ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON SEMICONDUCTORES

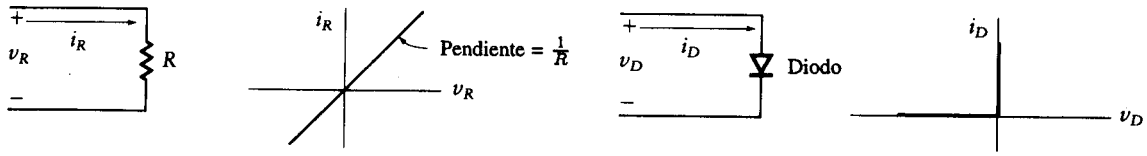
Introducción:

El dispositivo electrónico no lineal mas simple se denomina diodo. (No lineal significa que si se aplican sobre el mismo dispositivo la suma de dos tensiones, circula a través de el una corriente distinta de la suma de las corrientes que circularían por separado).

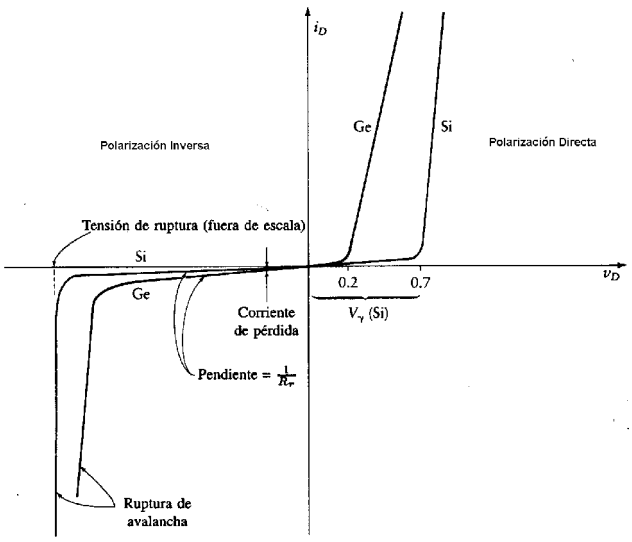
Un diodo se compone de dos materiales diferentes colocados de forma que la carga circula fácilmente en un sentido y dificilmente en sentido opuesto.

Para comprender en forma adecuada los fenómenos físicos involucrados, sería necesario estudiar detalladamente la teoría de los semiconductores, sin embargo se optará en este caso por un enfoque totalmente práctico por razones de tiempo .

El diodo ideal es un dispositivo no lineal como se dijo, con una característica tensión - corriente como la que se muestra en la sig . figura comparada con la que corresponde a un resistor:



Esta característica es <u>lineal por tramos</u> y puede verse que para una ddp positiva o <u>directa</u> la corriente que circula no tiene límite, es decir presenta resistencia = 0, mientras que para una ddp negativa o <u>inversa</u> su resistencia → ∞

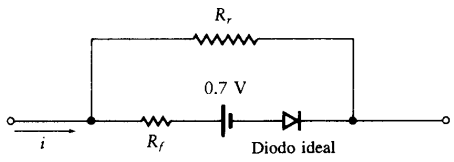


Para un diodo real, en cambio las características son las de la fig. de la izquierda para dos materiales típicos (Germanio (Ge) y Silicio (Si)).

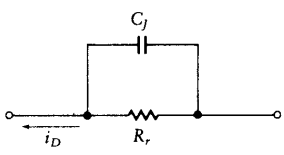
La pendiente de la curva en directa, si bien es grande no →∞ . Es necesario <u>un umbral de tensión</u> para que se produzca plena conducción, variable según el material base del semiconductor (≈ 0,7 V para el Si).

<u>En inversa</u> existe una corriente de fugas, hasta un valor de tensión llamado <u>tensión de ruptura</u> o tensión de pico inverso, por encima de la cual se produce plena conducción por el efecto conocido como avalancha. Los valores usuales son ≥ 50 V.

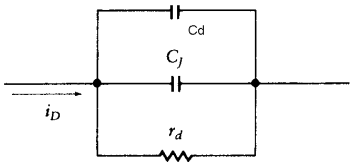
MODELOS EQUIVALENTES DEL DIODO



Modelo general para el diodo en DC



Modelo para el diodo en inversa en CA



Modelo para el diodo en directa en CA

El circuito mostrado como modelo general del diodo en DC puede usarse tanto en directa como en inversa, y su comportamiento se aproxima a las curvas de operación del diodo real.

Rr = Representa la circulación de corriente en inversa (es del orden de los MΩ).

Rf = Representa la resistencia en directa del conjunto (alrededor de 50 Ω).

La caída de 0,7 V representa la tensión de umbral de conducción (≈ 0,7V para el Si).

En CA en cambio, el comportamiento del diodo depende de la frecuencia.

Cj = Representa la capacitancia de transición o de juntura PN del diodo.

Cd = Representa la capacitancia de Difusión cuyo valor puede despreciarse cuando la polarización es en inversa.

rd = Es la resistencia dinámica del diodo y está determinada por la pendiente de la curva tensión-corriente.

En frecuencias bajas los efectos de los capacitores pueden despreciarse.

RELACIÓN MATEMÁTICA ENTRE TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL DIODO

Normalmente se explica el comportamiento del diodo mediante una sola ecuación que es válida para polarización (DC) directa e inversa.

$$I_D = I_s.(e^{(\frac{V_D}{V_T})} - 1)\ [A]$$

donde V_T =Tensión termodinámica ≈ 26 mV.

I_S = Corriente de saturación inversa.

V_D = tensión aplicada (+ si es directa, y - si es inversa).

Para obtener el valor de rd (pendiente de la curva en conducción directa) se realiza:

$$\frac{dI_D}{dV_D} = \frac{d\left[I_s.(e^{(\frac{V_D}{V_T})} - 1)\right]}{dV_D} = I_s.(e^{(\frac{V_D}{V_T})}).\frac{1}{V_T} = \frac{(I_D + I_s)}{V_T} \approx \frac{I_D}{V_T}$$

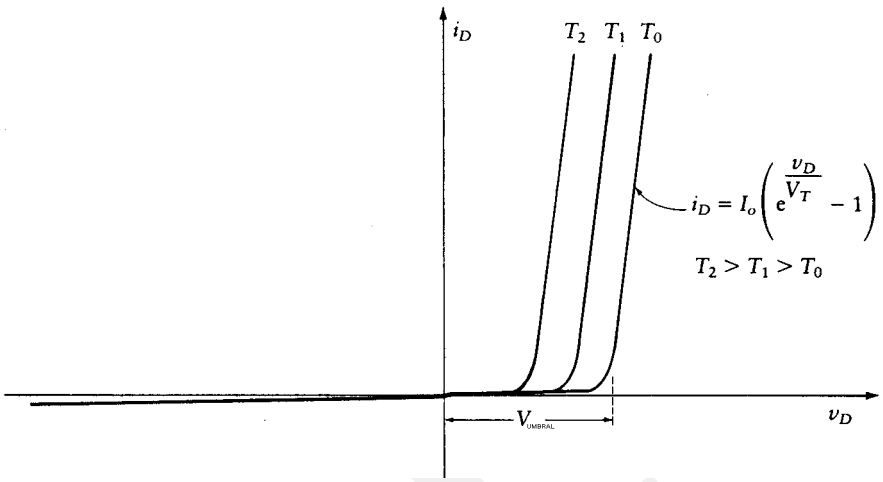
Por lo tanto rd ≈ V_T/I_D

Si bien rd no es constante con Id, puede suponerse fija para un intervalo específico.

Rf se compone de rd + la resistencia de contacto del diodo.

EFECTOS DE LA TEMPERATURA

Los cambios de temperatura provocan variación de las características del diodo específicamente en el valor de tensión de umbral y en la magnitud de la corriente de saturación inversa I_s .



Cuando aumenta la temperatura, la tensión de umbral, o de encendido disminuye según un coeficiente aproximadamente constante según el material.

$$V_{TH}(T1) = V_{TH}(T0) + k.(T1 - T0)$$

donde $V_{TH}(T0)$ = Tensión de umbral a temp. ambiente (25°)

$V_{TH}(T1)$ = Tensión de umbral a la temp. T1

T1-T0 = Dif. de temp. entre T1 y 25°

k = Coeficiente de temperatura en V/°C

Este coeficiente varía con los valores de operación, sin embargo se toman las siguientes aproximaciones según el material.

