia en este aspecto, se prefieren en tal función los cristales de sal de Rochela, y los de titanio de bario.

Los cristales de cuarzo utilizados actualmente con fines de estabilización de los osciladores empleados en recepción y transmisión, cubren la amplia gama de frecuencias desde aproximadamente 1khz a 150 Mhz. El límite inferior está determinado por el máximo tamaño con que se encuentran en la naturaleza los cristales de cuarzo. El límite superior queda establecido por las dificultades tecnológicas que presenta el corte de placas de muy poco espesor.

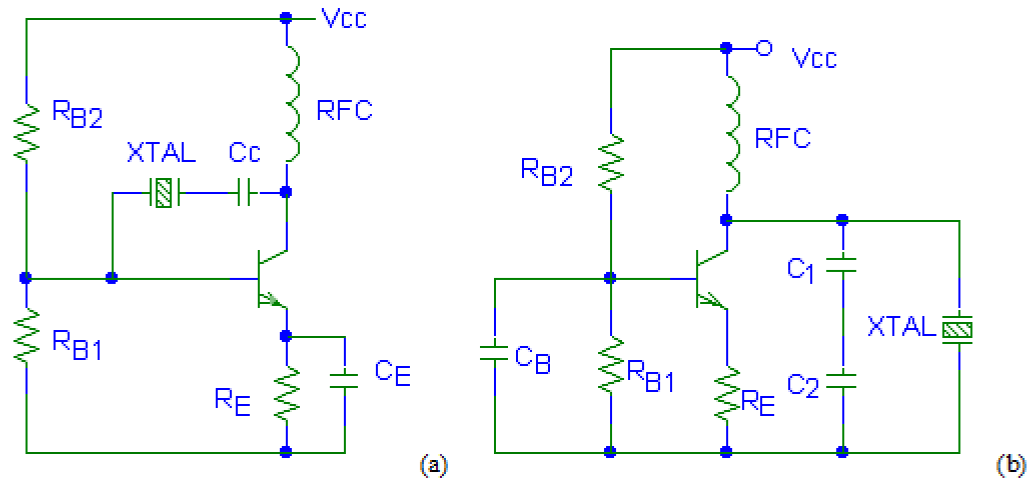
Aunque el cristal tiene resonancia electromecánica, se puede representar la acción del cristal por un circuito resonante equivalente como se muestra en la fig. (a). La bobina y el condensador C representan equivalentes eléctricos de la masa del cristal y de la dilatación mientras la resistencia R representa la fricción contra la estructura interna. La capacidad en paralelo C_M representa la capacidad debida al montaje mecánico del cristal. Como las pérdidas del cristal son pequeñas (R»0) el factor de calidad (Q) del cristal es muy alto.



El cristal puede tener dos frecuencias de resonancia. Una condición de resonancia ocurre cuando las reactancias de la porción serie RLC son iguales. En este caso la impedancia es muy baja y el cristal tiene resonancia serie en $f = f_s$. La otra condición de resonancia ocurre a una frecuencia más alta cuando la reactancia de la porción resonante serie es igual a la reactancia del condensador C_M. Esta es una condición de resonancia paralela y a la $f = f_p$ la impedancia que presenta el cristal es muy alta. La curva de impedancia en función de la frecuencia se muestra en la figura (b).

Si el cristal se va a usar en su modo “resonancia serie” se debe conectar en tal forma que la realimentación positiva sea alta. Esto se consigue conectando el cristal como se indica en la figura (a) (tipo Pierce) debido a que su impedancia es muy baja.

Como la impedancia del cristal en "resonancia paralela" es muy alta, éste se conecta en paralelo como se indica en la figura (b). El cristal se comporta como una inductancia de máximo valor (Q alto).



Circuito resonante serie

Circuito resonante paralelo

Ejercicios:

1. Calcule la frecuencia de oscilación para un Colpitts si L=100uH, C_1=0,005uf, C_2=0,01uf, L_{RFC}=0,5 mH C_C=10uf.

2. Calcule la frecuencia de oscilación de un Hartley si L_{RFC}=0,5mH, L_1=750uH, M=150uH C=150pf.

3. Seleccione los valores del condensador C y la ganancia *hfe* del transistor necesarios para un oscilador de desplazamiento de fase a 5khz si R_{B2} = 24K; R_{B1}=75KΩ; R_L=18KΩ; R=6kΩ y *hie*=2kΩ

MULTIVIBRADORES

Una de las aplicaciones más importantes del transistor es como interruptor o conmutador, además de la ya conocida como amplificador. El transistor tiene tres regiones de operación: la región de corte, la región activa y la región de saturación. Como amplificador el transistor opera en la región activa y como interruptor en las regiones de corte y saturación. El paso de la región de corte a saturación y viceversa es instantáneo y debido a esto se requieren transistores de alta velocidad, de tal forma, que la respuesta a un pulso rectangular tenga tiempos de subida y bajada muy pequeños.

A continuación se darán los valores típicos de voltajes en las uniones de un transistor NPN a 25ºC.

	V_{CE}(sat)	V_{BE}(sat)	V_{BE}(activo)	$V\gamma$	V_{BE}(corte)
Si	0,2	0,7	0,6	0,5	0,0
Ge	0,1	0,3	0,2	0,1	-0,1

$V\gamma = V_{BE}$(arranque) es el voltaje entre base y emisor necesario para llevar el transistor de la región de corte a la región activa. Para llevar un transistor a la región de saturación es necesario que:

$$I_B \geq \frac{I_C}{\beta}$$

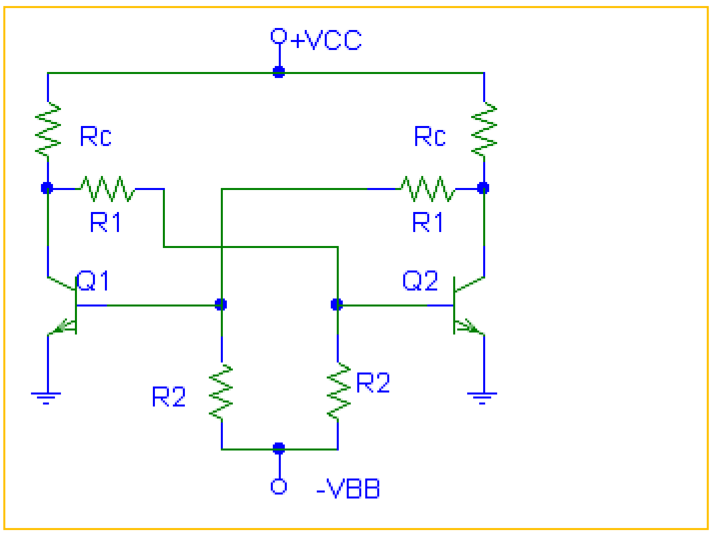
El transistor trabaja como interruptor en los diferentes tipos de multivibradores: multivibrador bistable, monostable y astable.

9. MULTIVIBRADOR BISTABLE

El multivibrador bistable tiene dos estados estables que puede permanecer en cualquiera de ellos indefinidamente y puede realizar una transición brusca de un estado a otro mediante una excitación exterior. Al multivibrador bistable se le conoce también con los nombres de circuito binario, disparador y flip – flop.

9.1 BINARIO ACOPLADO POR COLECTOR

Debido a la simetría del circuito se podría esperar que operando los transistores en la región activa $I_1=I_2$. Este estado es inestable, debido a lo siguiente: Si I_1 aumenta insignificantemente la tensión de salida V_{C1} disminuye. Esto hará que baje la tensión de entrada V_{B2}. Esta variación es amplificada e invertida por el transistor Q_2 y por lo tanto, V_{C2} aumentará. Al aumentar V_{C2} aumenta V_{B1} y por lo tanto disminuye V_{C1} aumentándose I_1. El proceso se repite continuamente, I_1 sigue aumentando e I_2 sigue disminuyendo hasta que Q_2 quede en corto y Q_1 en saturación que es el estado estable.



Ejemplo:

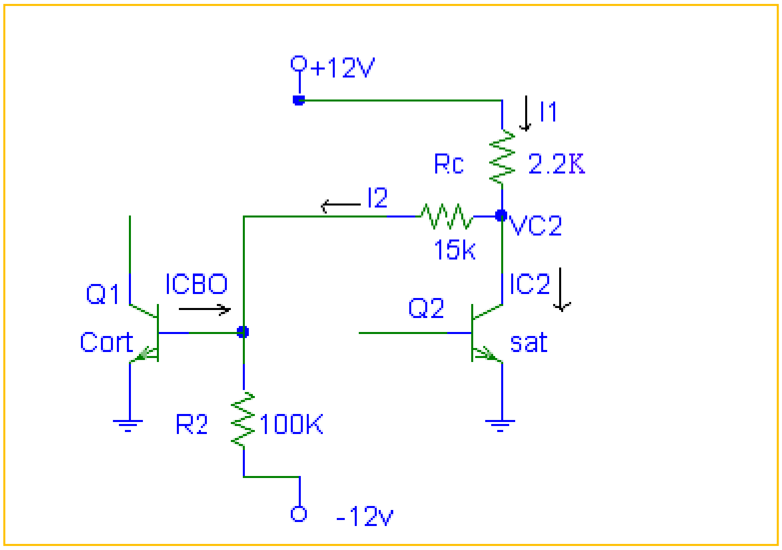
Calcular las corrientes y voltajes y comprobar el estado de los transistores para el circuito de la figura. Suponer que los transistores tienen un mínimo $h_{FE}=20$, $R_C=2{,}2k\Omega$, $R_1=15k\Omega$, $R_2=100k\Omega$, $V_{CC}=12V$, $V_{BB}= -12V$. Supóngase que Q_1 está cortado y Q_2 en saturación.

$$V_{C2} = V_{C2}(sat) = 0{,}2V$$

$$V_{B1} = -12\left(\frac{15}{15+100}\right) + 0{,}2\left(\frac{100}{15+100}\right)$$

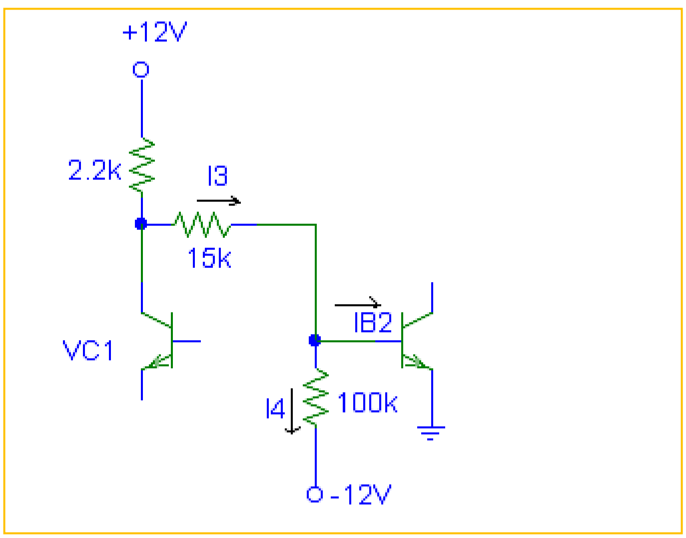
$$V_{B1} = -1{,}39V$$

Como $V_{B1}<0{,}0V$ (Si) el transistor Q_1 está cortado.



