

CAPITULO I - Amplificadores Monoetapa - Polarización

I.1. - INTRODUCCIÓN:

El objeto del presente trabajo es el estudio de algunos circuitos electrónicos. Para tal fin se suponen conocidos los fenómenos físicos que tienen lugar en los elementos componentes de circuito, sobre todo en aquellos activos, restando ahora el aprender a utilizarlos combinando a dichos componentes, tanto activos como pasivos así como a los generadores independientes, es decir, formando circuitos electrónicos, por lo menos aquellos de uso más común en la especialidad.

I.1.1. - Características de un Diodo Semiconductor - Valores Estáticos:

Un ejemplo, el más elemental, de circuito electrónico que incorpora un elemento semiconductor, se presenta en la figura I.1., el que consideramos con la finalidad de llevar a cabo experiencias simples que nos permitan, a la par de rever conceptos básicos de la teoría del diodo semiconductor, ir formando nuestro propio vocabulario técnico inicial. Dicho circuito se basa en la conexión serie de cuatro elementos; un Generador Independiente de Tensión Continua representado mediante el símbolo de la pila o batería con polaridad y magnitud de tensión V , un resistor variable que presenta una resistencia R al paso de la corriente eléctrica, una unión P-N o Diodo Semiconductor D y una llave interruptora LL .

Con LL abierta, en el diodo D , una vez ejecutado el contacto o unión de dos superficies semiconductoras, una de material tipo P y la otra de tipo N, tiene lugar un proceso de acomodamiento de portadores mayoritarios (electrones de la zona N pasan a la zona P convirtiéndose en minoritarios y huecos de la zona P que se pasan a la zona N), produciéndose a ambos lados de la unión metalúrgica unas zonas con carga volumétrica no nula: en el lado P, los aceptores ionizados no están ahora compensados por los huecos, y en el lado N lo mismo ocurre con los donadores. Se forma así un dipolo de carga fija que crea un campo eléctrico que se opone al proceso de difusión a través de la unión, llegándose al equilibrio. La unión P-N en su conjunto es neutra ya que la carga espacial a ambos lados de la zona de transición se halla compensada por la simultánea difusión original de los portadores mayoritarios.

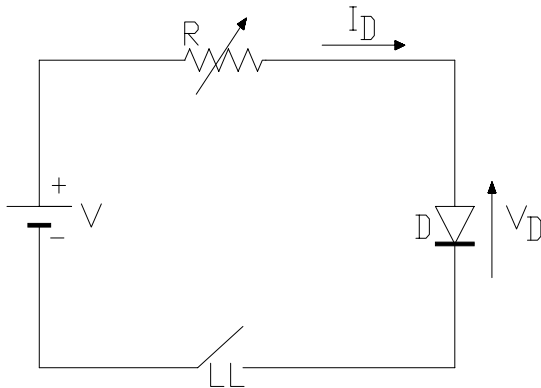


Figura I.1.

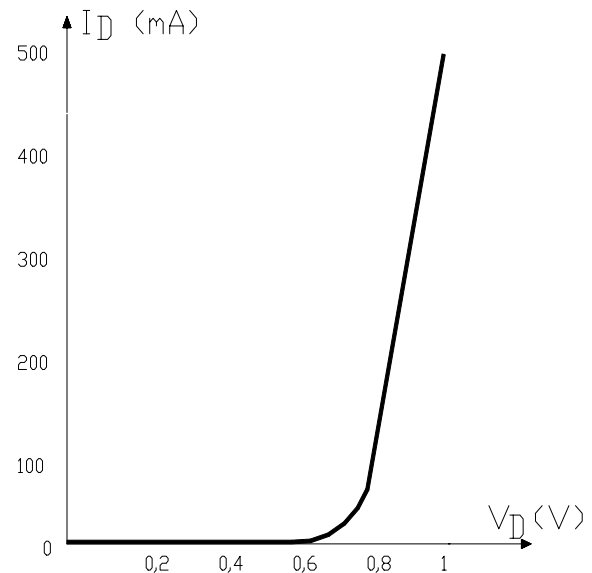


Figura I.2.