k = -2.5 mv/°C para el Ge V_{TH} = 0.2 V

k = -2.0 mv/°C para el Si V_{TH} = 0.7 V

k = -1.5 mv/°C para diodos Schottky V_{TH} = 0.3 V

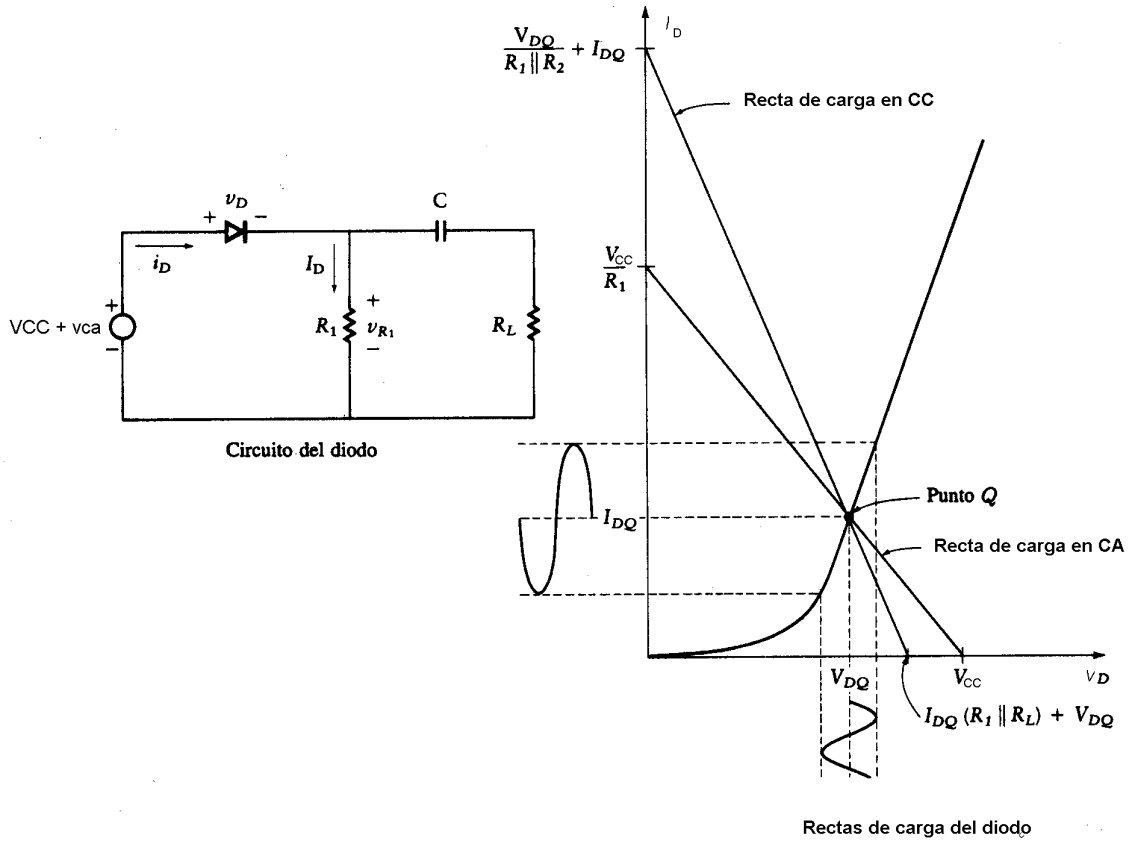
La corriente de saturación inversa depende también de la temperatura, duplicandose su valor cada 10° de aumento de temperatura según la siguiente expresión válida para Si o Ge.

$I_s(T2) = I_s(T1).e^{(ki.(T2-T1))}$ donde ki ≈ 0.072/°C.

ANALISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS

Como el diodo es un circuito no lineal, las ecuaciones de resolución no son tan simples, y además son solamente válidas en la región de trabajo.
Generalmente los circuitos con diodos contienen fuentes de continua y fuentes variables en el tiempo.
En este caso se resuelve en primer lugar para las fuentes de continua solamente obteniéndose el punto de reposo del circuito

Se resolverá el circuito de la figura en la página siguiente.



Para conocer la corriente y la tensión sobre el diodo, se toma primero como se dijo la condición en CC. En este caso vca = 0 y el capacitor presenta impedancia $\rightarrow \infty$ a frecuencia 0 (es un circuito abierto).
(Las minúsculas significan señal variable en el tiempo, las mayúsculas señal de continua , y cuando se trate de señales con CC y CA superpuestas se usará minúscula con subindice mayúscula.

$V_{CC} = V_D + V_{R1}$

$V_D = V_{CC} - V_{R1}$ (Se grafica esta ecuación sobre $i_D = f(V_D)$

Para $V_D = 0$ se obtiene $i_D = i_D$ Max $= V_{cc}/R1$

Para $i_D = 0$ se obtiene $V_D = V_D$ Max $= V_{CC}$ que son los puntos de corte con los ejes.

En el punto donde esta recta de carga estática corte a la curva del diodo se obtiene el punto de reposo Q que es el punto de trabajo del diodo cuando la excitación variable es 0.

Se toma ahora la condición de vca ≠ 0 (se supondrá que la reactancia del capacitor C es mucho mas baja que la resistencia de RL a la frecuencia de trabajo).

$vca = v_d + i_d (R1 // RL)$ o bien $v_d = vca - i_d (R1 // RL)$

UNLM

Las corriente y tensión total se obtienen sumando las contribuciones de continua y alterna.

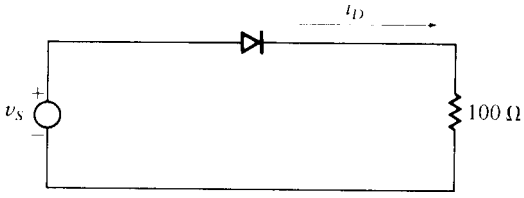
$v_D = v_d + V_{DQ}$ $\quad i_D = i_d + I_{DQ}$

$i_D = V_{DQ} + vca - (i_D - I_{DQ}).(R1//RL)$

El gráfico de esta última ecuación recibe el nombre de recta de carga dinámica del circuito.

La recta de carga dinámica pasa por el punto Q, porque cuando la excitación variable en el tiempo se hace 0, coinciden las condiciones de operación en CC y CA.

Como aplicación se resolverá el problema siguiente



$v_S = 1,1 + 0,1$ Sen $(2000.\pi.t) = V_{CC} + v_s$

$R1 = 100\ \Omega$ $\quad V_{TH} = 0,7$ V $\quad$ VT = 26 mV

En continua, se tiene:

$V_{CC} - V_{TH} = I_D . R1$ por lo tanto $I_D = (V_{CC} - V_{TH})/R1 = (1,1 - 0,7)/ 100 = 4$ mA

En CA, suponiendo despreciable la resistencia de contacto, se calcula:

$R_f \approx r_d = VT/I_D = 6,5\ \Omega$

$v_s = (R_f + R1). i_d$ de aquí se deduce $i_d = 0,94$ Sen $(2000. \pi.t)$ mA

La corriente total en el diodo vale:

$i_D = 4 + 0,94$ Sen $(2000. \pi.t)$ mA

La corriente, en este caso es siempre positiva y la solución es válida.

RECTIFICACIÓN

Se denomina de esta forma al proceso por el cual se transforma una señal alterna en otra que se mantiene siempre positiva o negativa.
La rectificación puede ser de media onda o de onda completa .

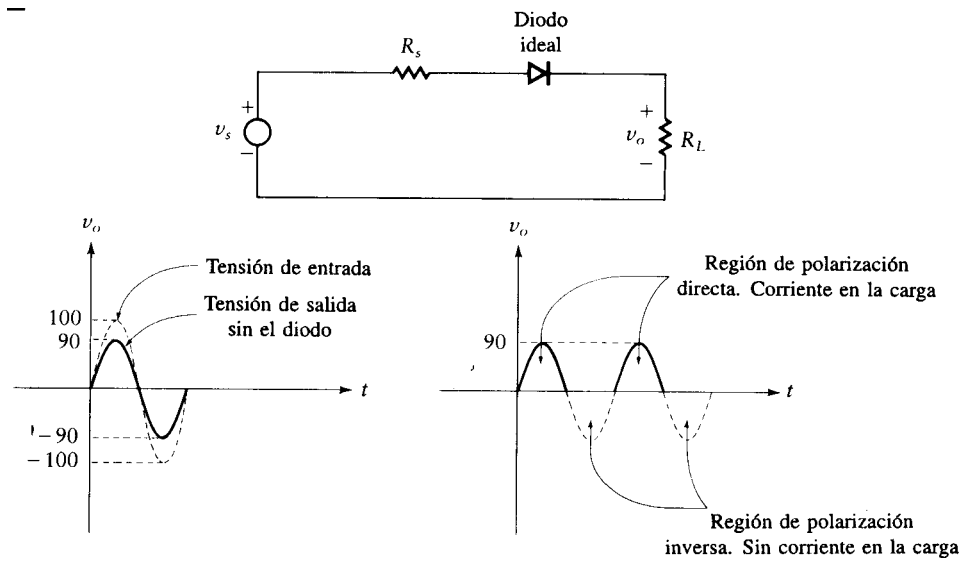
En la siguiente figura puede verse un ejemplo de rectificación de media onda.

Cuando la señal de entrada es positiva el diodo puede reemplazarse por una batería de ≈ 0,7 V en serie con un resistor de valor $R_S + R_L$.

En cambio cuando la tensión de entrada sea negativa, el diodo se polariza en inversa y no conduce corriente, el circuito está abierto y no circula corriente por R_L .

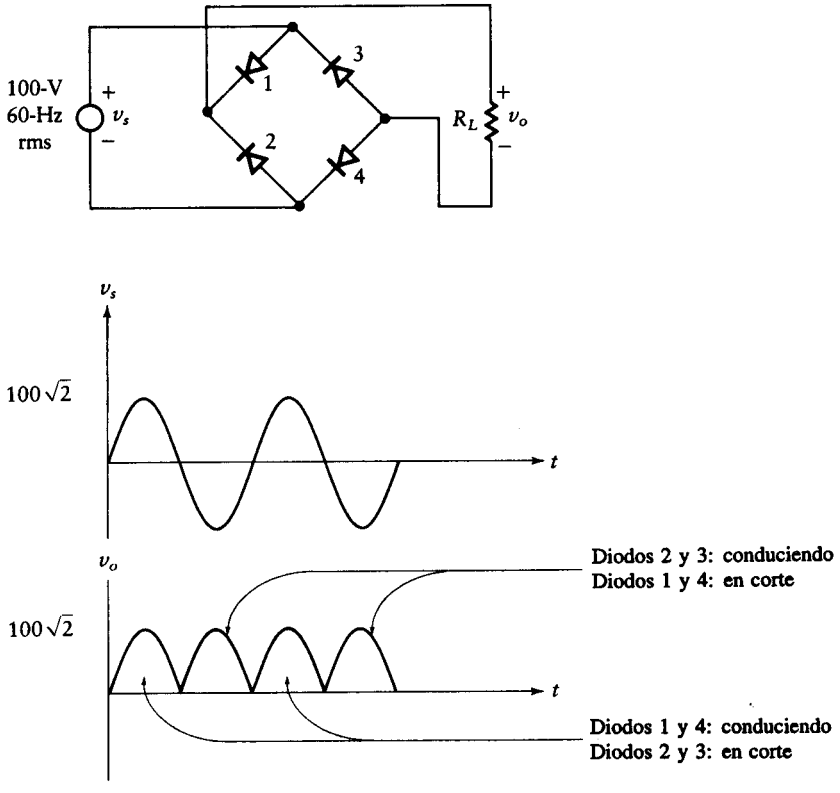
En este caso se transfiere energía a la salida durante la mitad del ciclo de la señal de entrada.