$$I_{C2} = I_1 - I_2 = \frac{12-0{,}2}{2{,}2} - \frac{12+0{,}2}{15+100} = 5{,}26mA$$

$$(I_{B2})_{min} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}} = \frac{5{,}26}{20} = 0{,}26\,mA$$



$$V_{B2} = V_{B2}(sat) = 0{,}7V$$

$$I_3 = \frac{12-0{,}7}{2{,}2+15} = 0{,}66mA$$

$$I_4 = \frac{0{,}7+12}{100} = 0{,}13mA$$

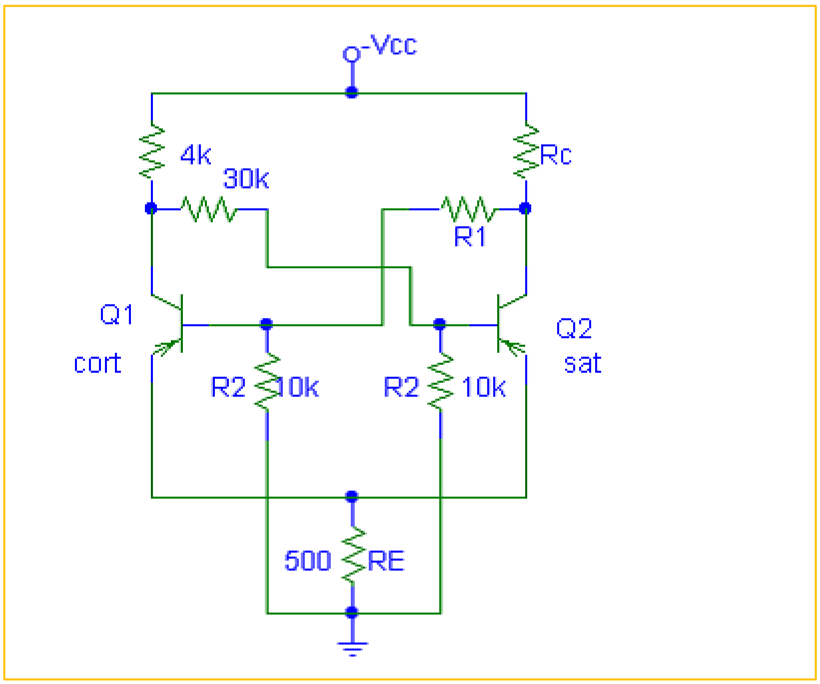
$$I_{B2} = I_3 - I_4 = 0{,}53mA$$

$$I_{B2} > \frac{I_{C2}}{h_{FE}} \Rightarrow Q2 \text{ está saturado}$$

$$V_{C1} = 12 - 0{,}66 \times 2{,}2 = 10{,}5V$$

Ejemplo:

Para el circuito binario autopolarizado de la figura, calcular las corrientes y tensiones en estado estable. Hallar el valor mínimo de h_{FE} que mantiene a Q_2 en saturación. Los transistores son de germanio.

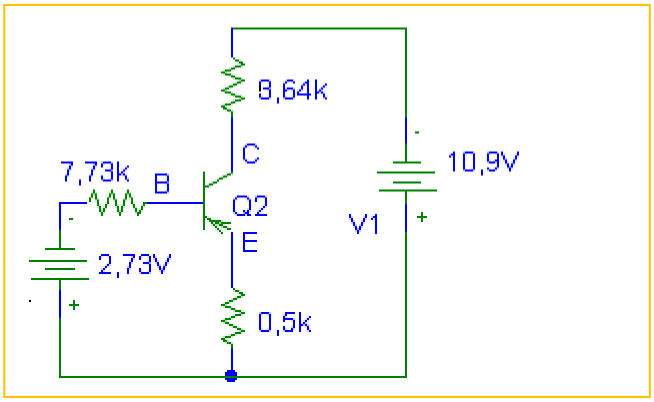


Para simplificar el circuito se realizan los equivalentes Thevenin en el colector y en la base de Q_2.

En el colector:

$$V_{th} = \frac{-Vcc(R_1 + R_2)}{R_c + R_1 + R_2} = -10{,}9V$$

$$Rth = \frac{R_c(R_1 + R_2)}{R_C + (R_1 + R_2)} = 3{,}64K$$



En la base:

$$Vth = \frac{-VccR_2}{R_1 + R_2 + R_C} = -2{,}73$$

$$Rth = \frac{R_2(R_1 + R_C)}{R_2 + (R_1 + R_C)} = 7{,}73k$$

$$V_{CE}(sat) = -0{,}1V$$

$$V_{BE}(sat) = -0{,}3V$$

Circuito de base:

$$2{,}73 - 0{,}3 + I_{B2}(7{,}73 + 0{,}5) + I_{C2}(0{,}5) = 0$$

Circuito de colector:

$$10{,}9 - 0{,}1 + I_{B2}(0{,}5) + I_{C2}(3{,}64 + 0{,}5) = 0$$

Resolviendo estas dos ecuaciones, se tiene:

$$I_{B2} = -0{,}138mA; \qquad I_{C2} = -2{,}59mA; \qquad (h_{FE})_{min} = \frac{I_{C2}}{I_{B2}} = 18{,}8$$

$$V_E = (I_{B2} + I_{C2})R_E = (-0{,}138 - 2{,}59)(0{,}5) = -1{,}36V$$

$$V_{C2} = V_{CE2} + V_E = -0{,}1 - 1{,}36 = -1{,}46V$$

$$V_{B2} = V_{BE2} + V_E = -0{,}3 - 1{,}36 = -1{,}66V$$

$$V_{B1} = \frac{V_{C2}R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-1,46 \times 10}{40} = -0,37V$$

$$V_{BE1} = V_{B1} - V_E = -0,37 + 1,36 = 0,99V$$

Como el valor mínimo necesario de V_{BE} para un transistor de germanio PNP es o,1V para el estado de corte, Q_1 está cortado.

$$V_{C1} = \frac{-V_{CC}R_1}{R_1 + R_C} + \frac{V_{B2}R_C}{R_1 + R_C} = -10,8V$$

En resumen, el estado estable tiene los siguientes valores:

I_{c1}=0mA I_{C2}=-2,59mA I_{B1}=0mA I_{B2}=-0,14mA

V_{C1}=-10,8V V_{C2}=-1,46V V_{B1}=-0,37V V_{B2}=-1,66V

V_E= -1,36V

Amplitud de salida = V_{C2}-V_{C1}=-1,46+10,8=9,3V

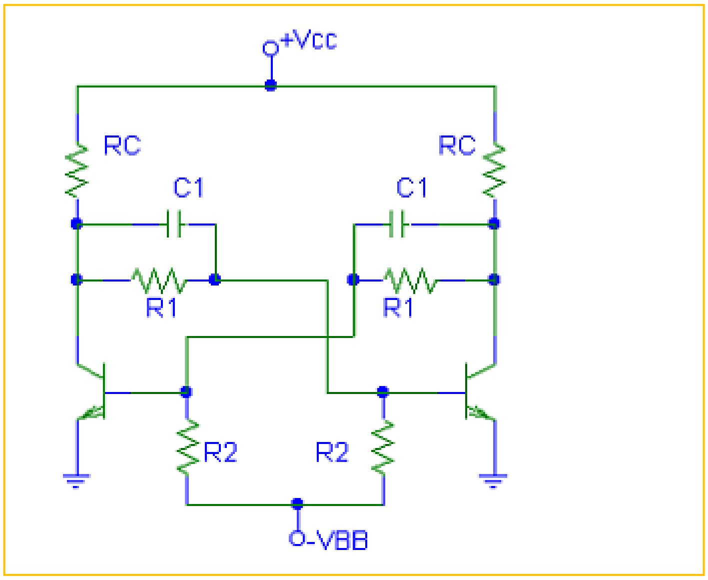
Con el objeto de mejorar el estado de transición (conducción a corte o de corte a conducción) de los transistores se colocan condensadores aceleradores en paralelo con la resistencia de acoplamiento, tal como se indica en la figura.

Este condensador produce una constante de tiempo aproximadamente igual a:

$$\tau = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}C_1$$

Que limita la frecuencia de funcionamiento a:

$$f \leq \frac{1}{2\tau} = \frac{R_1 + R_2}{2R_1R_2C_1}$$



$$\tau = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2};$$

$$f_{max} = \frac{R_1 + R_2}{2R_1 + R_2 C_1}$$

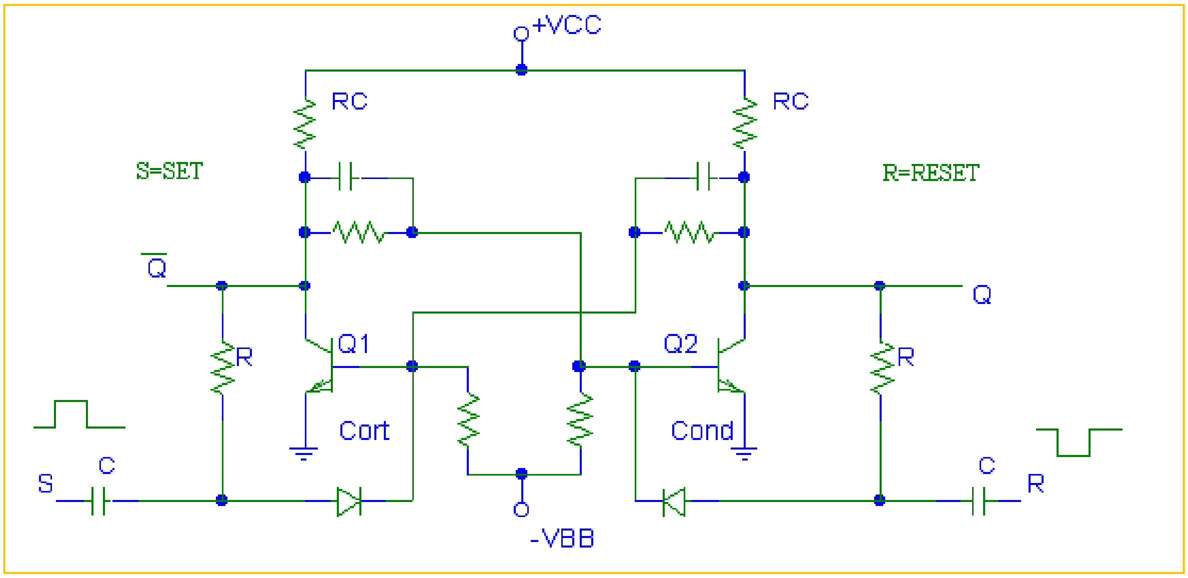
Formas de disparo

Existen dos clase de disparo, el asimétrico y el simétrico. Es *asimétrico* si se aplica un pulso a cada transistor por separado para conmutarlo. La conmutación se puede efectuar:

(a) Aplicando el nivel o pulso de disparo a un transistor en conducción para cortarlo, propiciando así que conduzca el otro transistor.

(b) Aplicando el disparo a un transistor en corto a conducción provocando el corto del otro transistor.

El disparo se puede hace por colector o por la base.