En un modelo de estructura de bandas de energía, al alcanzarse el equilibrio, los electrones encuentran un potencial de contacto o barrera de potencial V_u , que crea una barrera de energía ($q \cdot V_u$) para poder pasar al lado P, y lo mismo ocurre con los huecos del lado P para pasar al N. Veamos ahora la situación cuando cerramos la llave

LL y estamos aplicando a la unión P-N una polarización directa (el negativo de la batería se ha conectado a la región N de la unión). El nivel energético de la barrera decrecerá en una magnitud proporcional a la diferencia de potencial V_D aplicada a la unión y ahora habrá mayor número de portadores mayoritarios (electrones en la región N y huecos en la P) que pasan a la región opuesta produciéndose el efecto conocido como “inyección”, estableciéndose una corriente eléctrica I_D en el circuito.

Un análisis físico matemático de los fenómenos que tienen lugar en la juntura nos permite establecer que para pequeños valores de corriente I_D la misma puede ser expresada aproximadamente por la llamada “ley del diodo”:

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{qV_D}{nkT}} - 1) = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1) \quad (I.1)$$

en donde:

$V_T = kT/q$ es la llamada Tensión Térmica, k la constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Joule/°K),
 q la carga del electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb) y T la temperatura absoluta expresada en °K. Para $T = 25 \text{ °C} = 300 \text{ °K}$, resulta $V_T = 25 \text{ mV}$.

I_S corriente de saturación inversa, del orden de los 10^{-9} A (nA) para el caso del Silicio.

n es un coeficiente de ajuste de la ley matemática cuyo valor es cercano a la unidad.

En la medida en que la tensión de polarización directa del diodo V_D alcance el valor característico de la barrera de potencial o también llamada tensión de umbral del diodo V_u , la corriente en el mismo aumenta mucho más rápidamente, siguiendo una ley aproximadamente lineal, tal como se observa en la gráfica de la figura I.2.

Los diferentes pares de valores I_D y V_D pueden reproducirse en el circuito de la figura I.1. modificando el valor de resistencia en el resistor variable y tomando nota de la lectura de dichas variables para cada valor de resistencia. Debido a que para cada valor de R los correspondientes a I_D y a V_D permanecen invariables en el tiempo, a dichas corrientes y tensiones se las suele reconocer como COMPONENTES ESTÁTICAS y a la representación gráfica de la figura I.2. como CARACTERÍSTICA DIRECTA DEL DIODO.

Si posteriormente se invierte la polaridad del generador independiente de modo que el diodo sea polarizado en forma inversa (el positivo de la batería conectado a la región N de la unión), la zona de transición se ensancha, es decir que se incrementa la barrera de potencial [$q \cdot (V_u + V_D)$] y la única corriente que se establece en el circuito es aquella soportada solo por portadores minoritarios es decir I_S que aumentará ligeramente al crecer la tensión de polarización inversa.

Si dicha tensión de polarización inversa sigue aumentando, el campo eléctrico en la región de transición se hace tan elevado que puede llegar a alcanzar valores del orden de los 10^5 V/cm ó de 10^6 V/cm, produciéndose los fenómenos de disrupción, ó avalancha, por impacto ó por efecto túnel (zener). Nuevamente en este caso se pueden reproducir estos efectos en el circuito de la figura I.1. (suponiéndose que el diodo utilizado se encuentra capacitado para operar en dicha región) modificando los valores de V y/o R y tomando lectura de los valores correspondientes a V_D y a I_D . Mas tarde la representación gráfica de los mismos nos permite obtener la CARACTERÍSTICA INVERSA DEL DIODO que se representa en la figura I.3.

En dicha gráfica puede observarse que cuando se alcanza la zona antes descrita, lo cual se señala como TENSION DE RUPTURA BV_D , la corriente inversa aumenta abruptamente y en forma incontrolada, situación esta que puede acarrear peligro para el diodo si el mismo no fue específicamente diseñado para operar en esa zona (diodo de referencia o diodo zener).