Si se filtra adecuadamente la forma de onda de salida en el circuito anterior, podría obtenerse aproximadamente una salida de CC.



RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA .

En la rectificación de onda completa se transfiere energía a la salida durante casi todo el ciclo de la señal de entrada. En la figura siguiente puede verse un rectificador de onda completa típico.



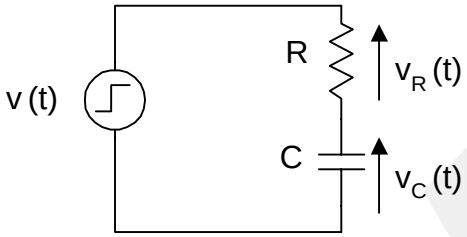
Si bien la forma de onda de tensión que se obtiene sobre RL es siempre del mismo signo, no se trata de una tensión continua sino pulsante. Se producen variaciones periódicas apreciables, denominadas ripple (rizado) de la señal rectificada.

El ripple puede reducirse apreciablemente si se filtra la señal de salida.

Comunmente se utiliza el filtro a capacitor.

Para comprender el funcionamiento del filtro se verá primero el comportamiento de un circuito RC en RÉGIMEN TRANSITORIO:

Se denomina régimen transitorio al estado que se produce en un circuito inmediatamente después de la conexión o desconexión de un generador o la variación de un parámetro de algún elemento.
Se analizará el siguiente circuito para explicar este efecto.



La ecuación de comportamiento sería:

$v(t) = v_R(t) + v_C(t)$

v(t) es una excitación en escalón con v(t) = 0 para t<0 y v(t) = V para t>0

El planteo por ecuaciones diferenciales expresa:

$$v(t) = R.i(t) + v_C(t)$$

$$i(t) = C.\frac{dv_C(t)}{dt}$$

$$v(t) = R.C.\frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t) \quad ;\text{Para } t > 0 \; v(t) = V$$

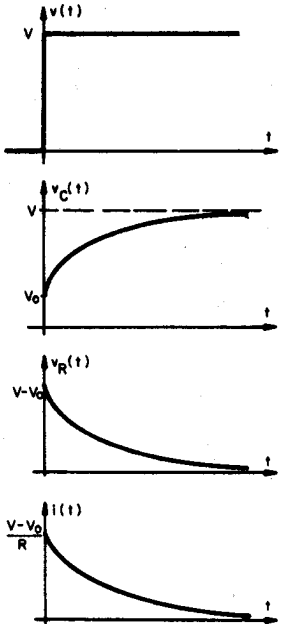
$$V = R.C.\frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t)$$

$$v_C(t) = (V - Vo)(1 - e^{-\frac{t}{R.C}})$$

con condiciones iniciales nulas ($V_0 = 0$ para t = 0)

$$v_C(t) = V(1 - e^{-\frac{t}{R.C}})$$

$$i(t) = \frac{V}{R}(e^{-\frac{t}{R.C}})$$



En el circuito anterior con condiciones iniciales nulas, puede verse que el crecimiento de v_C (t) o el decrecimiento de v_R (t) dependen del producto R.C.
Este producto tiene dimensiones de segundos (s) por lo tanto se lo denomina CONSTANTE DE TIEMPO (τ).

$\tau = R.C$ [s]

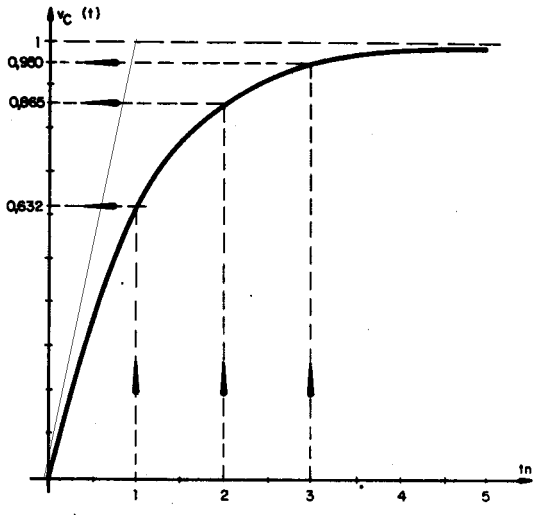
Si tomamos la ecuación de v_C (t),podrán verse algunas propiedades de la constante τ.

$$v_C(t) = V(1 - e^{-\frac{t}{R.C}})$$

Para t = 0 la pendiente de la curva $\left(\frac{dv_C(t)}{dt}\right)$ es $\frac{V}{R.C}$ [V/s] $= V / \tau$

Transcurrido $t = \tau$ el valor de $v_C(t) \approx 0{,}63.V$

Luego de $t = 5.\tau$ puede suponerse alcanzado el valor final V.



De acuerdo a lo visto, si C se carga a través de un valor pequeño de R, τ también es pequeño, por lo tanto la pendiente inicial es alta y C se carga rápidamente.

Se define para circuitos como el actual, el tiempo de crecimiento (tr) como el intervalo transcurrido para que la señal recorra desde el 10% al 90% del valor final (V en este caso).

$tr = t2_{(90\%)} - t1_{(10\%)}$

$0{,}9.V = V(1-e^{-t2/R.C})$

$0{,}1.V = V(1-e^{-t1/R.C})$ $\qquad tr \cong 2{,}2 \,.\, \tau$

Es interesante ahora ver que ocurre cuando se produce descarga de un capacitor.

En este caso, la condición inicial es $v_c = Vo$ para $t = 0$

La excitación para $t>0$ es $v(t) = 0$

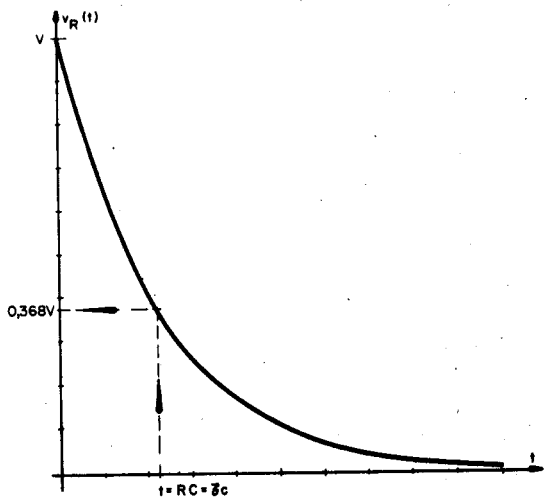
Se utiliza $v(t) = R.C.\frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t)$

$R.C.\frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t) = 0$ para $t = 0$

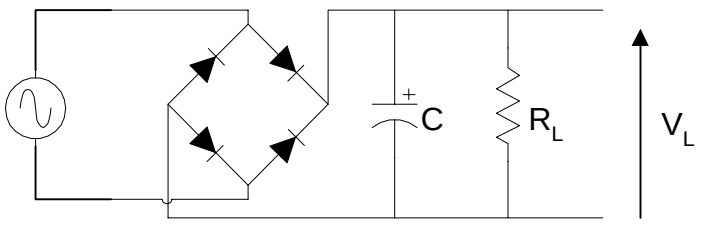
La solución tomando en cuenta la condición inicial es:

$v_C(t) = V_0(e^{-\frac{t}{R.C}})$

Analogamente al caso anterior, transcurrido $t = \tau$ la tensión sobre el capacitor ha disminuido un 63,2 % respecto del valor inicial.



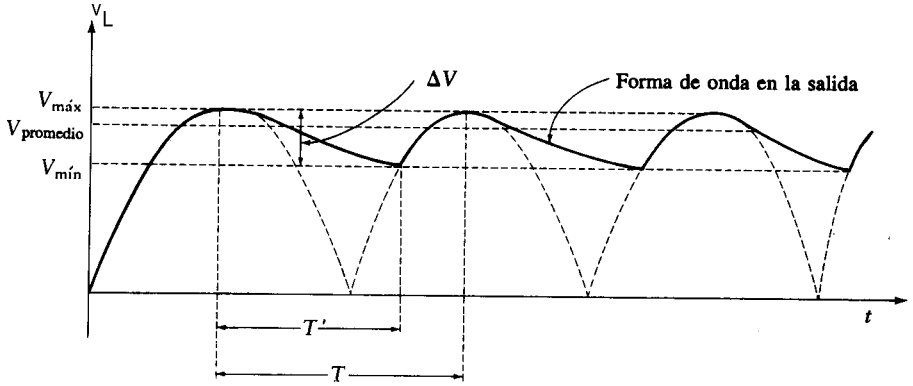
Las conclusiones anteriores se aplicarán al rectificador al cual se le ha agregado un filtro R.C.



Durante el intervalo de carga la constante de tiempo asociada al capacitor es $\tau_c \cong rd \cdot C$ cuyo valor es muy pequeño, por lo tanto la carga del capacitor sigue aproximadamente la forma de onda de la señal aplicada.

El valor final que alcanza la carga de C debe calcularse recordando que existen dos caídas de diodo, una caída en la impedancia del generador y un divisor resistivo entre rd y RL.

$V_{max} \cong$ (Vp (de senoidal) - caída interna en el generador - 1,4 V) (si es RL >> rd)

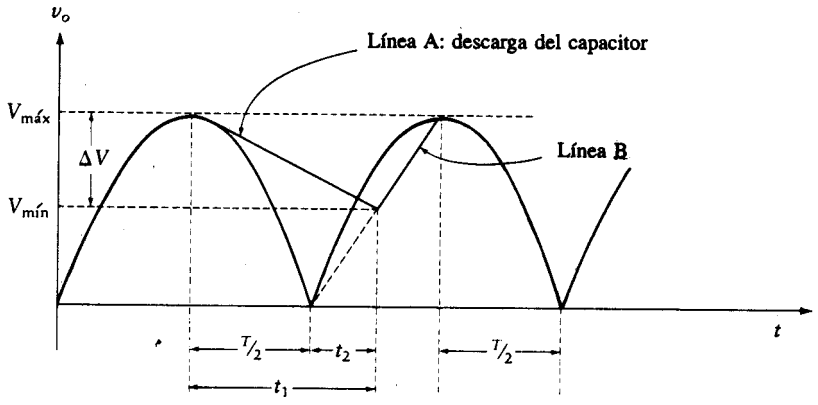


En la descarga en cambio, la constante de tiempo es $\tau_d \cong RL \cdot C$
En este caso los diodos se encuentran en inversa, por lo tanto C se descarga a partir del máximo valor alcanzado sobre el resistor RL.