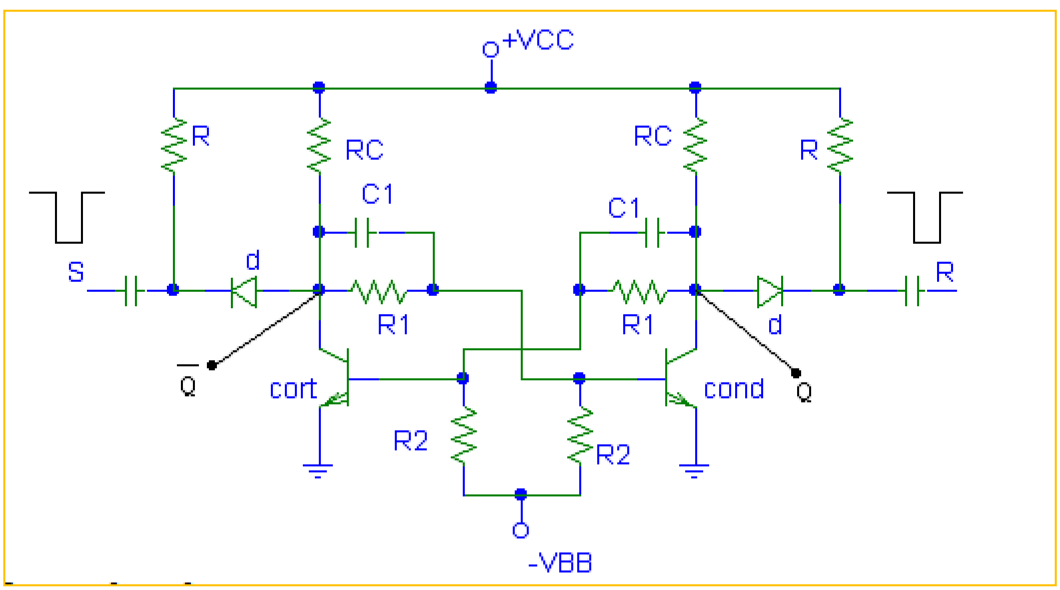


En la figura anterior se muestra un disparo asimétrico por base. Los diodos evitan la transición de estados a los frentes positivos de los pulsos de entrada. En ausencia de pulsos, ninguno de los diodos conduce. $R \approx 5$ a 10 veces R_C

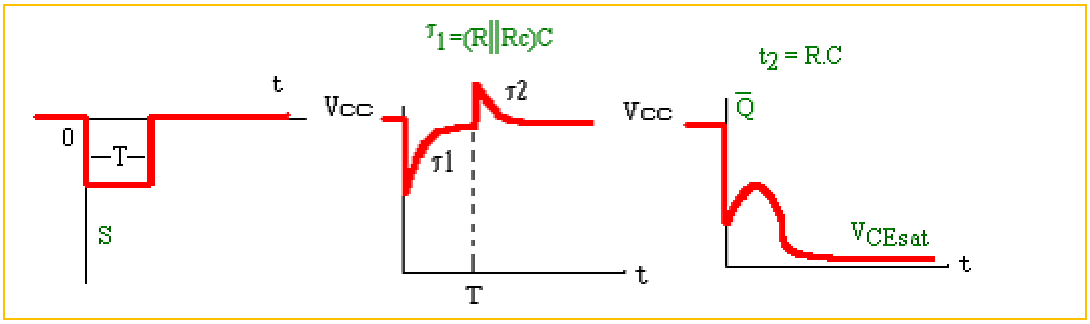
Inicialmente si Q_1= corte y Q_2 = conducción, entonces:

$$Q = 1 \quad \overline{Q} = 0.$$

En la figura siguiente se muestra el disparo asimétrico por colector. La conmutación de los transistores y la salida Q al aplicarse el pulso en S y luego R es similar al caso anterior. El disparo es por pulsos negativos.



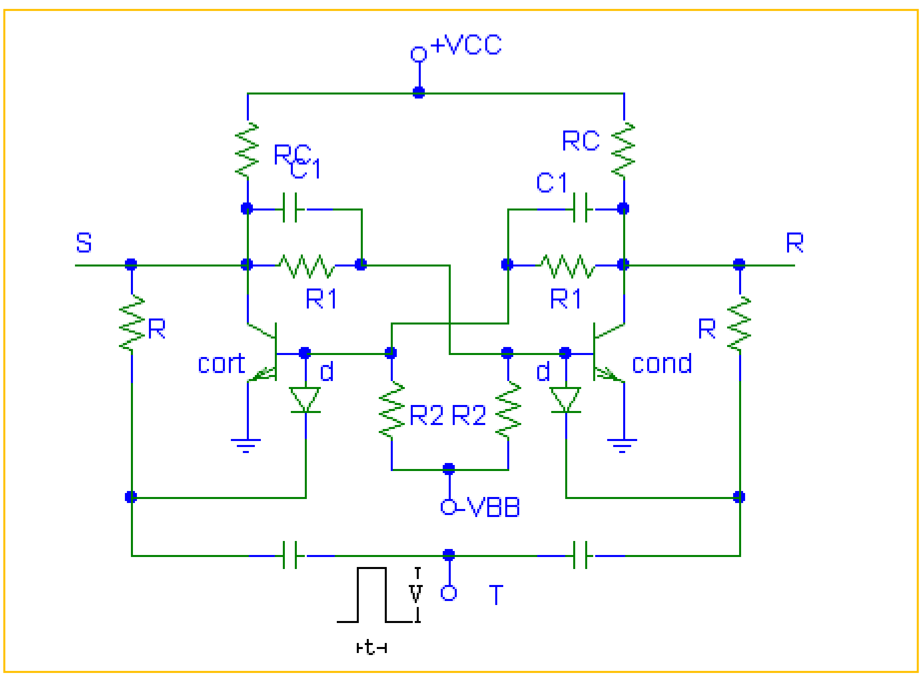
Formas de onda:



El disparo asimétrico de un biestable es usado para este circuito flip flop R-S (set reset).

El disparo simétrico se usa en aquellas aplicaciones donde se requiere que el biestable cambie de estado con cada pulso de disparo. El flip – flop se denomina entonces flip – flop T.

El disparo puede hacerse por la base o por el colector, sin embargo se recomienda el siguiente método:

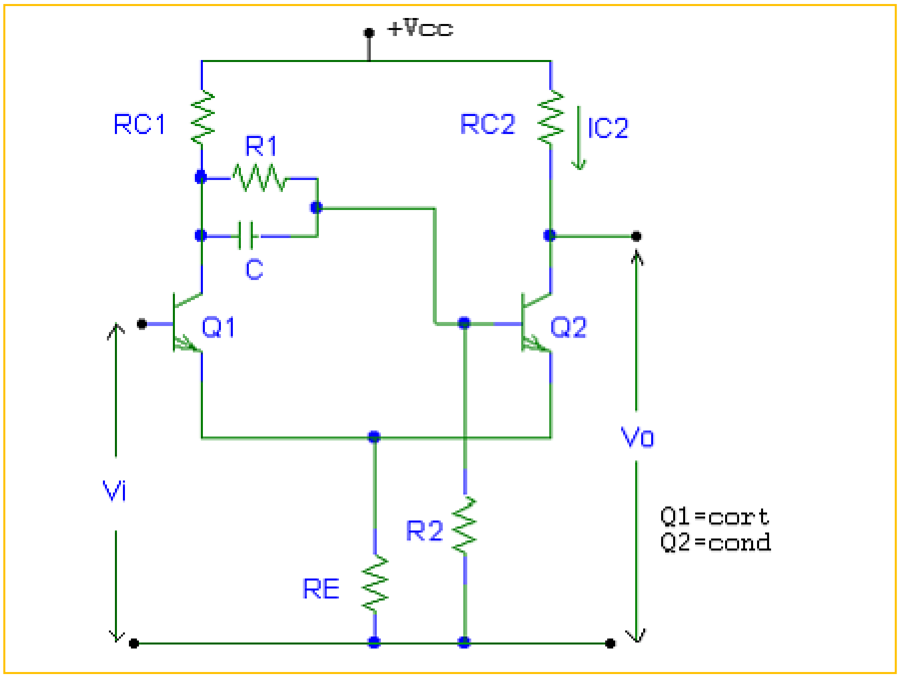


$Vcc = +10V$ $\quad R1 = 10k$ $\quad RC = 1k$ $\quad C1 = 100pf$ $\quad$ RC < t / 4

$VBB = -10V$ $\quad R2 = 47K$ $\quad R = 10k$ $\quad C = 270pf$ $\quad C > \dfrac{I_{Csat}}{2\pi f_T V}$

9.2 EL DISPARADOR SCHMITT

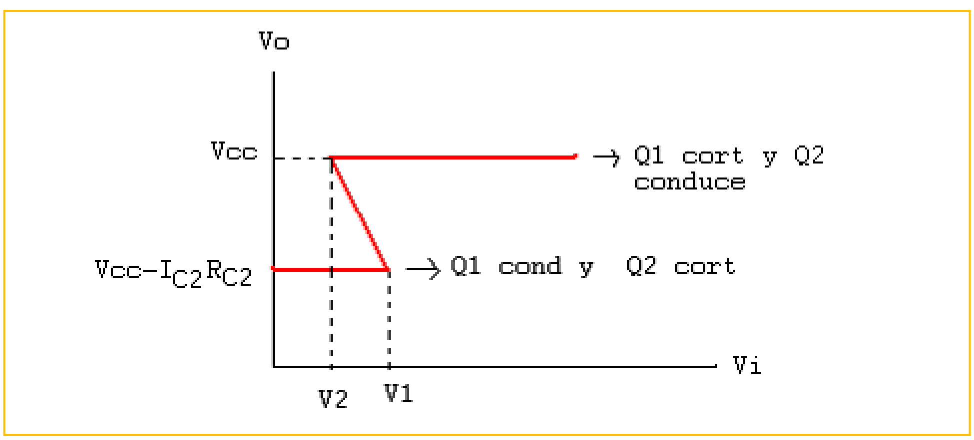
Es un comparador y su circuito es un biestable con acoplamiento por emisor como el mostrado en la siguiente figura.



Al aumentar V_i desde cero, V_o permanecerá en el nivel inferior:

$$v_o = Vcc - I_{C2}R_{C2}$$

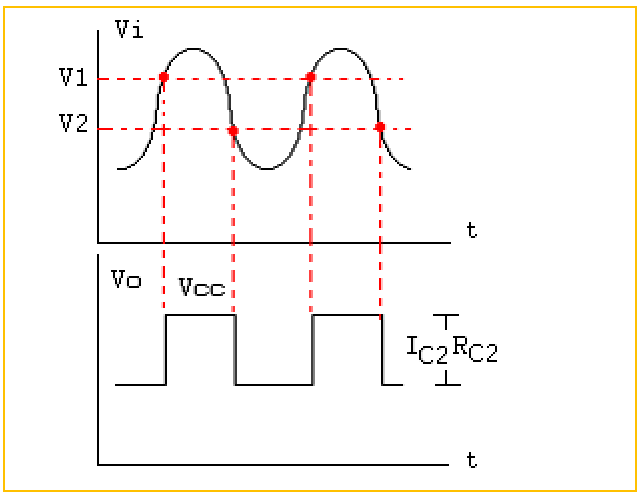
hasta que V_i=V_1. Ver siguiente figura:



Cuando $V_i > V_1$, el circuito realizará una transición brusca a su nivel superior (V_o= Vcc). Estando en este nivel alto al disminuir V_i, la salida permanecerá en éste nivel hasta que $V_i = V_2$. Si $V_i < V_2$ el circuito pasará bruscamente al nivel inferior. En resumen, el circuito presenta *histéresis*, o sea, que producen las transiciones para valores diferentes de V_i.