I.1.2.- Punto de Operación Estático:

En la figura I.1. retornando a la polarización directa del diodo y con la llave LL cerrada las corrientes y tensiones que se establecen en el circuito son las llamadas Componentes Estáticas (no varían en el tiempo). En la figura I.2. puede observarse que en la zona curva de la Característica Directa del Diodo, para corrientes comprendidas entre unos 0 y 20 ó 30 mA, la tensión en el diodo (V_D) no excede los 0,6 ó 0,7 V, siendo ésta una

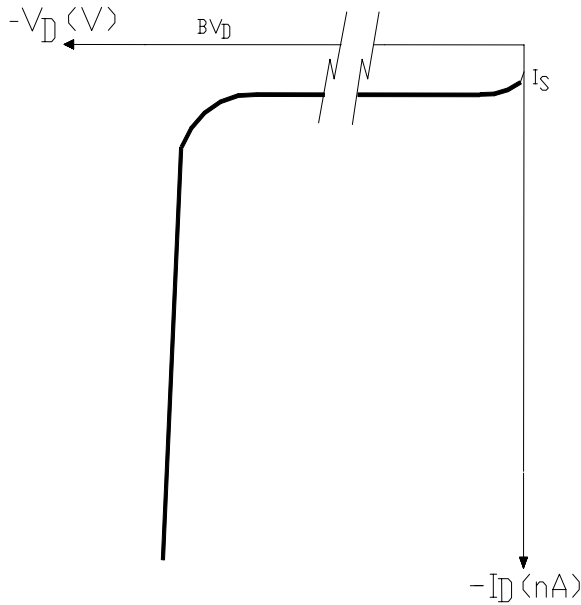


Figura I.3.

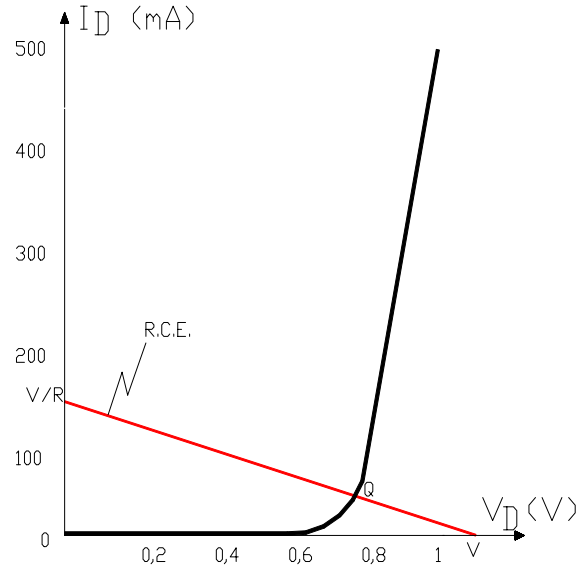


Figura I.4.

característica que impone el diodo y que se reconoce como un valor propio del diodo de silicio denominada Tensión de Umbral.

Supongamos que en el circuito $V = 12 \text{ V}$ y $R = 2,2 \text{ KOhm}$. Como para este par de valores y según la ley de Ohm, la máxima corriente que puede establecerse en el circuito es inferior a los 10 mA , aceptamos que la tensión en el diodo resulta ser igual a la tensión de umbral del mismo.

La segunda Ley de Kirchoff aplicada a nuestra malla queda expresada por la siguiente ecuación:

$$V - I_D \cdot R - V_D = 0 \quad (I.2)$$

que se trata por ello de una característica que impone la malla. Luego la corriente en la misma será:

$$I_D = (V - V_D) / R = (12 - 0,6) / 2200 = 5,2 \text{ mA}$$

es decir que bajo esas condiciones de polarización ($V = 12 \text{ V}$ y $R = 2,2 \text{ KOhm}$) el diodo opera en un PUNTO DE TRABAJO ESTÁTICO determinado por el par de valores:

$$I_{DQ} = 5,2 \text{ mA} ; \quad V_{DQ} = 0,6 \text{ V}$$

cuya particularidad es la de satisfacer simultáneamente a la característica del diodo y a la que impone la malla.

I.1.2.1.- Características de los Problemas de Verificación y Proyecto:

El problema recién resuelto es como típicamente se presenta el PROBLEMA DE VERIFICACIÓN, en donde el circuito y sus componentes son conocidos y se deben calcular las corrientes y tensiones en sus distintos componentes, especialmente en aquellos identificados como activos.