Para realizar el diseño de un rectificador con filtro se deben definir en primer lugar las características deseadas:

Supongamos que la entrada es una senoidal de 50 hz y 10 V de pico y la mas baja tensión de salida aceptable es 9,5 V.

La resistencia de carga RL que representa el consumo del circuito que disipa potencia del regulador se tomará RL = 100 Ω



Durante la carga se supondrá que C se carga hasta el valor Vp de senoidal.

Para la descarga se tomará el peor caso posible, es decir que la descarga sea lineal según la constante de tiempo de descarga $\tau_d \cong RL.C.$ (la exponencial de descarga se encuentra siempre por encima de esta aproximación lineal).

Durante la carga de C (desde el valor inicial en cada ciclo) se supondrá una carga según una forma de onda lineal cuya pendiente será (Linea B)

Pendiente de carga = $\frac{V_P}{T/4} = \frac{10}{5}\left[\frac{V}{ms}\right] = 2\left[\frac{V}{ms}\right]$

Esta recta pasa por el valor mínimo aceptable (9,5 V) luego de : $2\left[\frac{V}{ms}\right].t2 = 9{,}5\ V$

$t2 = 4{,}75\ ms$

Por otra parte, desde que comenzó la descarga de C hasta que su tensión disminuyó hasta 9,5 V transcurrió un tiempo t1 dado por:

t1 = 5ms + t2 = 9,75 ms

Durante este intervalo, C se ha descargado según una pendiente dada por :

$$\frac{Vp - Vmin}{t1} = \frac{0{,}5}{9{,}75}\left[\frac{V}{ms}\right] \approx 51\left[\frac{mV}{ms}\right]$$

Como esta es la pendiente de la recta del τ_d puede calcularse este:

$$\tau_d \cong RL.C = \frac{10V}{51\left[\frac{mV}{ms}\right]} \approx 196\ ms$$

Conocido el valor de RL se calcula C:

$$C = \frac{196\ .\ 10^{-3}}{100}\left[\frac{s}{\Omega}\right] = 1960\ \mu F$$

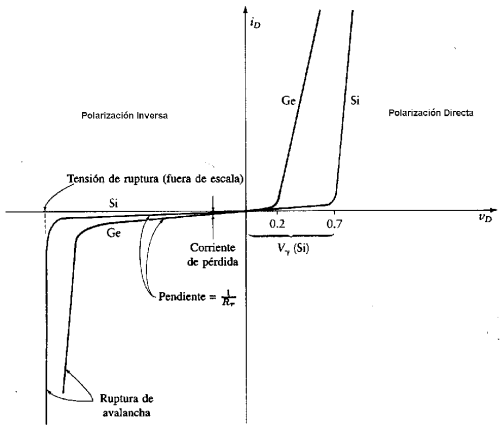
El valor comercial normalizado mas cercano es de C = 2000 μ F.

Problemas de aplicación:

P 1- El circuito anterior se utiliza para rectificar una senoidal de 100V de pico y 60 hz. La tensión de salida debe ser ≥ 70 V Se utiliza un transformador cuya relación de vueltas es 2:1 . La resistencia de carga es 2 KΩ. Averiguar el valor de C necesario.

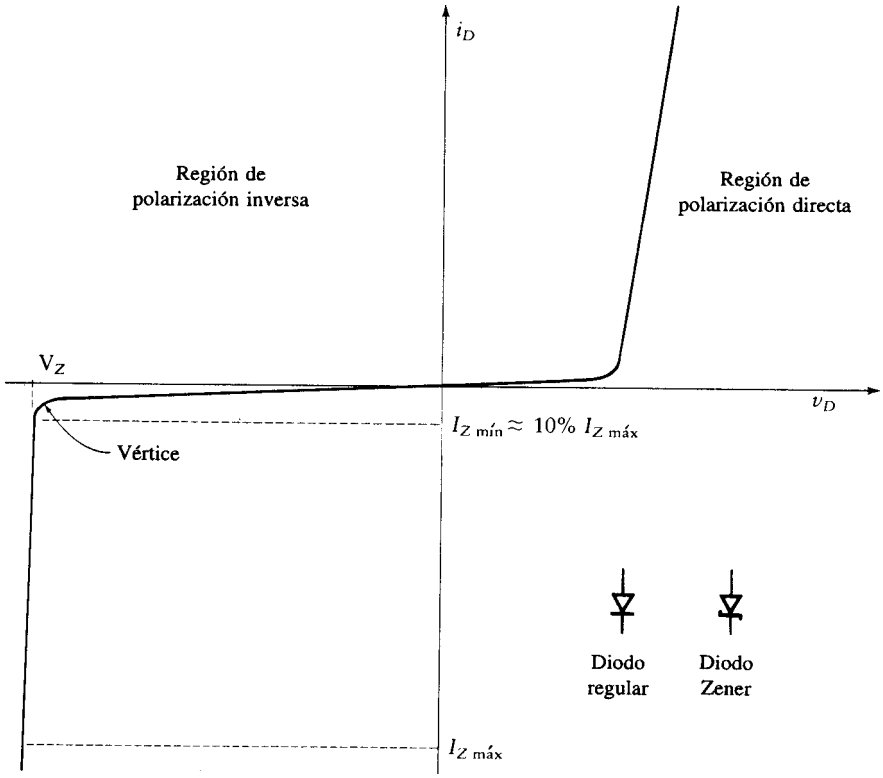
P 2- Idem para una senoidal de 50 V rms y 60 hz aplicada en forma directa con C = 50 μ F y manteniendo una salida mínima de 40 V, calcular el mínimo valor de RL que puede colocarse como carga.

Como se vio en la curva de comportamiento del diodo, la tensión inversa que puede aplicarse tiene un límite, mas allá del cual sobre el dispositivo se produce la ruptura por avalancha (donde la corriente inversa aumenta apreciablemente con una pequeña variación de la tensión aplicada).
En este caso si la corriente excede un máximo predeterminado el dispositivo se destruye.



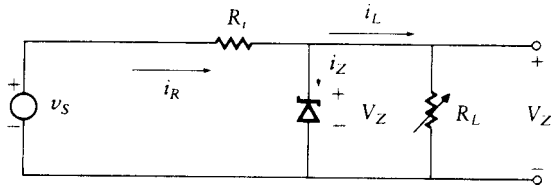
Sin embargo, esta característica del diodo puede aprovecharse favorablemente.
Como el valor de la tensión de ruptura es predecible, y por construcción, la pendiente en la zona de avalancha puede hacerse bastante abrupta, podrá usarse un diodo en esta condición de funcionamiento, como referencia de tensión .
Los diodos diseñados con este fin se denominan DIODOS ZENER y son utilizados frecuentemente como reguladores de tensión.

REGULADOR BÁSICO CON DIODO ZENER



La corriente inversa máxima que puede circular, (I_{zmax}) es dato de fabricación.
La corriente mínima (I_{zmin}) es la menor corriente que mantiene al dispositivo en la zona de efecto zener o avalancha.
Durante el funcionamiento del regulador la corriente que circula por el diodo zener deberá ser ≥ I_{zmin} para que la caída sobre el diodo se mantenga constante.

El circuito básico es el siguiente:



En el circuito, RL es una carga cuyo valor puede variar dentro de un intervalo dado.

La tensión de entrada v_S también varía entre valores determinados por el filtro visto en los párrafos anteriores.

El objetivo del diseño es determinar el valor de R_i que satisfaga la condición de mantener al zener en el modo de tensión constante, con $I_{zmin} \le I_z \le I_{zmax}$
y permita circular la corriente que necesita la carga.

La ecuación general para la obtención de R_i es: $R_i = \dfrac{v_S - V_Z}{i_R} = \dfrac{v_S - V_Z}{i_Z + i_L}$

Problema de aplicación: Diseñar un regulador con diodo Zener que cumpla las siguientes condiciones:

a) i_L variable entre 100 y 200 mA

b) v_S variable entre 14 y 20 V

c) La ddp sobre RL debe mantenerse constante en 10 V

En primer lugar se deberá considerar:

La peor condición para la carga es v_{Smin} , e i_{Lmax} , (en este caso circula I_{zmin} a través del zener)

$$R_i = \frac{v_{Smin} - V_Z}{i_{Zmin} + i_{Lmax}}$$

Para seleccionar el zener, se considerará que para v_{Smax} e i_{Lmin} sobre el zener circulará I_{zmax}

$$i_{Zmax} = \frac{v_{Smax} - V_Z}{R_i} - i_{Lmin} \cong 0{,}1.i_{Zmin}$$

Puede suponerse que en un zener se cumple aproximadamente $i_{Zmin} \leq 0{,}1 i_{Zmax}$

Se obtienen dos ecuaciones con dos incógnitas.

$$i_{Zmax} = \frac{i_{Lmin}(V_Z - v_{Smin}) + i_{Lmax}(v_{Smax} - V_Z)}{v_{Smin} - 0{,}9.V_Z - 0{,}1 v_{Smax}}$$

$$R_i \cong \frac{14V - 10V}{53mA + 200mA} \cong 15{,}8\ \Omega$$ (Se toma un valor normalizado de 15 Ω)

Potencia disipada máxima en R_i $$P_{Ri} = \frac{(v_{smax} - V_Z)^2}{R_i} \cong 6{,}7W$$

$i_{Zmax} \cong 0{,}53A$

Potencia disipada máxima en el zener: $P_{Zmax} = i_{Zmax}.V_z \cong 5{,}3W$

Cuando se seleccionan los componentes, se deberá verificar:

Diodo zener : V_Z (nominal) = 10,1 V y $P_Z \geq 5{,}3W$

TRANSISTORES BIPOLARES

Los transistores bipolares son dispositivos de tres terminales, cuya estructura física es la de dos diodos conectados en oposición.