Aplicaciones:

1. Como comparador para determinar el momento en que una onda arbitraria aplicada a la entrada alcanza un cierto nivel de referencia. Cuando V_i supera a V_1 o cae a V_2 el circuito realiza una transferencia a su otro estado.
2. Como formador de ondas cuadradas.



Es necesario que:

$V_i > V_H = V_1 - V_2$

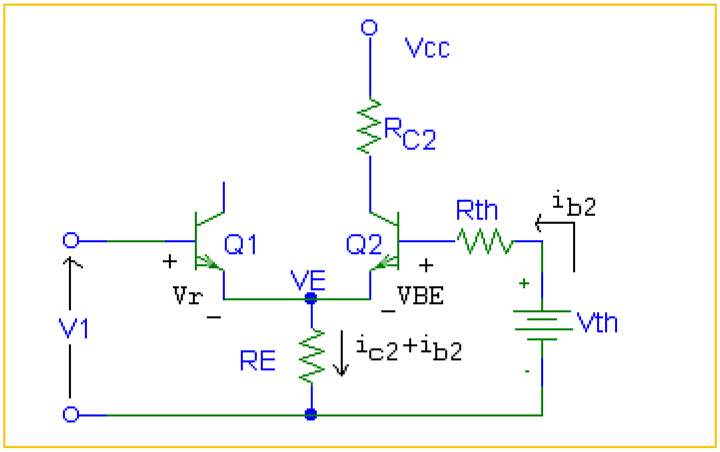
La señal de salida es independiente de la señal de entrada con respecto a su amplitud y forma de onda.

3. Como un F.F. disparándolo alternativamente con pulsos positivos y negativos. Si la entrada se polariza a un nivel $V_2 < V < V_1$ y si Q_1=cort Q_2=cond, un pulso positivo cuya amplitud supere a V_1-V hará que Q_1=cond; Q_2 = cort. Si se aplica un pulso negativo cuya amplitud supere a V-V_2 entonces Q_1= cort, $Q_{\cdot 2}$= cond.

Ejemplo:

Si R_{C1}=4kΩ, R_{C2}=1kΩ, R_1=2kΩ, R_2=6kΩ, R_E=3kΩ, V_{CC}=12V y β=30, transistores de silicio, determinar el valor de V_1=?, y V_2=?

V_1 está definido como la tensión de entrada a la cual Q_1 empieza a conducir. El circuito cuando Q_1 está justamente en el corte, es el siguiente (se ha hecho el equivalente Thevenin en la base de Q_2).



$$Vth = \frac{VccR_2}{R_{C1}+R_1+R_2} = \frac{12(6)}{4+2+6} = 6V$$

$$Rth = \frac{R_2(R_{C1}+R_1)}{R_{C1}+R_1+R_2} = \frac{6(4+2)}{4+2+6} = 3k$$

$V_1 = V_E + V_r$; $\qquad V_E = R_E(i_{C2}+i_{B2})$

$V_E = (\beta+1)R_E i_{B2}$

$$v_{th} - V_{BE} = R_{th}i_{B2} + R_E(i_{C2}+i_{B2})$$

$$6-0,6 = (r_{th}+(\beta+1)R_E)i_{B2}$$

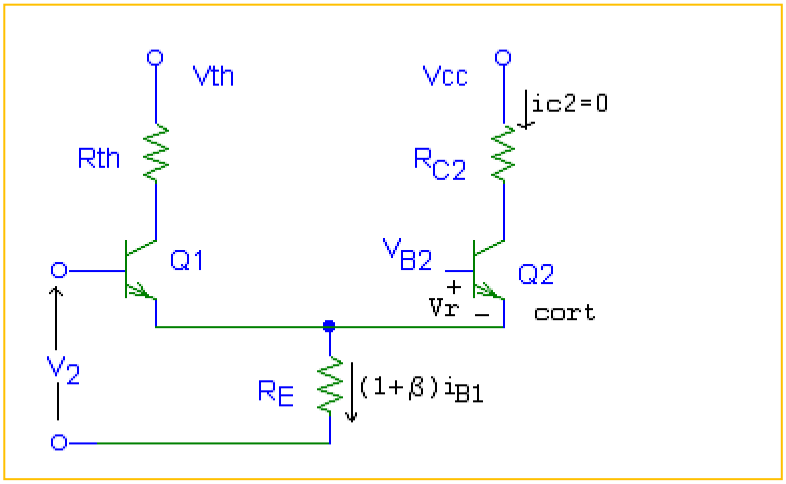
$$V_E = \frac{(v_{th}-V_{BE})R_E(\beta+1)}{R_{th}+R_E(\beta+1)}$$

$$V_1 = V_E + V_r = 5,2+0,5 = 5,7V$$

si $R_E(\beta+1) >> R_{th} \Rightarrow V_1 \approx V_{th} - V_{BE} + V_r \approx V_{th}$

$3k(31) = 93k >> 3k \Rightarrow V_1 \approx 6V$

V_2 se define como el voltaje de entrada al cual Q_2 cesa de conducir y se calcula con el siguiente circuito, haciendo Thévenin en el colector de Q_1.



$$v_{th} = \frac{Vcc(R_1 + R_2)}{R_{C1} + R_1 + R_2}$$

$$v_{th} = \frac{12(2+6)}{4+2+6} = 8V$$

$$R_{th} = \frac{R_{C1}(R_1 + R_2)}{R_{C1} + R_1 + R_2} = 2{,}7k$$

$$(1) \quad V_{B2} - V_r = (\beta+1) i_{B1} R_E; \qquad V_{B2} = \frac{R_2 V_{C1}}{R_1 + R_2} = 0{,}75 V_{C1}$$

$$V_{C1} = V_{th} - i_{C1} R_{th} = 8 - 30 \times 2{,}7 i_{B1}$$

$$(1) \quad 6 - 60{,}75 i_{B1} - 0{,}5 = 3 \times 31 i_{B1} \Rightarrow i_{B1} = 35{,}8 \mu\text{A}$$

$$V_2 = V_{BE} + (\beta+1) i_{B1} R_E = 0{,}6 + 31 \times 3 \times 35{,}8 \times 10^{-3} = 3{,}9V$$

Ejercicios:

1. Diseñar un multivibrador biestable con una corriente I_{Csat}=30mA, si se dispone de dos fuentes de 10V y transistores con las características siguientes: b=40., V_{BE}=0,7V; y V_{Cesat}= 0,3V

2. Diseñar un multivibrador biestable autopolarizado si se dispone de una fuente de 10V y de transistores con las siguientes características: V_{BE}»0,7V, V_{CES}=0,2V, b=30 para una I_{Csat} = 5mA.

3. Diseñe un disparador Schmitt que proporcione pulsos de 7,5V de amplitud con V_1= 5V y V_2= 3V, si se dispone de una fuente de 15V, transistores de silicio y ganancias de corriente tales que: $20 \leq \beta \leq 60$ para I_c=5mA

10. MULTIVIBRADORES MONOESTABLES

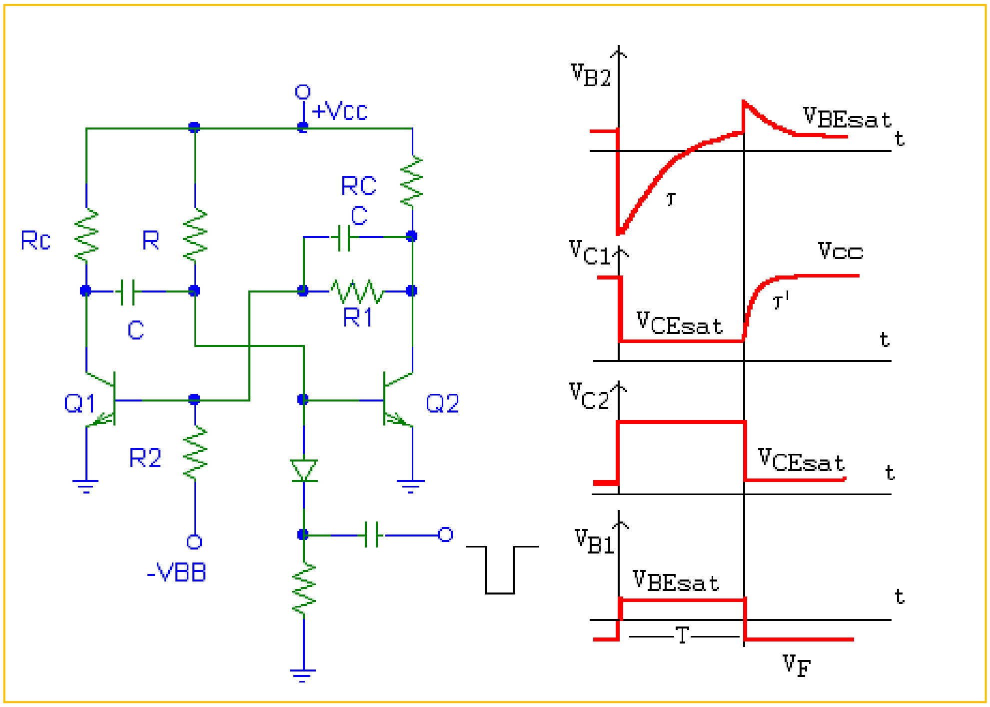
Estos multivibradores tienen sólo un estado estable permanente y otro estado semiestable. Para que el MV pase del estado estable al semiestable se necesita una señal de disparo. Permanece en este estado un tiempo determinado y vuelve finalmente al estado estable sin necesidad de ninguna señal exterior. Debido a que vuelve a su estado inicial en un tiempo T determinado por el circuito, se le acostumbra llamar “circuito de retardo”.