En cambio si el problema plantea hacer que el diodo semiconductor opere a una corriente $I_{DQ} = 300 \text{ mA}$ en el mismo circuito ya conocido y con la misma fuente de alimentación $V = 12 \text{ V}$, debe observarse que ahora hay que determinar componentes del circuito (en este caso simplemente R) por lo que el problema suele ahora identificarse como PROBLEMA DE PROYECTO y su resolución sería encarada como se indica a continuación:

a) a partir de la característica directa del diodo se obtiene para un $I_D = 300 \text{ mA}$, una tensión $V_D = 0,9 \text{ V}$

aproximadamente;

b) de la misma ecuación de malla (I.2): $R = (V - V_D) / I_D = (12 - 0,9) / 0,3 = 37 \text{ Ohm}$;

c) adoptar un valor comercial (el más cercano) para el resistor por ejemplo de la serie del 10 % o del 5 % de dispersión: 39 o 36 Ohm. y realizar el problema de verificación completo.

En la figura I.4. y con valores genéricos, se ha realizado una interpretación gráfica de la polarización y el punto de funcionamiento estático del diodo. Para tal fin, se consideró la misma ecuación (I.2.) ahora expresada de la forma: $I_D = (V - V_D) / R$, que representada gráficamente en la misma figura correspondiente a la curva característica directa del diodo arroja como resultado una línea recta, ya que I_D y V_D son, respectivamente, los ejes de coordenadas. Para su trazado elegimos el método de los dos puntos, seleccionando los puntos en que la citada recta corta a dichos ejes:

$$\text{para } V_D = 0 \text{ resulta } I_{D0} = V/R \quad \text{y} \quad \text{para } I_D = 0 \text{ se tiene } V_{D0} = V$$

A la recta así obtenida que gráficamente expresa el condicionamiento de la malla, se la denomina RECTA DE CARGA ESTÁTICA (en el gráfico R.C.E.) y la pendiente de la misma, resultado de la operación derivada de I_D con respecto a V_D resulta ser $(-1/R)$, o sea que depende del valor de la resistencia serie del circuito. Si dicha resistencia R es grande, su pendiente será pequeña y la recta estará bien acostada, en cambio si R es chica, la pendiente de la R.C.E. es grande y la recta resulta bien vertical, permitiendo en este último caso corrientes mayores en el circuito.

La R.C.E. pivotea en el valor de la fuente V . Dado que la resistencia R asigna la pendiente de la R.C.E. a la resistencia R se llama RESISTENCIA DE CARGA ESTÁTICA. El punto de cruce de la R.C.E. y la curva característica del diodo satisface simultáneamente el condicionamiento que impone el diodo y el que impone la malla en la que se encuentra conectado, por tanto es el único punto que proporciona satisfacción a la característica de funcionamiento estático, vale decir que ES EL PUNTO DE TRABAJO ESTÁTICO "Q".

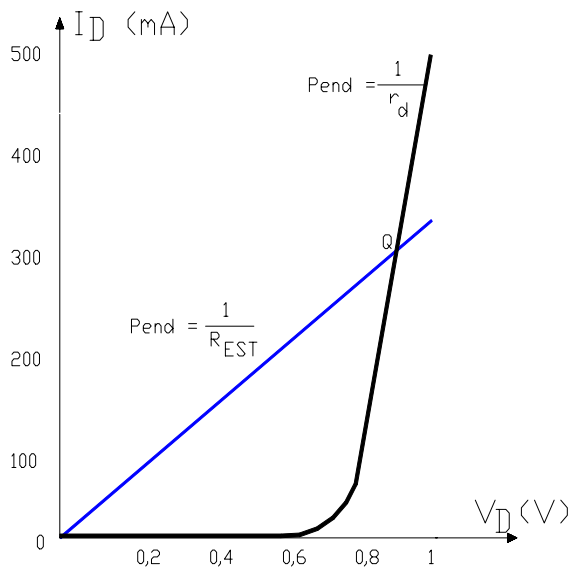


Figura I.5.