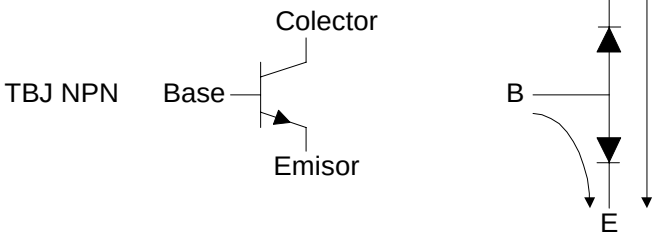
Según la conexión de los diodos se denominan TBJ NPN ó TBJ PNP.

Básicamente el efecto transistor consiste en controlar mediante la corriente directa de uno de los diodos (BE), la corriente inversa del otro diodo (CB).
En otras palabras se modifica la resistencia que presenta el diodo Colector-Base (CB) en inversa, según la polarización directa del diodo Base Emisor (BE).

Este comportamiento se logra a través de una cuidada contaminación de impurezas en las zonas p y n que forman las junturas de los diodos.

En funcionamiento normal, llamado MODO ACTIVO DIRECTO o (MAD), la juntura CB se polariza en inversa y la juntura BE en directa.

El efecto de amplificación se produce en principio, porque una pequeña corriente en la base del transistor controla una corriente mayor en el colector del mismo, limitada por el circuito externo y la disipación de energía del dispositivo.



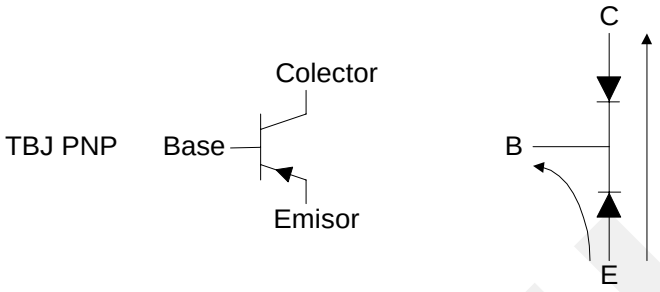
Las ecuaciones que regulan el comportamiento del dispositivo en MAD son:

$$I_E = I_C + I_B \qquad I_C = \beta_F . I_B \qquad I_C = \alpha_F . I_E$$

El factor β_F se denomina ganancia de corriente en la conexión emisor común.

El factor α_F es llamado ganancia de corriente en la conexión base común.

La relación entre estos factores es: $\beta_F = \dfrac{\alpha_F}{1-\alpha_F}$



Generalmente β_F toma valores entre 10 y 1000 según el tipo de transistor.

Respecto de las ecuaciones de diodo que deben aplicarse, estas son:

$$I_C = I_{CB0}\,(e^{VBC/VT} - 1) \qquad I_B = I_{EB0}\,(e^{VBE/VT} - 1)$$

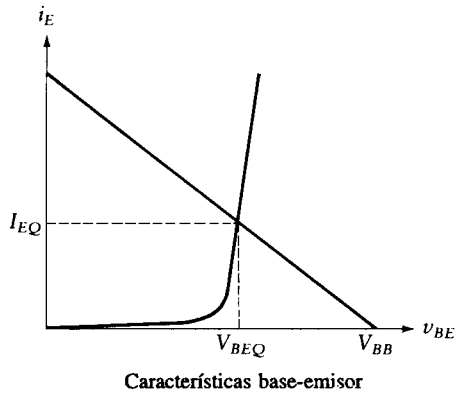
(VCB y VEB para el PNP)

Donde I_{CB0} es la corriente del diodo colector base cuando el emisor está desconectado.
I_{EB0} es la corriente del diodo base emisor cuando el colector está desconectado.

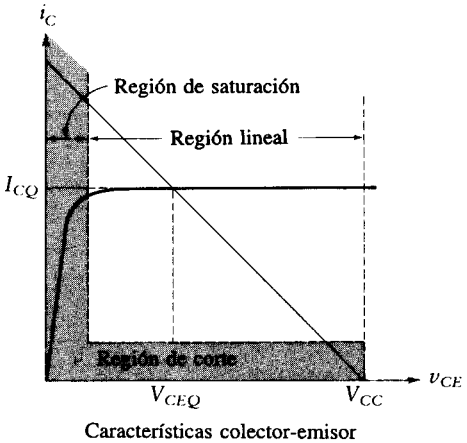
Convencionalmente se toman como positivas (+) las corrientes que entran a los terminales y negativas (-) las que salen (debe tomarse en cuenta al utilizar ecuaciones de cuadripolo).

CURVAS CARACTERISTICAS

El transistor es un dispositivo no lineal, por lo tanto para definir su operación, se usan una serie de curvas, distintas para cada tipo de transistor. Sobre estas curvas se superponen las correspondientes rectas de carga para determinar los puntos de trabajo en CC y CA.



Características base-emisor



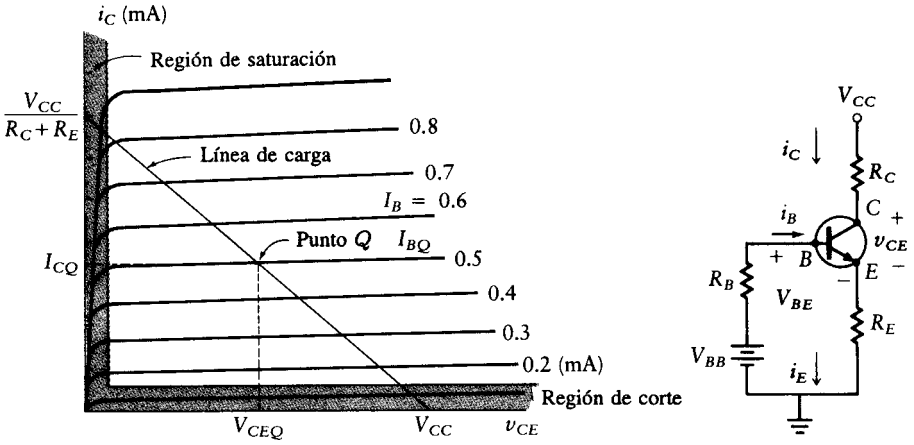
Características colector-emisor

En las curvas anteriores pueden verse tres zonas que se describen a continuación:

Zona de saturación: Cuando el TBJ opera en esta zona el diodo CB (normalmente en inversa), se encuentra en directa, y deja de cumplirse la relación $I_C = \beta . I_B$
Zona de corte: En esta zona la corriente I_B es de muy bajo valor y el transistor deja de conducir como tal.
Zona lineal: Es la zona de operación normal del transistor.

USO DE LAS CURVAS CARACTERISTICAS

Con el fin de calcular la polarización de un dispositivo con TBJ se analizará el siguiente circuito:



Sobre el terminal de colector (C) $V_{CC} = I_C . R_C + V_{CEQ} + I_E . R_E$

Si suponemos $I_E \cong I_C$

$V_{CC} \cong I_C . (R_C + R_E) + V_{CE}$

Esta ecuación determina la recta de carga estática sobre las característica $I_C = f(V_{CE})$
Para hallar el punto de trabajo es necesario conocer el parámetro I_{BQ}

Sobre el terminal de base (B):

$V_{BB} = R_B . I_B + V_{BE} + I_E . R_E$ Conocida la relación $I_E = I_B . (\beta + 1)$

$V_{BB} = (R_B + (\beta + 1) . R_E) I_B + V_{BE}$

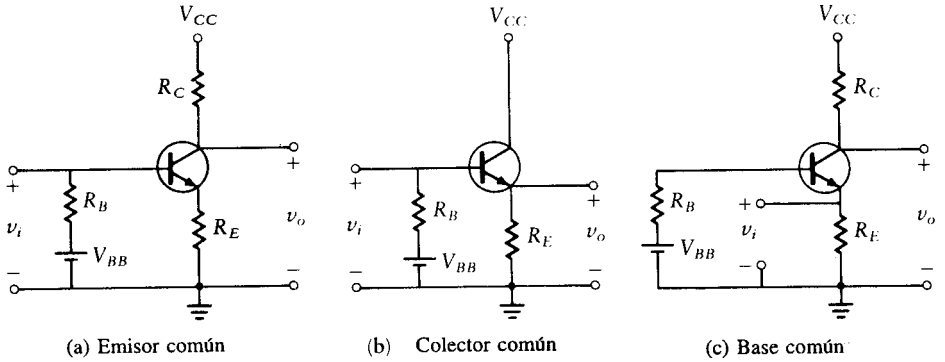
Siendo V_{BE} = 0,7 V (correspondiente a un diodo en directa)

Puede determinarse de esta última ecuación el valor de I_{BQ}

En el punto donde la recta de carga estática corte la curva característica del transistor, para $I_B = I_{BQ}$ se tendrá el punto de trabajo en CC.

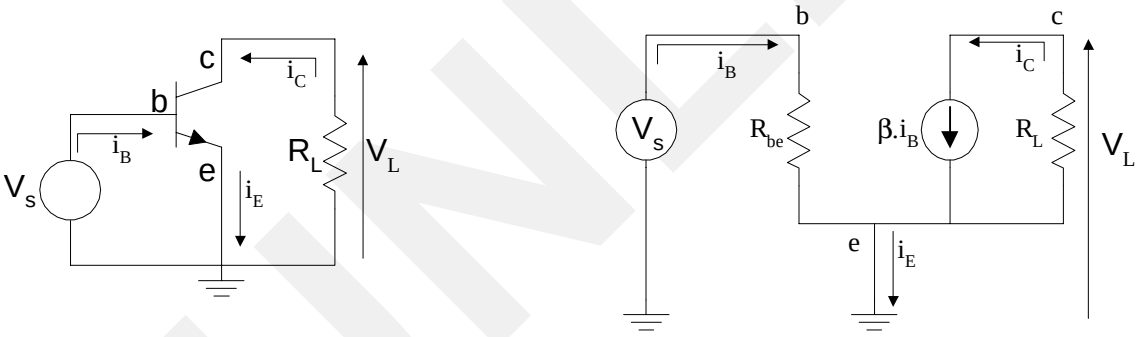
CONFIGURACIONES TIPICAS DE AMPLIFICADORES CON TRANSISTORES

Entre todas las configuraciones posibles para la conexión de TBJ se analizarán las 3 mas simples:
Emisor común, Base común y Colector común (seguidor por emisor).