10.1 MONOESTABLE ACOPLADO POR COLECTOR

Para la figura:

Estado estable:

Q_1 = corte Q_2 = saturación
$V_{B2} = V_{Besat}$
$V_{C2}=V_{Cesat}$
$V_{C1}=V_{CC}$
$V_{B1}= V_F < 0,1V$ (Ge)

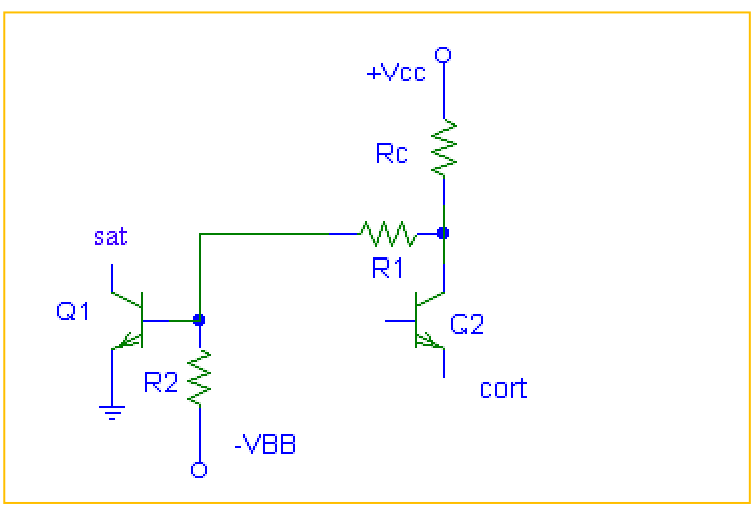


Estado semiestable:

Q_1 = saturación Q_2 = corte

$V_{B1} = V_{Besat}$

$V_{C1}=V_{CEsat}$.



$$V_{C2} = \frac{VccR_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_{BES}R_C}{R_1 + R_C}$$

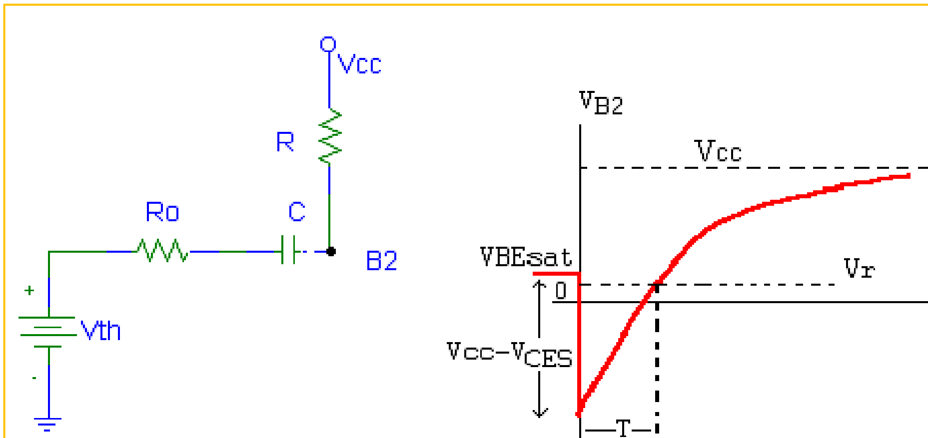
V_{B2}: Cambia instantáneamente su valor en Vcc-V_{Cesat} y luego aumenta exponencialmente hasta V_{B2}=V_{BE} con t=RC

Determinación de T:

Durante el tiempo T el circuito permanecerá en el estado semiestable. Durante este tiempo aumentará la tensión en B2 y al pasar por la tensión de arranque V_r se corta Q_1, volviendo a su estado estable. Durante el estado semiestable Q_2 permanece cortado y Q_1 conduciendo. El circuito equivalente se muestra en la figura siguiente, donde se ha hecho Thevenin en Q_1.

Aplicando la teoría vista en la deformación lineal para el circuito RC serie, tenemos que:

$$V_{B2} = \left(Vcc - \left(V_{BES} - Vcc + V_{CES}\right)\right)\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) - \left(Vcc - V_{BES} - V_{CES}\right)$$



$$\tau = (R + Ro)C$$
$$R >> Ro$$
$$\tau = RC$$

Simplificando y haciendo V_{B2} = V_r para t=T:

$$T = RC\ln\frac{Vcc - V_{BES} - V_{CES}}{Vcc - Vr} = RC\ln 2 + R\ln\frac{Vcc - \frac{V_{BES} + V_{CES}}{2}}{Vcc - Vr}$$

$$\frac{V_{BES} + V_{CES}}{2} \approx Vr \Rightarrow \quad \boldsymbol{T=0{,}69RC}$$

Ejemplo:

Diseñar un monostable para producir un pulso de duración de 200mseg, si se cuenta con dos fuentes de 12V y 6V y transistores de silicio para una corriente I_{Csat} = 20mA y β=25.

$$R_{C2} = \frac{Vcc - V_{CES}}{I_{Csat}} = \frac{12 - 0{,}3}{20mA} = 585\Omega;$$

$$R_{C2} = 590 = R_{C1}$$

$$\text{Como se requiere de } I_{B2} > \frac{I_{Csat}}{\beta} = 0{,}8mA \Rightarrow I_{B2} = 1mA$$

$$R = \frac{Vcc - V_{BE}}{I_{B2}} = \frac{12 - 0{,}6}{1mA} = 11{,}4K$$

Se escoge una resistencia de 10K en serie con un potenciómetro de 2K para ajustar el valor de T.

T=0,69RC → C = T/0,69R = 200/ (0,69x11,4K) = 0,025µf.
C=0,027µf.

En corte V_{BE}< 0V → para Q_1 V_{BE}=-0,5V.

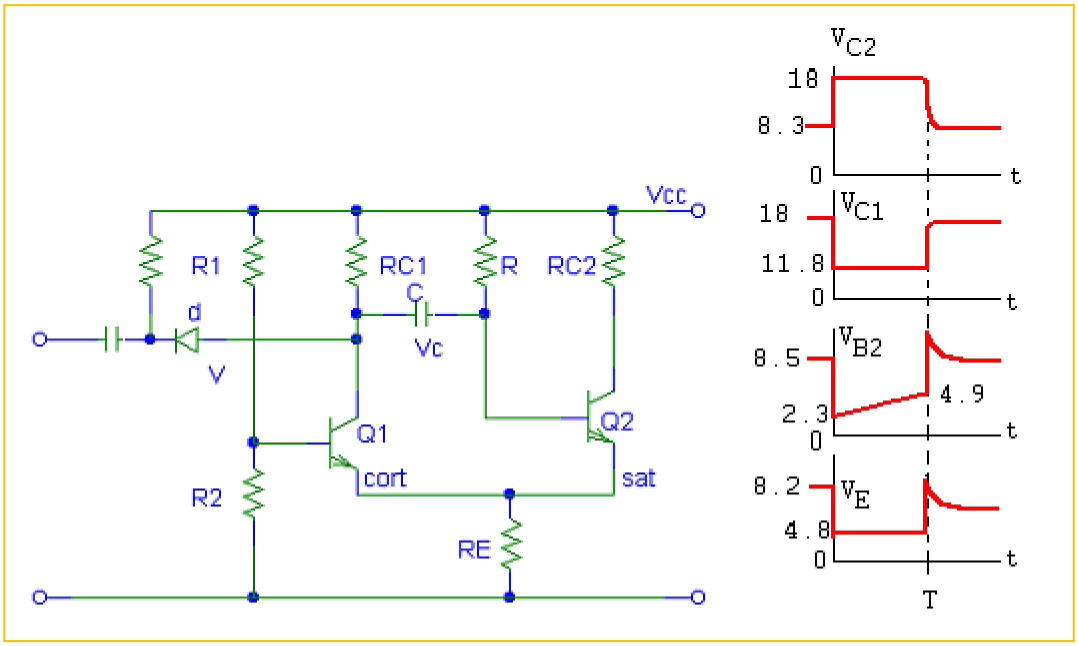
$$\text{(corte):}\quad \frac{V_{CES} - V_{BE}^*}{R_1} = \frac{V_{BE}^* + V_{BB}}{R_2}; \quad V_{BE}^* = -0{,}5V$$

$$\text{(satur):}\quad \frac{Vcc - V_{BE}}{R_1 + R_2} = I_{B2} + \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad 1 \qquad \frac{0{,}3 + 0{,}5}{R_1} = \frac{0{,}5 + 6}{R_2} \Rightarrow R_2 = 8{,}125\,R_1$$

$$\frac{12-0{,}6}{R_1+0{,}59}=1+\frac{6{,}6}{R_2}\Rightarrow R_1^2-10R_1+0{,}48=0$$

$$R_1=10k$$
$$R_2=82k$$

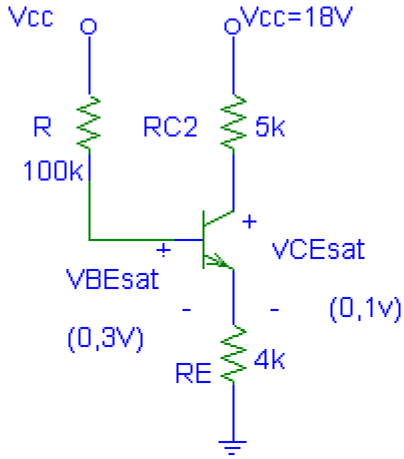
10.2 MONOESTABLE ACOPLADO POR EMISOR



En el circuito se ha eliminado el acoplamiento en el colector de Q_2 y la base de Q_1; la realimentación regenerativa se efectúa a través de R_E. El ancho de pulso T varía linealmente con el valor de la tensión V.

Ejercicio:

Calcular los niveles de tensión de las ondas si: R_{C1}=6k, R_{C2}=5k, R=100k, R_E=4k, V=5V, Transistores de germanio *hfe* = 50. En t=0^-: Q_1= corto. Q_2=saturación



$$104 I_{B2} + 4 I_{C2} = 17{,}7$$
$$4 I_{B2} + 9 I_{C2} = 17{,}9$$
$$I_{B2} = 0{,}095 mA$$
$$I_{C2} = 1{,}95\, mA$$

$$\frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{1{,}95}{50} = 0{,}039$$

$$I_{B2} > \frac{I_{C2}}{\beta} \Rightarrow Q_2 sat$$

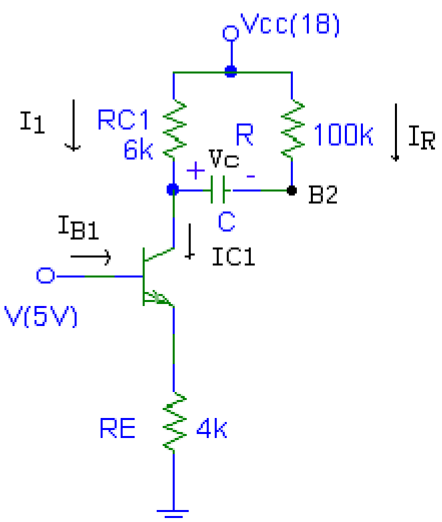
$$V_{C1} = Vcc = 18V; \quad V_E = (I_{B2} + I_{C2}) R_E = 8{,}2V$$

$$V_{BE1} = V_{B1} - V_E = 5 - 8{,}2 = -3{,}2V \Rightarrow Q_1 \text{ está en corto}$$

$$V_{C2} = V_{CES} + V_E = 8{,}2 + 0{,}1 = 8{,}3V \qquad V_{B2} = V_E + V_{BEsat} = 8{,}2 + 0{,}3 = 8{,}5V$$

$$V_C = V_{C1} - V_{B2} = 18 - 8{,}5 = 9{,}5V$$

Para t=0$^+$: Con el pulso de disparo el circuito entra al estado semiestable.



Q_1 está en la región activa
V_{BE}=0,2V.

Q_2= corte.
V_{C2}=Vcc=18V.

$$\boldsymbol{V_{C1} = V_{CC} - I_1 R_{C1}}$$

$$\boldsymbol{V_E = V - V_{BE} = 4{,}8V}$$

$I_{E1} \approx I_{C1} = V_E / R_E = 4{,}8 / 4k = 1{,}2$ mA

$I_1 + I_R = I_{C1} = 1{,}2mA$ (1).