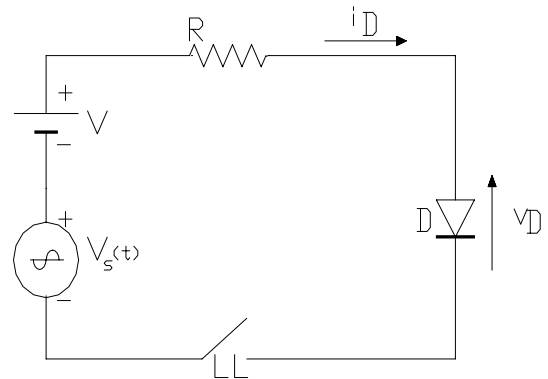


Figura I.6.

La Resistencia Estática del Diodo es por definición el cociente entre el valor de la componente continua o estática de la tensión en bornes del diodo y la componente continua o estática de la corriente que lo atraviesa

$$R_{EST} = V_D / I_D \quad (I.3.)$$

en donde, tanto I_D como V_D son los valores correspondientes al punto de funcionamiento estático del diodo. Así por ejemplo, para:

$$I_D = 5,2 \text{ mA} - V_D = 0,6 \text{ V} \quad \text{resulta un} \quad R_{EST} = 115 \text{ Ohm.}$$

mientras que para: $I_D = 300 \text{ mA} - V_D = 0,9 \text{ V}$ se tiene un $R_{EST} = 3 \text{ Ohm.}$

Para el diodo operando en alto nivel ($I_D = 300 \text{ mA}$) la resistencia estática del mismo tiende a ser muy pequeña comparada con el mismo parámetro para bajo nivel. La interpretación gráfica se observa en la figura I.5.

I.1.3.- Condiciones Dinámicas de Trabajo:

En la figura I.6., ahora al cerrar la llave LL la corriente y tensiones que se establecerán en el circuito resultarán de la superposición de los efectos causados por los dos generadores independientes; el de tensión estática V y el que provee una tensión variable en el tiempo (dinámica), con forma de señal sinusoidal $V_S(t)$. En el circuito se han señalado los sentidos de referencia de tal corriente y de la tensión en el diodo por lo que tratándose de los denominados VALORES TOTALES se ha empleado una notación distinta a la usada en el circuito de la figura I.1. (variable minúscula subíndice mayúsculo).

La resolución simple, aunque aproximada, puede ser encarada admitiendo la validez de los conceptos de la Teoría de los Circuitos Lineales, aún en presencia de un elemento no lineal como el diodo semiconductor. En tal caso es posible aplicar el PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN determinando en primer lugar las condiciones de trabajo que impone la fuente independiente de tensión estática y luego haciendo lo propio con la dinámica, para más tarde hallar los valores totales.

El primer paso aludido no es otra cosa que la determinación del punto de reposo o de trabajo estático Q, tal como ya lo hemos estudiado con anterioridad. Supongamos en ese sentido que se tienen los mismos componentes de circuito que los utilizados en el problema de verificación resuelto en el Apartado I.1.2.. Así $V_D = 0,6 \text{ V}$ e $I_D = 5,2 \text{ mA}$, serán los correspondientes al punto Q.

En el segundo paso del principio que estamos aplicando anulamos la fuente estática independiente de tensión V (la cortocircuitamos) y sin dejar de considerar que el diodo semiconductor se encuentra polarizado en el punto Q ya verificado, estudiamos el comportamiento del circuito bajo la acción de la fuente de tensión senoidal $V_S(t) = V_{smax} \cdot \text{sen}(\omega t)$. En tal sentido y de acuerdo con la linealización del problema, tratamos de reemplazar al diodo semiconductor polarizado, por algún elemento de circuito que lo represente por lo menos en la parte en que lo obligue a operar la componente dinámica. Para ello consideramos la CONDUCTANCIA DINÁMICA que presenta la juntura en el punto de trabajo Q.