La polarización se calcula en cada caso según el tipo de circuito, con el método visto anteriormente

CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL TRANSISTOR EN ALTERNA Y PEQUEÑA SEÑAL:



El circuito equivalente presentado, para la conexión de emisor a masa corresponde a un circuito con la adecuada polarización en los diodos (BE en directa y BC en inversa) y sometido a pequeñas variaciones de señal.
Previo a la utilización de este circuito equivalente debe calcularse la polarización y verificar el circuito externo al transistor en alterna si hubiera capacitores de desacople.

De los valores de polarización se puede calcular rd = $R_{be} = \frac{Vt}{I_{BQ}}$ (la que corresponde al diodo BE polarizado en directa).

La ganancia se calcula en general como:

$$\text{Ganancia de tensión} = \frac{\text{Ganancia de corriente . Impedancia de carga}}{\text{Impedancia de entrada}} = \frac{v_L}{v_i} = A_I . \frac{R_L}{R_i} = A_{Vt}$$

Ganancia de tensión: $\mathbf{A_{Vt}}$ Relación entre la amplitud de la señal sobre la carga y la amplitud de la señal de entrada al dispositivo.

Ganancia de corriente: **A_I** Relación entre la corriente de señal que circula por la carga y la corriente de señal que entra al dispositivo.

Impedancia de carga: **R_L** El valor equivalente de impedancia de Thevenin que se ve desde los terminales de salida del dispositivo hacia la carga.

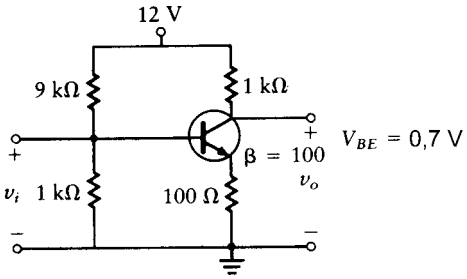
Impedancia de entrada: **R_i** El valor equivalente de impedancia de Thevenin que se ve desde los terminales de entrada hacia el dispositivo.

Aplicada la expresión al circuito equivalente anterior se obtiene:

$$A_{Vt} = -\frac{\beta . R_L}{R_{be}}$$

El signo negativo se debe al sentido de circulación de corriente sobre R_L, lo cual da una ddp negativa sobre la carga cuando I_B es positiva.

COMO APLICACIÓN SE ANALIZARÁ EL SIGUIENTE CIRCUITO EN EMISOR COMÚN:



$V_{BE} = 0,7\ V$

$$V_{CC} \cong I_C . (R_C + R_E) + V_{CE}$$

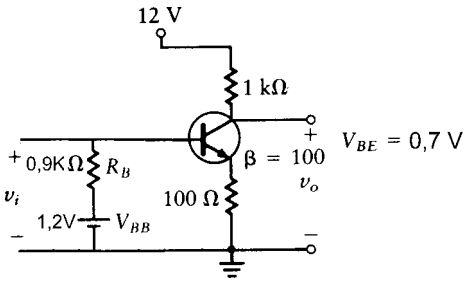
$$12V \cong I_C . (1,1K\Omega) + V_{CE}$$

Para determinar V_{BB} (ddp en la base del transistor) se hallará el equivalente de Thevenin desde el terminal de base hacia la izquierda.

$$V_{TH} = V_{BB} \cong 12V \left[\frac{1K\Omega}{1K\Omega + 9K\Omega} \right] = 1,2\ V$$

Se calcula $R_{TH} = R_B = [1K\Omega / / 9K\Omega] = 0,9K\Omega$

De esta manera el circuito para averiguar la corriente de base es idéntico a la del ejemplo anterior:



$V_{BE} = 0,7\ V$

$$V_{BB} = (R_B + (\beta + 1).R_E) I_B + V_{BE}$$

$$1,2V = (0,9K\Omega + (100 + 1).100\Omega) I_{BQ} + 0,7V$$

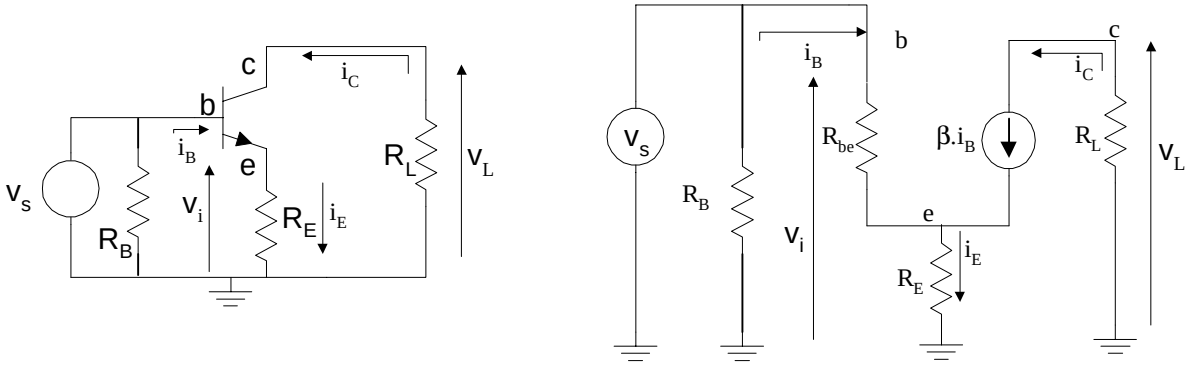
$$I_{BQ} \cong 45\ \mu A$$

De aquí se obtienen:

$I_{CQ} \cong 4,5\ mA$ $\quad$ $I_{EQ} = 4,55\ mA$

De manera similar se calcularía la polarización en las demás configuraciones.

El paso siguiente es calcular la ganancia del circuito en alterna y pequeña señal (de modo que el funcionamiento sea lineal).



$$\frac{v_L}{v_i} = A_{Vt} = -\frac{\beta . R_L}{R_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

$$R_{be} = \frac{26mV}{45\mu A} \cong 580\Omega$$

$$A_{Vt} = -\frac{100.1K\Omega}{10680\Omega} = -9,35$$

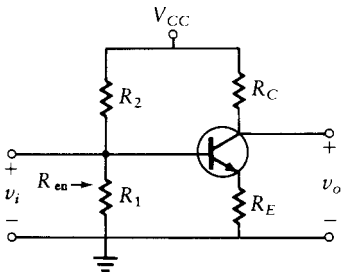
Si se necesita saber la ganancia respecto del generador v_s debe tomarse en cuenta la resistencia interna del generador Vs (si la tuviera) y R_B en el cálculo:

$$A_{vs} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} A_{vt} = -9,35$$ (en este caso porque se tomó R_S=0)

Donde $R_{in} = R_B // R_i$

A continuación se presentan problemas resueltos con el objeto de fijar conocimientos:

1- Para el circuito de la figura:



Son datos: V_{CC} = 16V, R1 = 2KΩ, R2 = 20KΩ, Rc = 3KΩ, R_E = 200Ω, β = 200, V_{BE} = 0,7V

Se pide determinar V_{BB} , R_B , e I_{CQ}

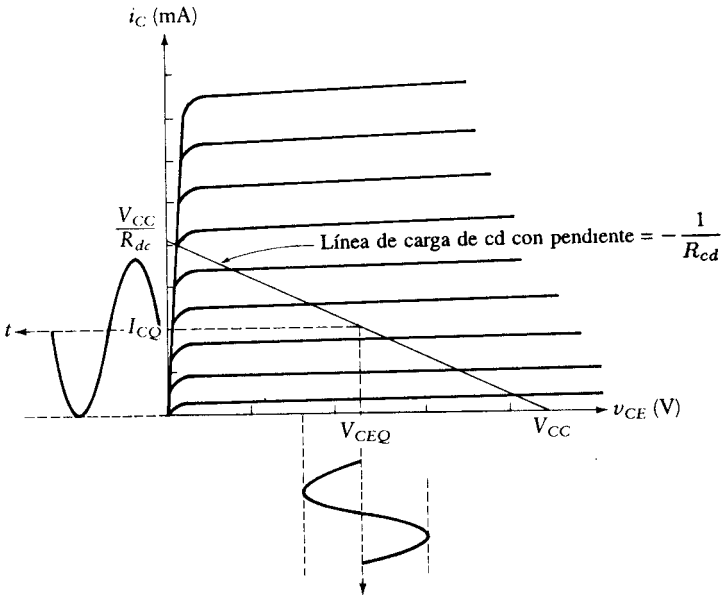
$$V_{BB} = V_{CC} . \frac{R_1}{R_1 + R_2} [V] = 16 . \frac{2}{22} [V] = 1,46 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} [\Omega] = 1,82K\Omega$$

$V_{BB} = R_B.I_{BQ} + V_{BE} + (\beta+1)I_{BQ}R_E = 0$ (como se vio en el ejemplo anterior)

De aquí se obtiene I_{BQ} = 18,9 µA de donde I_{CQ} = 3,78 mA

2 - En el circuito del problema 1 diseñar R1 y R2 para que la excursión de salida sea máxima.



Para comprender este concepto se construirá la recta de carga del circuito.