$R_{C1}I_1 + V_c - RI_R = 0 \rightarrow 6I_1 + 9{,}5 - 100I_R = 0$ (2)

Resolviendo (1) y (2) se tiene: $I_R = 0{,}16mA$ $I_1 = 1{,}04$ mA.

$$V_{C1} = Vcc - I_1 R_{C1} = 18 - (1{,}04)(6) \approx 11{,}8V$$

$$V_{B2} = V_{C1} - V_C = 11{,}8 - 9{,}5 = 2{,}3V$$

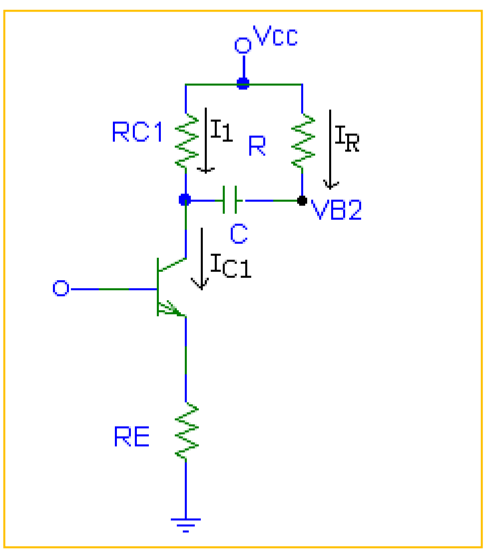
$$V_{CB1} = V_{C1} - V = 11{,}5 - 5 = 6{,}8 \Rightarrow Q_1 \text{ está en región activa}$$

Para t = T^-: V_{B2} crece exponencialmente con una constante de tiempo t =$(R+R_o)C$ hasta que Q_2 alcance la tensión de arranque V_r.
$V_{B2} = V_E(0^+) + V_r = 4{,}8+0{,}1= 4{,}9V$.

Anchura del pulso de retardo.

De la forma de onda de V_{B2} se tiene:

$$V_{B2}(T^-) = Vcc - V_{B2}(0^+)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + V_{B2}(0^+)$$



$$V_E(0^+)+V\gamma-V_{B2}(0^+)=Vcc-V_{B2}(0^+)-(Vcc-V_{B2}(0^+))e^{-\frac{T}{\tau}}$$

$$Vcc-V_E(0^+)-V\gamma=(Vcc-V_{B2}(0^+))e^{-\frac{T}{\tau}}$$

$$T=\tau\ln\frac{Vcc-V_{B2}(0^+)}{Vcc-V_E(0^+)-V\gamma}$$

$$V_{B2}(0^+)=V_{B2}(0^-)-I_1R_{C1};$$

$$V_E(0^+)=V-V_{BE}$$

$$T=\tau\ln\frac{Vcc-V_{B2}(0^-)+I_1R_{c1}}{Vcc-V+V_{BE}-V\gamma}$$

$$\tau=(R+R_{C1})C$$

Ejemplo:

(a) Encontrar una expresión del retardo en función de la tensión de entrada V.

$$T=\tau\ln\frac{18-8{,}5+6I_1}{18-V+0{,}2-0{,}1}=\tau\ln\frac{9{,}5+6I_1}{18{,}1-V}$$

$$I_1+I_R=\frac{V_E(0^+)}{4k}=\frac{V-V_{BE}}{4k}=0{,}25(V-0{,}2)=0{,}25V-0{,}05$$

$$100I_R=18-8{,}5+6I_1=9{,}5+6I_1=100(0{,}25V-0{,}05-I_1)$$

$$I_1=0{,}236V-0{,}137$$

$$T=\tau\ln\frac{8{,}68+1{,}41V}{18{,}1-V}$$

(b) ¿Para qué valor de V se anula T?

8,68+1,41V=18,1-V V=3,9V.

Este es el valor mínimo de $V=V_{min}$ necesario para que funcione el monoestable.

(c) Desarrollar T en serie de potencias de $V_o=V - V_{min}$

$V_o = V- V_{min}=V- 3,9$

$$T=\tau\ln\frac{8,68+1,41(V_o+3,9)}{18,1-(V_o+3,9)}=\tau\ln\frac{14,18+1,41V_o}{14,20-V_o}$$

$$T=\tau\ln\frac{1+0,099V_o}{1-0,07V_o};\quad \ln(1+x)=x-\frac{x^2}{2}+\frac{x^3}{3}-.....$$

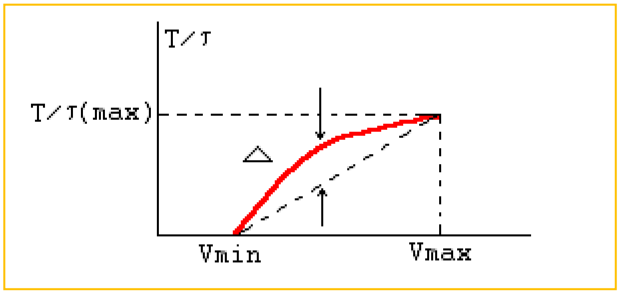
$$\frac{T}{\tau}\approx 0,099Vo-\frac{1}{2}(0,099V_o)^2+0,07V_o+\frac{1}{2}(0,07V_o)^2$$

$$\frac{T}{\tau}=0,169V_o(1-0,0145V_o);$$

$$V_{omax}=V_{max}-V_{min};\quad V_{max}=V_E(0^-)+Vr$$

$$V_{omax}=8,3-3,9=4,4V$$

$$ed=\text{error de linealidad}=\frac{\Delta}{(T/\tau)max}\quad \text{si}\quad y=A\times(1-Bx)\Rightarrow ed=\frac{1}{4}BX_m$$

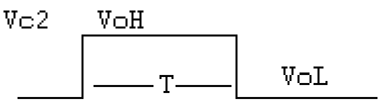


$$ed=\frac{1}{4}(0,0145)(4,4)=1,6\%.$$

“El monoestable acoplado por emisor es un excelente convertidor tensión -Tiempo”.

Ejemplo:

Diseñar un MV monostable acoplado por emisor si T=1ms V_{OH} = 20V V_{OL}=10V; transistores de silicio.



$V_{OH}=V_{CC}=20V$
$V_{OL}=V_E(0^-)+V_{CES}$
$V_E(0^-)=10\text{-}0{,}2=9{,}8V$ $V_{max}=9{,}8+0{,}5=10{,}3V$

Tomando i_{C2}=10mA, β=100, i_{B2}>10mA/100= 0,1mA.

i_{B2}=1mA, I_{bmax}=2mA

$$R_E=\frac{V_E(0^-)}{iC_2+i_{B2}}=\frac{9{,}8}{11mA}\Rightarrow R_E=900\Omega$$

$$R_{C2}=\frac{20-10}{10mA}=1k;\qquad R_{C2}=1k\Omega$$

$$R=\frac{Vcc-V_E((0^-)-V_{E2sat}}{i_B}=\frac{20-9{,}8-0{,}7}{1mA}=9{,}4k\qquad \mathrm{R}=10\mathrm{K}\Omega$$

$$V_{E(0^-)max}=V_{max}-V_{BE}=10{,}3-0{,}6=9{,}7V$$

$$I_{C1max}=\frac{V_{Emax}}{R_E}=\frac{9{,}7}{0{,}9k}=10{,}8mA$$

$$V_{CE1}=2V(\text{región activa})\Rightarrow V_{C1}=9{,}7+2=11{,}7V$$

$$V_{B2}=V_{C1}-(Vcc-V_E(0^-)-V_{BE2sat})=2{,}2V$$

$$I_R=\frac{Vcc-V_{B2}}{R}=\frac{20-2{,}2}{10k}=1{,}78mA$$

$$I_1=I_{C1}-I_R=10{,}8-1{,}78=9,mA$$

$$R_{C1}=\frac{Vcc-V_{C1}}{I_1}=\frac{20-11{,}7}{9mA}=922\Omega$$

$$T=\tau\ln\frac{Vcc-V_{B2}(0^-)+I_1R_{C1}}{Vcc-V+V_{BE}-Vr};\quad V_{B2}(0^-)=V_E(0^-)+V_{BEsat}=10{,}5V$$

Para V_{mini}: $Vcc-V_{B2}(0^-)+I_1R_{C1}=Vcc-V+V_{BE}-Vr$

V_{min}=2,3V, tomamos V_{min}< V <V_{max}

V=8V; T=1ms

$$T=\tau\ln\frac{20-10{,}5+8{,}3}{20-2{,}6+0{,}1}=\tau(1{,}017);\qquad \tau=(R+R_{C1})C$$

$$T=(10+0{,}0922)C(1{,}017)=10^{-6}$$

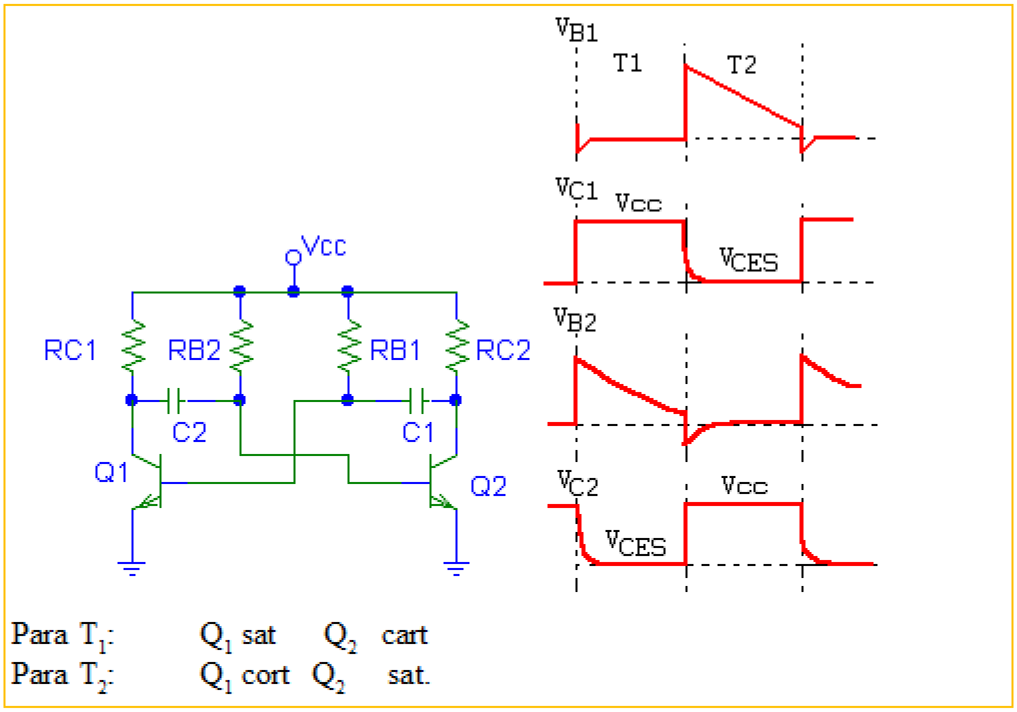
$$C=0{,}09\,\mu f$$

11. MULTIVIBRADOR ASTABLE

El circuito astable tiene dos estados semiestables, sin necesidad de una señal de disparo, la configuración astable pasará sucesivamente de un estado semiestable al otro. Es esencialmente un oscilador y se emplea como generador de ondas cuadradas.