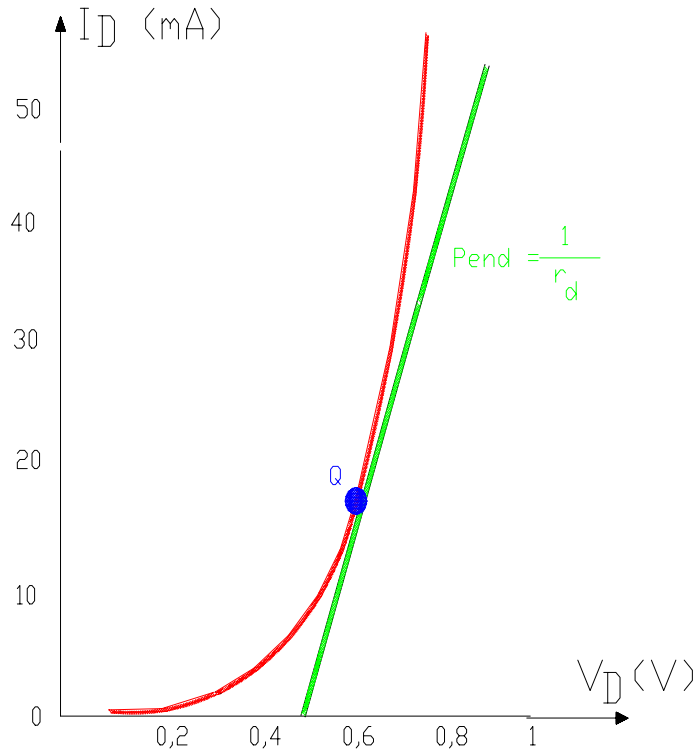
Para ese nivel de corriente I_D , en la ecuación I.1. el valor 1 puede ser despreciado frente a la exponencial y la ley del diodo se simplifica a:

$$I_D = I_S \cdot e^{(V_D/V_T)} \quad (\text{se ha tomado } n = 1)$$

Según su definición, la conductancia dinámica de la unión resulta

$$g_u = \frac{d I_D}{d V_D} = I_S \cdot \frac{d}{d V_D} [e^{(V_D/V_T)}] = \frac{I_D}{V_T}$$

con lo que la RESISTENCIA DINÁMICA DE LA UNIÓN será: $r_u = V_T / I_D$ (I.4.) y tratándose de un parámetro puntual, debe ser calculado para la corriente I_{DQ} .



Por su parte la RESISTENCIA DINÁMICA DEL DIODO posee dos componentes: la resistencia dinámica de su juntura (r_u) y la resistencia ohmica del material semiconductor y terminales correspondientes que llamaremos r_b . Luego:

$$r_d = r_u + r_b \quad (I..5.)$$

y su interpretación gráfica que también se llevó a cabo en la figura I.5., corresponde a la pendiente de la recta tangente a la curva característica del diodo en el punto de operación Q. Para bajos valores de corriente I_D predomina r_u , mientras que

para altos I_D predomina la parte ohmica r_b . Por ejemplo, para el punto Q del problema de proyecto resuelto en el apartado I.1.2 en que $I_D = 300 \text{ mA}$ y $V_D = 0,9 \text{ V}$, tomando incrementos alrededor de Q, de la misma figura I.5. surgen los valores de:

$$r_d = \Delta V_D / \Delta I_D = 0,2 \text{ V} / 0,5 \text{ A} = 0,4 \text{ Ohm}$$

mientras que:

$$r_u = 0,025 \text{ V} / 0,3 \text{ A} = 0,083 \text{ Ohm}$$

predominando la parte ohmica, de valor:

$$r_b = r_d - r_u = 0,4 - 0,083 = 0,317 \text{ Ohm}$$

En cambio para nuestro punto Q correspondiente a una corriente tan baja como $5,2 \text{ mA}$ resulta $r_u = 25 / 5,2 = 4,8 \text{ Ohm}$ y dado que $r_b = 0,317 \text{ Ohm}$ (al ser Ohmica y no depende de la corriente I_D) se tiene una $r_d = 5,12 \text{ Ohm}$.