(La salida v_0 bajo la acción de una señal alterna, se acerca desde el punto de polarización hacia V_{CC} en el semiciclo positivo, y desde el punto de polarización hacia masa en el semiciclo negativo, se trata de lograr que la excursión simétrica sea máxima)

Resulta claro que es necesario colocar el punto de polarización en

$$\boxed{V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}}$$

De la ecuación para el nodo colector en CC:

$$V_{CC} = I_{CQ}.R_C + V_{CEQ} + I_{CQ}.\frac{(\beta+1)}{\beta}.R_E$$

si β >> entonces la ecuación anterior se convierte en:

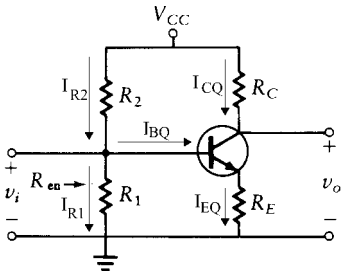
$$\boxed{V_{CC} \cong I_{CQ}.R_C + V_{CEQ} + I_{CQ}.R_E}$$

Reemplazando $I_{CQ} \cong 2{,}5$ mA $\quad V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ $\quad \boxed{I_{CQ} \cong \frac{V_{CC}}{2.(R_C + R_E)}}$

Ahora se puede averiguar la ddp en continua en la base del transistor que cumpla la condición dada:

$V_B = V_{BE} + I_{EQ}.R_E \cong 0{,}7V + 2{,}5mA.\ 200\Omega \cong 1{,}2V$

Por otra parte la corriente de base es $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = 12{,}5\mu A$



Los valores de R_1 y R_2 se seleccionarán de modo que circule a través de R_2 una corriente ≥ $10.I_{BQ}$ (de esta manera puede realizarse la siguiente aproximación:

$$V_B \cong \frac{R_1}{R_1+R_2}.V_{CC} \qquad \text{y además} \qquad I_{R2} \cong I_{R1} \cong \frac{V_{CC}}{R_1+R_2} \geq 10.I_{BQ}$$

De este sistema de ecuaciones pueden determinarse los valores de R_1 y R_2 (En este caso se tomará $I_{R2} = 20.I_{BQ}$)

$$R_1+R_2 = \frac{V_{CC}}{10.I_{BQ}} \cong \frac{16V}{250\mu A} \cong 64K\Omega \quad \text{y por lo tanto } R_1 = V_B.\frac{R_1+R_2}{V_{CC}} = 1{,}2V.\frac{64K\Omega}{16V} = 4{,}8\ K\Omega$$

Los valores finalmente, son: $R_1 = 4{,}8K\Omega$ $R_2 = 59{,}2K\Omega$

Como estos valores no son normalizados deberá usarse una resistencia de ajuste (preset) o bien aproximar a los valores normalizados.

Podría tomarse: $R_1' = 4{,}7K\Omega$ (normalizado)

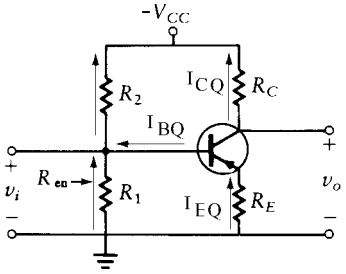
Se reemplaza este valor de R_1' en la ecuación de V_B y se obtiene el nuevo R_2'

$R_2' = 58\ K\Omega$ (puede colocarse $56K\Omega$ en serie con $2{,}2K\Omega$)

Como resultado de este cambio, la corriente I_{R1} no es exactamente $20.I_{BQ}$ sino levemente mayor, lo cual no altera el funcionamiento del circuito.

(Verificar realizando la recta de carga)

3- Para el circuito del problema 1 con un transistor PNP (recordar diodo BE en directa y BC en inversa)



Los datos son:

$V_{CC} = -6V$, R1 = 2KΩ, R2 = 12KΩ, Rc = 1KΩ,
$R_E = 100\Omega$, $\beta = 100$, $V_{BE} = -0{,}7V$

Determinar V_{BB} , R_B , e I_{CQ}

Solución:

$$V_{BB} = V_{CC}.\frac{R_1}{R_1+R_2}\ [V] = -6.\frac{2}{14}\ [V] = -0{,}86\ V$$

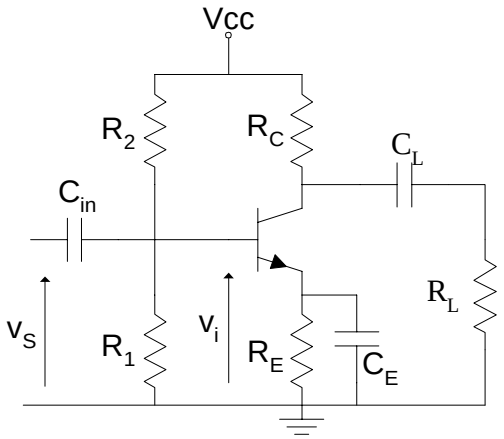
$$R_B = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2}[\Omega] = 1{,}72K\Omega \qquad V_{BB} = R_B.I_{BQ} + V_{BE} + (\beta+1)I_{BQ}R_E = 0$$

$$-0{,}86V = 1{,}72K\Omega.I_{BQ} - 0{,}7V + (\beta+1)I_{BQ}R_E = 0$$

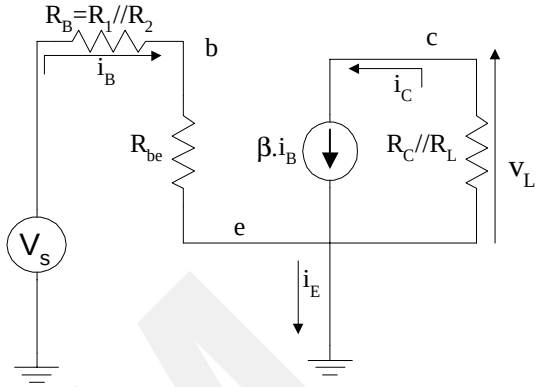
$I_{BQ} = -13\ \mu A$ de donde $I_{CQ} = -1{,}3\ mA$

ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON CAPACITORES DE ACOPLAMIENTO Y DE PASO.

Los capacitores de paso se usan para cortocircuitar resistores en la operación en CA y los de acoplamiento para bloquear la CC y permitir el pasaje de la señal de CA, en la siguiente figura puede verse un ejemplo.



Amplificador en Emisor Común con capacitores de paso y acoplamiento

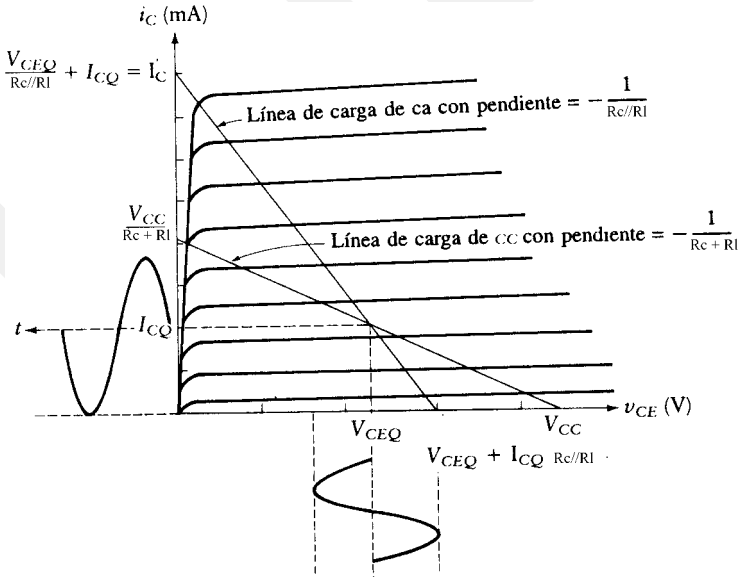


Circuito equivalente en CA

Para el cálculo de polarización, se considera R_E (C_E es un circuito abierto), y no interviene R_L (C_L también está abierto).

En alterna R_E no se considera (C_E en cortocircuito), y se toma en cuenta R_L (C_L en cortocircuito).

Para las consideraciones respecto de la excursión en alterna se deben realizar las rectas de carga.



Conociendo el punto de trabajo I_{CQ} y V_{CEQ} y la pendiente en alterna se construye la recta de carga

dinámica de acuerdo a: $\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = -\frac{1}{R_c // R_L}$

En el triángulo rectángulo formado con un cateto igual a I_{CQ} y ΔV_{CE} max igual al otro cateto, puede tomarse un caso particular de la ecuación como sigue:

$$\Delta V_{CE}\,\max = I_{CQ.}\,(R_c\,//R_L)$$

Este es el máximo valor positivo que puede tomar el valor pico de la señal alterna v_{CE}

En cuanto al máximo recorrido positivo de la corriente de colector, se deduce a partir del triángulo rectángulo formado con (V_{CEQ}) en uno de los catetos y $(\Delta I_C\,\max)$ en el otro.

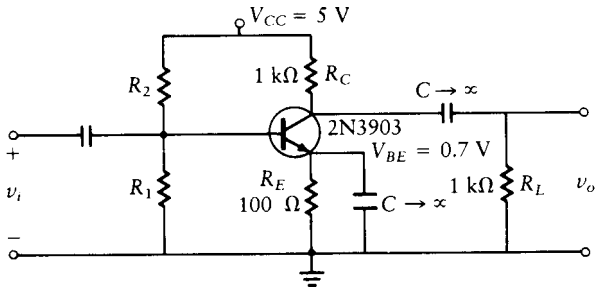
$$\Delta I_c\,\max = \frac{V_{CEQ}}{R_C\,//R_L}$$

De acuerdo a lo anterior, los puntos de corte con los ejes coordenados son:

$$i_C\,\max = I_{CQ} + \Delta I_C\,\max \qquad v_{CE}\,\max = V_{CEQ} + \Delta V_{CE}\,\max$$

Como aplicación resolver el siguiente problema:

En el siguiente circuito encontrar el punto de reposo, la máxima excursión de alterna y la ganancia del circuito.