11.1 ASTABLE ACOPLADO POR COLECTOR

En el circuito de la figura, la variación del voltaje de alguno de los colectores se acopla capacitivamente a la base del transistor opuesto, provocando una transición temporal del estado del MV. Como ninguno de los transistores puede permanecer cortado o prendido indefinidamente, ambos estados son semiestables, obteniéndose en cualquier colector un tren periódico de pulsos aproximadamente rectangulares sin necesidad de aplicar un pulso de disparo.



$T_1 = 0{,}69\ R_{B1}C_1 \quad T_2 = 0{,}69R_{B2}C_2$

Si R_{B1} y R_{B2} se conectan a una tensión auxiliar V, entonces:

$$T_1 = \tau_1 \ln\left(1 + \frac{Vcc}{V}\right); \qquad T_2 = \tau_2 \ln\left(1 + \frac{Vcc}{V}\right)$$

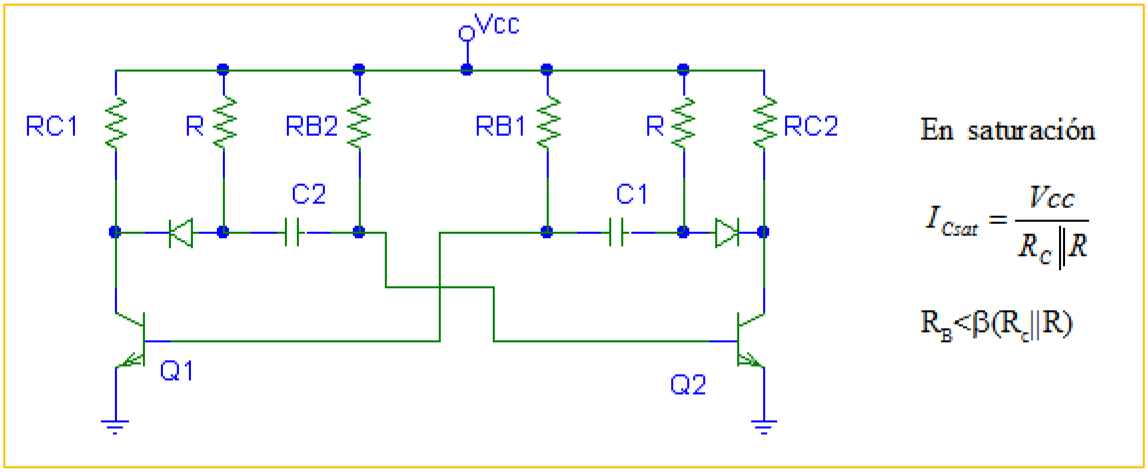
Se concluye que T se puede variar, cambiando V, esto es, el circuito se comporta como un *convertidor tensión frecuencia*.

Si $R_{B1} = R_{B2}$ y $C_1=C_2 \rightarrow T_1=T_2=T=0{,}69R_BC$

$V_{OH}=V_{CC}$; $V_{OL}=V_{Cesat}$, $R_C=(Vcc-V_{CEsat})/I_C$

Para que Q_1 sat $\rightarrow R_{B1}<\beta R_{C1}$ pero $R_{B1}>(V_{cc}-V_{BEsat}) / I_{Bmax}$

Para obtener señales de salida con frentes rectos es conveniente aislar el circuito de carga de los condensadores de las resistencias de colector. Esto se consigue utilizando dos diodos y dos resistencias adicionales, como se muestra en la siguiente figura.



Ejemplo:

Obtener una onda cuadrada de frecuencia *f*=10khz si se dispone de una fuente de 10V y transistores de silicio de b=50 suponiendo $I_{Csat=10mA.}$

$$R_C = \frac{Vcc - V_{CES}}{I_{Csa}} = \frac{10 - 0{,}2}{10mA} = 980\Omega$$

$R_B < \beta R_C$ $R_B < 50(980)$ $R_B < 49k\Omega$

$$R_B > \frac{Vcc - V_{BES}}{I_{Bmax}}; \quad I_B > \frac{I_{Csat}}{\beta} = 0{,}2\text{mA} \Rightarrow I_B = 1mA \qquad R_B > 9{,}3k \Rightarrow R_B = 39k\Omega$$

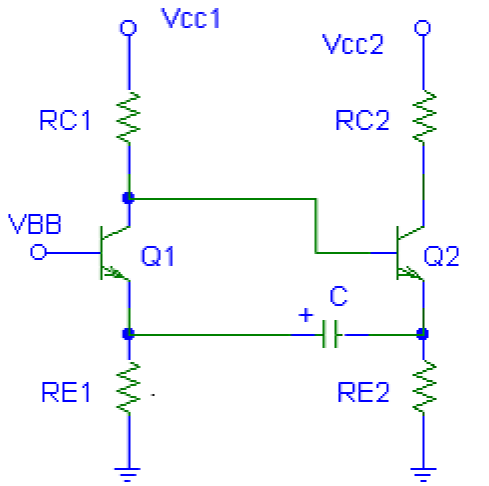
$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2T} \Rightarrow T = \frac{1}{2f} = 0{,}05ms$$

$$0{,}05ms = 0{,}69 R_B C \Rightarrow C \approx 1{,}8nf$$

11.2 ASTABLE ACOPLADO POR EMISOR

Para el circuito de la figura:

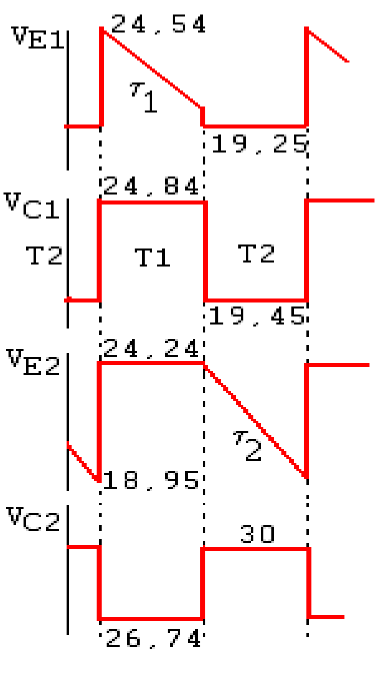
$V_{E1} = V_{BB} - V_{BE1sat}$
$V_{C1} = V_{E1} + V_{CE1sat} = V_{B2}$



Q_1: Pasa de corte a saturación y viceversa.
Q_2: Pasa de conducción a corte y viceversa.
Inicialmente Q_1 sat; Q_2 cort.

C tiende a cargarse a V_{E1}, como V_C aumenta, entonces V_{E2} disminuye. Si $V_{E2}<V_{B2}-V_{r2}$ entonces, Q_2 conduce y Q_1 corte

$V_{C1} = V_{B2} = V_{CC1} – R_{C1}I_{B2}$



$\underline{Q_1 \text{ sat} \quad Q_2 \text{ cort:} \quad (T=T_2^-)}$

$V_{E1}=V_{BB}-V_{BE1sat}$
$V_{C1}=V_{B2}=V_{E1}+V_{CE1sat}$
$V_{C2}=V_{CC2}$
$V_{E2}=V_{C1}-V_{r2}$
$V_C=V_{E1}-V_{E2}$

Q_1 cort Q_2 cond: $(T=T_2^+)$

$V_{E2}=V_{CC1}-I_{B2}R_{C1}-V_{BE2}$
$V_{C2}=V_{CC2}-I_{C2}R_{C2}$
$V_{E1}=V_{E2}+V_r-V_{CE1sat}\approx V_{CC1}$

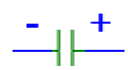
$$V_{E1} = V_{CC1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} = V_{BB} - V_{\gamma 1}$$

$$T_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{CC1}}{V_{BB} - V_{\gamma 1}}$$

$$\tau_1 = R_{E1} C$$

Para que T_1 no de negativo, es necesario que $V_{CC} > V_{BB} - V\gamma$

$$V_{C1} = V_{CC1} - I_{B2} R_{C1} \approx V_{CC1}$$
$$V_C = V_{CC1} - I_{B2} R_{C1} - V_{BE2} - v_{BB} + V\gamma_1 \approx V_{CC1} - V_{BB}$$



Q_1 cond Q_2 cort: $(T = T_1^-)$
$V_{E1} = V_{BB} - V\gamma_1$

$$V_{E1} \approx V_{CC1} e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

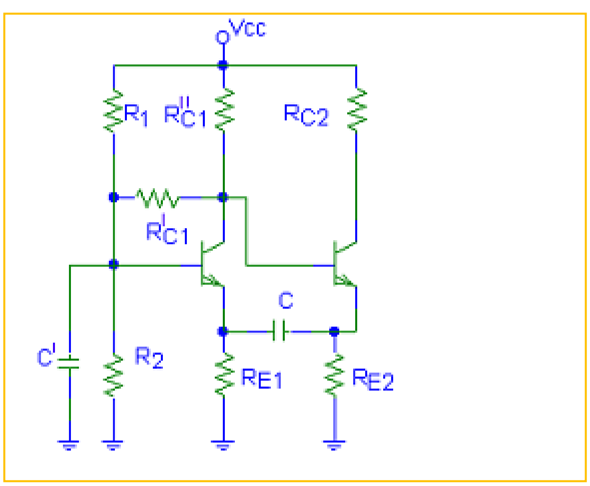
$$\tau_2 = R_{E2} C$$

$$V_{BB} - V_{BEsat} + V_{CEsat} = V_{CC1} e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

$$T_2 = \tau_2 \ln \frac{V_{CC1}}{V_{BB} - V_{BES} + V_{CES} - V_{\gamma}}$$

$$V_{CC1} < V_{BB} < V_{CC2}$$

El siguiente circuito utiliza una sola fuente de alimentación y hace que V_{CC1} / V_{BB} = cte, con lo cual mantiene T_1 y T_2 aproximadamente constante.



$$R_{C1} = R'_{C1} \| R''_{C1}$$

$V_{CC2}=V_{CC}$

$$V_{BB} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2$$

$$V_{CC1} = \frac{R''_{C1} V_{BB}}{R'_{C1} + R''_{C1}} + \frac{R'_{C1} Vcc}{R'_{C1} + R''_{C1}}$$

R_1 y $R_2 < R'_{C1}$

Ejemplo:

Determinar los valores de las formas de onda y los semiperiodos de la onda cuadrada si:

R''_{C1}= 1k, R_{C2}= 200Ω, V_{CC}= 30V, R_{E1}= R_{E2}= 3kΩ
C= 0,1uf R_2= 2R_1 R'_{C1}= 1k β = 50.

$$V_{BB} = \frac{30 R_2}{R_1 + R_2} = 20V \; ; \; V_{CC1} = 20 + \frac{30-20}{1k+1k} 1k = 25V$$

Q_1 sat Q_2 cort

V_{E1}= 20 - 0,75=19,25
V_{C1}= 19,25+ 0,2=19,45=V_{B2}, V_{CC2}= 30= V_{C2}
V_{E2}= 19,45- 0,5= 18,95 V_C= 19,25- 18,95= 0,3V

Q_1 cort Q_2 condu

V_{E2} = 25- 0,6=24,4 I_{E2}=24,4 /1,5K= 16,3 mA.

I_{B2}= 16,3 /50 = 0,326 mA
V_{E2}= 25- 0,326 x 0, 5K- 0,6 = 24,24V
V_{E1}= 24,24+ 0,3 = 24,54

Como V_{BB}=20V y V_{E1}=24,54 → Q_1 está en cort.