Supongamos un valor conocido de $V_{smax} = 1 \text{ V}$. Para esta parte del estudio, al haber linealizado el problema, el diodo semiconductor puede ser reemplazado por un resistor de resistencia igual a la resistencia dinámica del diodo r_d resultando así un CIRCUITO EQUIVALENTE DINÁMICO en donde únicamente se desarrollan las componentes dinámicas de la corriente y las tensiones por lo que para señalarlas nuevamente es preciso cambiar de notación. El circuito comentado se representa en la figura I.7 y en él la forma de señal de la corriente será también sinusoidal (producto de la linealización), es decir:

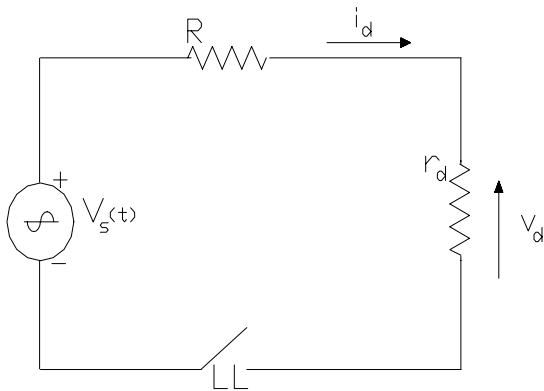


Figura I.7.

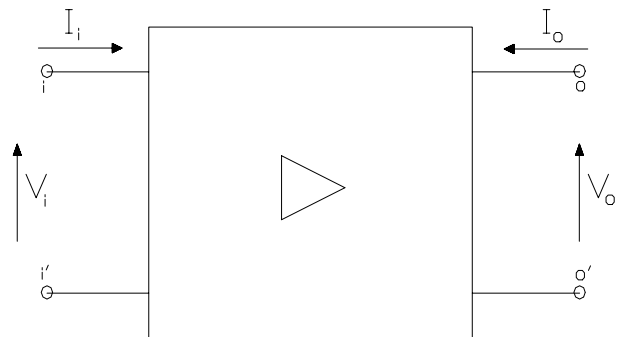


Figura I.8.

$$i_d = I_{dmax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad ; \quad \text{en donde puede calcularse } I_{dmax} = V_{smax} / (R + r_d) = 1 \text{ V} / (2200 + 5,12) = 0,45 \text{ mA} .$$

Finalmente y yendo al tercer paso del principio de superposición, el valor total de la corriente en el circuito, aquel que habíamos señalado en la figura I.6., se obtiene como suma (dada la linealización) de ambas componentes; la estática y la dinámica, o sea:

$$i_D = I_{DQ} + i_d = I_{DQ} + I_{dmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 5,2 \text{ mA} + 0,45 \text{ mA} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

I.2.- TRANSISTORES BIPOLARES COMO AMPLIFICADORES:

En general cuando se estudia amplificadores, sobre todo cuando estos no son de potencia es decir cuando manejan bajo nivel de señal, se los suele interpretar como CUADRIPOLOS, dado que admitiendo cierto error de método de análisis generalmente bien tolerado, puede considerárselos como un CUADRIPOLO LINEAL y entonces puede aplicarse toda la batería de herramientas de la Teoría de Circuitos de los Cuadripolos Lineales. Sea la figura I.8., la representación esquemática de cualquier amplificador como el comentado. En dicho cuadripolo pueden identificarse los terminales de entrada (i e i') y los correspondientes de salida (o y o'). Para llevar a cabo los estudios correspondientes es común que se adopten sentidos de referencia para las corrientes y tensiones en dichos terminales.

Así son consideradas positivas a las corrientes entrantes al cuadripolo y también positivas a las diferencias de potencial tales que hacen mayor (o positivo) al potencial del terminal superior (i y o) respecto del inferior (i' y o').

Conviene ahora realizar una revisión del mecanismo de la amplificación y las partes intervinientes que obligatoriamente deben estar presentes en todo proceso en donde tenga lugar la amplificación: se trata de un efecto en donde una SEÑAL O INFORMACIÓN A AMPLIFICAR, provista por una FUENTE DE EXCITACIÓN y aplicada a un par de terminales o TERMINALES DE ENTRADA del ELEMENTO ACTIVO, ejerce la ACCIÓN DE GOBIERNO del pasaje de potencia eléctrica provista por LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN hacia un CIRCUITO DE CARGA conectado al otro par de terminales o TERMINALES DE SALIDA DEL ELEMENTO ACTIVO.