Datos $R_1 = 1{,}5\ K\Omega$, $R_2 = 6\ K\Omega$, $\beta = 140$

$$V_{BB} \cong 5V.\frac{1{,}5K\Omega}{1{,}5K\Omega + 6K\Omega} = 1V \qquad R_B = 1{,}2K\Omega \qquad I_{EQ} \cong I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = 3mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\,(R_C + R_E) = 1{,}7V$$

$$\Delta V_{CE}\,\max \cong I_{CQ}.(R_C\,//R_L) = 1{,}5V$$

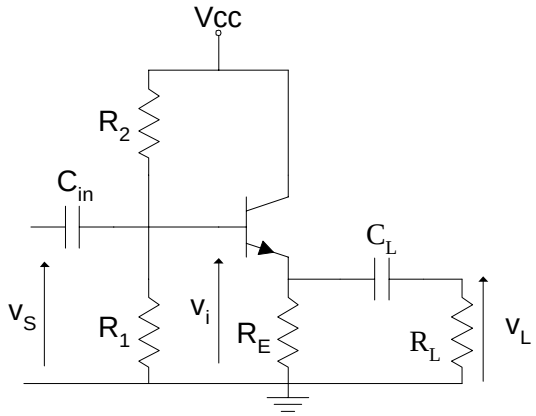
$$\Delta I_{CQ}\,\max \cong \frac{V_{CEQ}}{R_C\,//R_L} = 3{,}4mA$$

(La limitación en la excursión simétrica está dada por la variación de V_{CE})

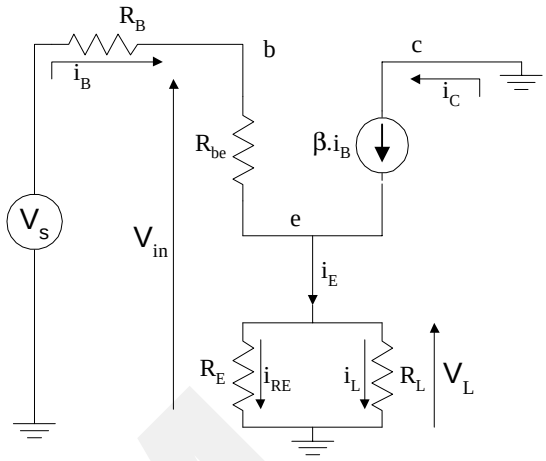
Para la ganancia del circuito se utiliza el circuito equivalente en alterna:

$$AV_t = -\beta.\frac{(R_L\,//R_C)}{R_{be}} \qquad R_{be} = \frac{Vt}{I_{BQ}} \qquad \text{Por lo tanto,} \qquad AV_t = -I_{CQ}.\frac{(R_L\,//R_C)}{Vt} = -57{,}7$$

EJEMPLOS DE CIRCUITOS EN COLECTOR COMUN Y BASE COMUN

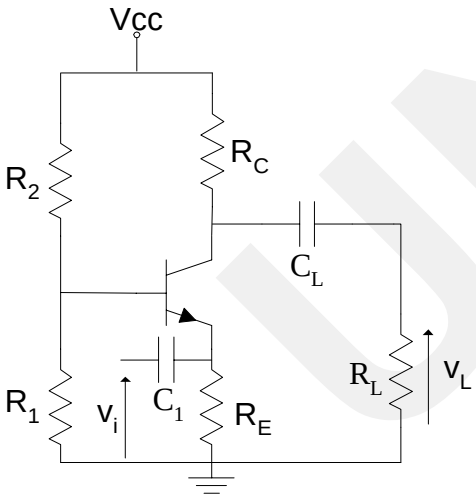


Amplificador en Colector Común



Circuito equivalente en CA

La ganancia $\frac{V_L}{V_i} = (\beta+1).\frac{(R_E // R_L)}{R_{be}+(\beta+1)(R_E // R_L)}$



Amplificador en Base Común

Para el amplificador en Base Común:

Corriente de salida: i_C

Corriente de entrada al transistor: i_E

Resistencia de carga: $R_L//R_C$

Resistencia de entrada: (mirando desde el emisor del transistor) $R_{in} = \frac{R_{be}+R_B}{\beta+1} // R_E$

Entonces la ganancia $\frac{V_L}{V_i} = \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right)\left(\frac{R_L // R_C}{\frac{R_{be}+R_B}{\beta+1} // R_E}\right)$

UNLM

CIRCUITOS INTEGRADOS

Amplificadores operacionales:

La complejidad de los requerimientos actuales ha llevado a la necesidad de colocar hasta miles de transistores en una sola pastilla de silicio, esta disposición recibe el nombre de circuito integrado (C.I.). Según la cantidad de elementos en el CI se denominan: CI, MSI (mediana escala de integración, LSI (gran escala), o VLSI (escala muy grande).

Los circuitos integrados pueden ser: Lineales (la relación entre la señal de salida y la de entrada es lineal), o bien alineales (relación alineal determinada en la especificación).

Los CI lineales se usan como bloques para diseñar sistemas mas complejos. El CI analógico mas usado es el amplificador operacional cuyas principales características (ideales) son:

Ganancia: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = Aol \rightarrow \infty$ (para este cálculo se toma Aol con signo +, con $V_{in} = (v+) - (v-)$)

Si V_{out} se mantiene en un valor discreto entonces, $V_{in} = \frac{V_{out}}{Aol} \rightarrow 0$

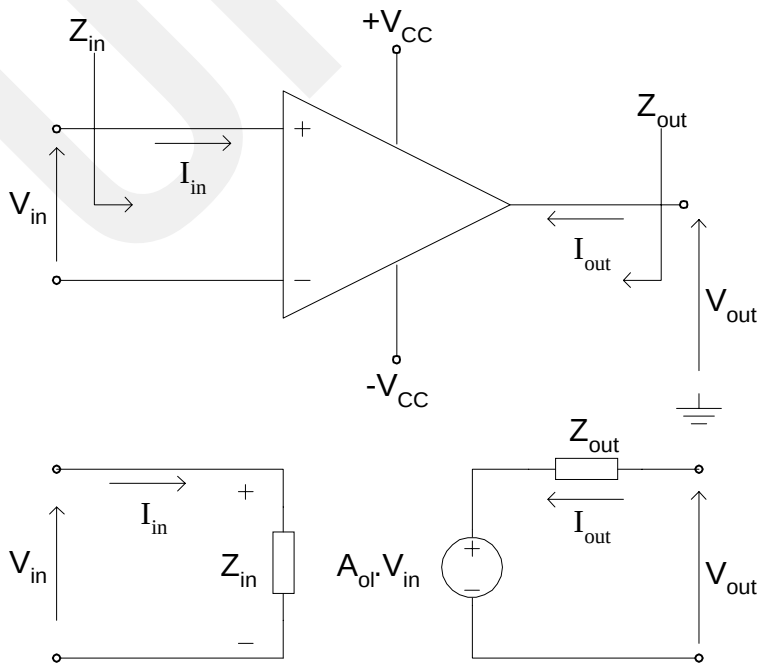
De aquí puede suponerse que la diferencia de potencial entre las entradas es 0 en el funcionamiento normal, es decir que ambas entradas están al mismo potencial.

Impedancia de entrada: $Z_{in} \rightarrow \infty$ (por lo tanto, $I_{in} \rightarrow 0$)

Impedancia de salida $Z_{out} \rightarrow 0$

Ancho de banda (BW) o AB $\rightarrow \infty$ (no existen capacidades o inductancias internas que limiten la respuesta en frecuencia del CI).

En los CI operacionales reales las especificaciones se acercan bastante a las ideales

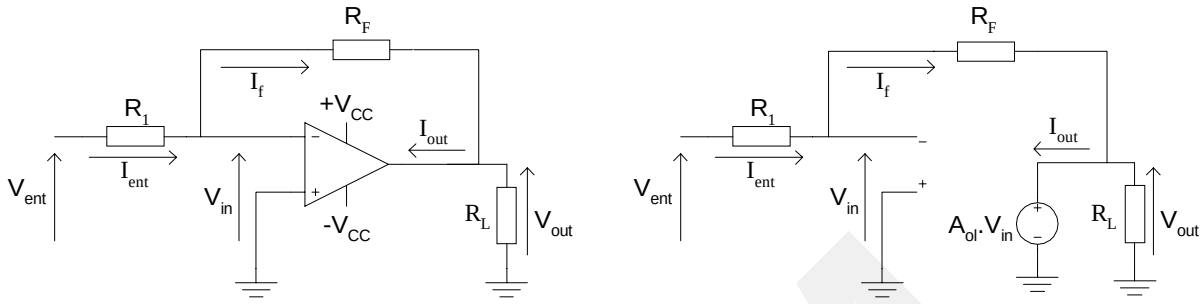


La figura anterior muestra el símbolo usado para el amplificador operacional y su circuito equivalente simplificado. Los sentidos de corriente son convencionales.

USO DE CI OPERACIONALES COMO AMPLIFICADORES

Se analizarán en principio operacionales con características ideales.

Amplificador inversor con CI operacional.



Cálculo de la ganancia:

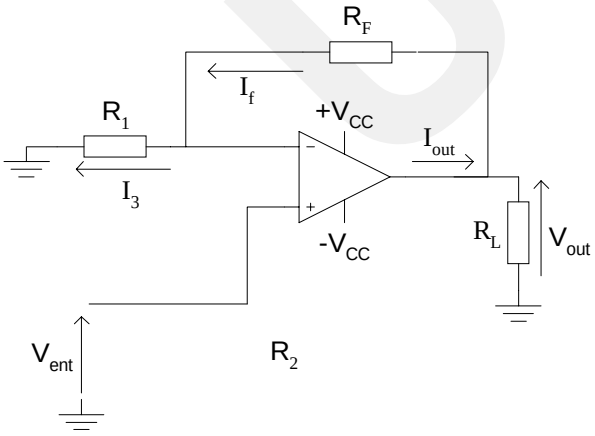
Las tensiones en los terminales + y - del operacional son prácticamente iguales, entonces:

$$v- = v+ \cong 0\ V \qquad I_{ent} \cong I_f \qquad V_{out} \cong -I_f . R_f = \frac{-V_{ent}}{R_1} . R_f$$

y la ganancia respecto de V_{ent} será:

$$\boxed{A_V = \frac{V_{out}}{V_{ent}} \cong -\frac{R_f}{R_1}}$$

Amplificador no inversor con CI operacional



Cálculo de la ganancia :

$$v+ = v- \cong V_{ent} \qquad I_f \cong I_3$$

$$I_f = \frac{V_{ent}}{R_1} \quad \text{Por lo tanto:} \quad \frac{V_{out}}{V_{ent}} \cong \frac{I_f . (R_f + R_1)}{I_f . R_1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{ent}} \cong \frac{(R_f + R_1)}{R_1}$$

La ganancia en este tipo de circuito es siempre mayor que 1.

Los anteriores son solamente dos ejemplos de posibles circuitos con CI operacionales, existen además una gran variedad de circuitos que pueden diseñarse en forma simple a partir de este tipo de integrado.
Las características de operacionales reales se verán en los manuales de fabricantes.