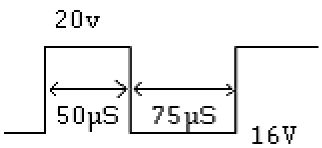
V_{C1}=25-0,326x0,5=24,84V

V_{C2}=30-16,3x0,2=26,74V

T_1=3x10^{-4} ln(25/20) = 66µseg = T_2

Ejemplo:

Diseñar un astable acoplado por emisor que genere la siguiente señal.



V_{CB2}=20V V_{CC1}=15V V_{BB}=10V

Sin condensador Q_1 debe estar en la región activa y con condensador Q_1 debe estar saturado.

$$V_{E1} = 10 - 0{,}6 = 9{,}4V\ ;\ V_{CE} = 1V \quad I_{C1} = 10mA\ ;$$

$$R_{E1} = \frac{9{,}4}{10\,mA} = 940\,\Omega;\quad R_{E1} = 1k$$

$$I_{C1} = \frac{9{,}4}{1k} = 9{,}4\,mA\ ; \qquad V_{C1} = 9{,}4 + 1 = 10{,}4V$$

$$R_{C1} = \frac{15 - 10{,}4}{9{,}4mA} = 490\Omega; \quad R_{C1} = 470\,\Omega\ ;$$

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{R_{E1}}{R_{E2}} \Rightarrow R_{E2} = \frac{50}{75} \times 1k = 670 \Rightarrow R_{E2} = 680\Omega$$

$$I_{E1} = \frac{15 - 0{,}6}{R_{E1} \| R_{E2}} = \frac{14{,}4}{0{,}4k} = 36mA$$

$$R_{C2} = \frac{20 - 16}{36\,mA} = 110\,\Omega\ ; \quad 50\,\mu Seg = 680\,C \ln\frac{15}{10} \Rightarrow C = 160\,nf$$

Ejercicios:

1. Determine las formas de onda de un MV monostable acoplado por colector si R_{C1}=R_{C2}=1k, R=22k, R_2=60k, V_{CC}=15V, V_{BB}=10V, R_1=22K, C=820pf. Se utilizan transistores de silicio con β=25

2. Determine los valores mínimos de R_{C1} y R_E requeridos para un MV monostable acoplado por emisor, si V_{CC}=20V, V=3V, R_{C2}=1k, transistores de silicio y β=100.

3. Diseñar un MV astable con acoplamiento por colector para generar una onda rectangular con T_1=50 mseg, T=250mseg, si V_{CC}=12V, R_{C1}=R_{C2}=720Ω y transistores de silicio con β=50.

12. GENERADOR DE BASE DE TIEMPOS

Un generador de base de tiempos es el que produce una señal de salida en forma de diente de sierra. Una de las aplicaciones más importantes está en el TRC (Tubo de rayos catódicos) ya sea, en un osciloscopio (deflexión electrostática) o en un televisor (deflexión magnética). Esta generación de base de tiempos se conoce comúnmente con el nombre de “señal de barrido” y se usa esencialmente para desplazar el haz de electrones en el TRC horizontalmente.

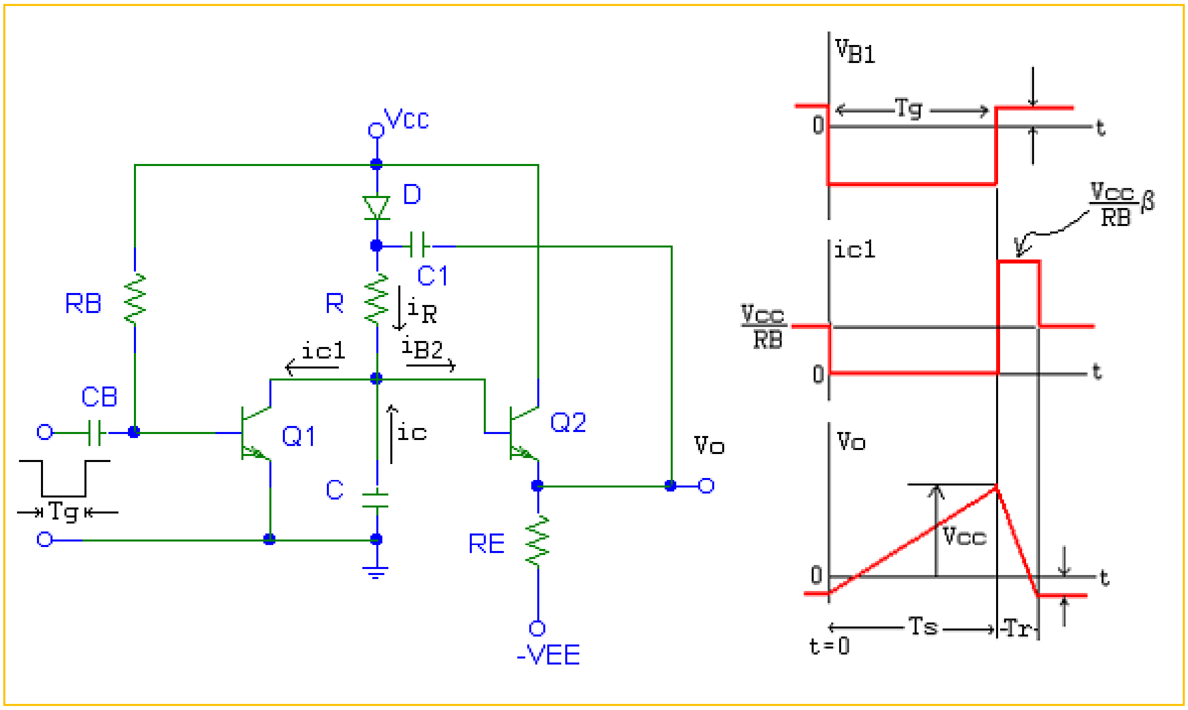
El generador a estudiar enseguida se denomina GENERADOR BOOTSTRAP.

t =0^-: Q_1 sat → V_c=V_{Cesat} → V_o=V_{CE1S} – V_{BE2}≈ 0

$V_{C1} \approx V_R \approx V_{CC}$ (voltaje en C_1)

$$i_R = \frac{Vcc}{R}\ ; \quad i_{E2} \approx \frac{V_{EE}}{R_E}\ , \quad i_{B2} \approx \frac{V_{EE}}{\beta R_E}\ ;$$

$$i_{B2} << i_{C1} \Rightarrow i_{C1} \approx i_R = \frac{Vcc}{R}$$



Para que Q_1 esté en saturación es necesario que:

$$I_{B1} > I_{C1}/R_B \quad \frac{Vcc}{R_B} > \frac{Vcc}{\beta R} \quad ; \quad R_B < \beta R\,,$$

<u>t = 0⁺</u>: Al aplicarse la señal de entrada Q_1 cort, el condensador comienza a cargarse y como se tiene un seguidor – emisor en Q_2 , entonces, $V_0 \approx V_C$. Si C_1 es lo bastante grande la tensión entre sus bornes no varía apreciablemente, entonces, $i_R \approx$ Cte.

$$Vc = \frac{1}{C}\int idt \text{ si } i=I_R=\text{cte} \rightarrow Vc = \frac{I_R t}{C} \Rightarrow Vo \approx \frac{V_{cc}\, t}{RC} \Rightarrow \text{ comienza el barrido. Como}$$

Q_1 está cort → $i_{C1} \approx 0$. si $T_g=T_s$ $V_o=V_{CC}$ → $T_S=RC$

t = T_S^+: El circuito entra en retroceso, entonces, conducción:

$$i_{C1} = \frac{\beta Vcc}{R_B} \quad \text{cuando termina} \quad T_r \rightarrow Q_{1sat}$$

$$i_A = i_{C1} - i_R = \frac{\beta Vcc}{R_B} - \frac{V_{CC}}{R} \approx cte \Rightarrow$$

$$v_o = V_c = \frac{I_A T_r}{C} \Rightarrow T_r = \frac{C}{\dfrac{\beta}{R_B} - \dfrac{1}{R}}$$

Ejemplo:

Un generador BOOTSTRAP tiene los siguientes parámetros: V_{CC}=20V, V_{EE}=10V, R=5k, T_g=700 μseg, β =50

(a) Determinar un valor razonable de R_B

R_B< βR=(50)(5kΩ) = 250kΩ

R_B=100kΩ.

(b) Determinar el valor de C para que T_S = 700 μseg.

T_S=RC C=700 μSeg / 5k = 0,14uf

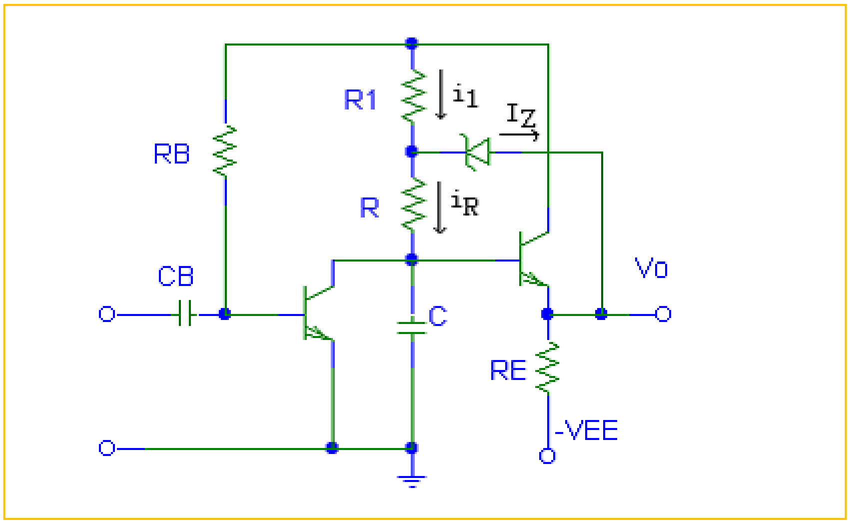
(c) Determinar el valor de C_1 para que el error por pendiente e_s< 0,15%

$$\frac{C}{C_1} < e_S \ ; \quad \frac{C}{C_1} < 0{,}0015 \ ; \quad C_1 > \frac{0{,}1}{0{,}0015} = 67\,\mu f \ ; \quad C_1 = 100uf$$

(d) Determinar el tiempo de retroceso T_r

$$Tr = \frac{0{,}1\times10^{-6}}{\dfrac{50}{10^5} - \dfrac{1}{5\times10^3}} = 333\,\mu seg$$

Para tiempos de barrido grandes C y por tanto C_1 son demasiado grandes, pero a la vez el tiempo de recuperación del circuito es elevado. Una forma de evitar este problema es reemplazar el condensador por un Zener.



Despreciando V_{BE} y I_B, se tiene:

En condiciones de reposo

$$V_o = 0 \quad i_R = V_z/R \qquad i_1 = \frac{Vcc - Vz}{R_1}$$

$$i_Z = i_1 - i_R$$

$$i_Z = \frac{Vcc - V_Z}{R_1} - \frac{V_Z}{R}$$

Al final del barrido

$$i_Z = \frac{Vcc - Vz - Vcc}{R_1} - \frac{Vz}{R}$$