En el elemento activo, para ejercer la acción de gobierno éste debe requerir una energía mucho menor que la que es capaz de regular o gobernar, con lo que puede proporcionar AMPLIFICACIÓN y la señal o información debe transitar desde la entrada hacia la salida del amplificador sin que se deforme o distorsione de modo que dicha acción de gobierno se debe realizar en forma LINEAL.

En este caso estamos considerando al transistor bipolar como elemento activo y sabido es que el mismo solo dispone de tres terminales de conexión (emisor-base-colector) para su conexión al circuito, mientras que en la definición anterior se esta mencionando al par de terminales de entrada y par de salida en su interpretación como cuadripolo.

La conexión resulta posible haciendo que uno de los tres terminales del transistor bipolar sea COMÚN a los terminales de entrada y salida, lo que origina las tres CONFIGURACIONES BÁSICAS del amplificador bipolar: BASE COMÚN: BC ; EMISOR COMÚN : EC y COLECTOR COMÚN: CC.

El comportamiento lineal en el caso de un transistor bipolar solo puede ser aceptado y con cierto error generalmente bien tolerado, si se fijan ciertas condiciones de trabajo estático y con una operación dinámica que hemos llamado bajo nivel o pequeña señal.

Pero veamos estas configuraciones típicas en las que el transistor bipolar se POLARIZA para que funcione como AMPLIFICADOR LINEAL. En el circuito de la figura I.9. puede observarse la utilización de un transistor tipo PNP para el cual es el terminal de BASE (B) el que se ha conectado en forma común a la malla de entrada o de excitación E-B y a la de salida o de carga C-B, motivo por el cual a la configuración se la denomina BASE COMÚN.

La juntura inyectora o B-E se polariza en forma directa mediante la fuente V_{EE} y la corriente I_E se halla limitada en el circuito por la presencia del resistor R_E . Por otra parte, la juntura colectora o unión B-C se encuentra polarizada en forma inversa mediante la fuente V_{CC} y su tensión de polarización inversa V_{BC} depende del resistor R_C . Como sabemos esta forma operativa o polarización es necesaria para que el transistor bipolar pueda desempeñarse como amplificador y lo haga de la forma más parecida a la amplificación lineal.

En dicho circuito además de los sentidos de referencia de corrientes y tensiones usuales en los cuadripolos (trazo continuo) y como pocas veces realizaremos a lo largo de este trabajo, se han indicado también los sentidos reales de las que se pueden medir en el mismo (trazo discontinuo). En lo futuro y salvo aclaración, siempre utilizaremos sentidos de referencia para el estudio de los circuitos; lo cual significa que si calculada la magnitud correspondiente, la misma arroja un resultado negativo, el sentido real es opuesto al tomado como referencia. De acuerdo a esta convención, en un transistor PNP serán consideradas negativas por ejemplo a la corriente de colector ($-I_C$) o a la tensión base-emisor ($-V_{BE}$) y positiva a la corriente de emisor (I_E).

De acuerdo con la física del transistor bipolar, la corriente de colector esta dada por la ecuación:

$$I_C = h_{FB} \cdot I_E + I_{CB0} \quad (I.6.)$$

aquí h_{FB} es un coeficiente que toma valores usualmente comprendidos entre 0,95 y 0,99 e I_{CB0} por su parte es la llamada corriente de portadores minoritarios en la base y por lo tanto fuertemente dependiente de la temperatura en la juntura.

Para 25 grados centígrados usualmente y para el caso del silicio, I_{CB0} toma valores del orden de los nA, por lo que puede despreciarse frente al término dependiente de I_E , así:

$$I_C = h_{FB} \cdot I_E \quad \text{y por lo tanto} \quad h_{FB} = (I_C / I_E) \quad (I.7.)$$

es llamada GANANCIA ESTÁTICA DE CORRIENTE DE COLECTOR RESPECTO A LA DE EMISOR o también GANANCIA ESTÁTICA DE CORRIENTE PARA BASE COMÚN.

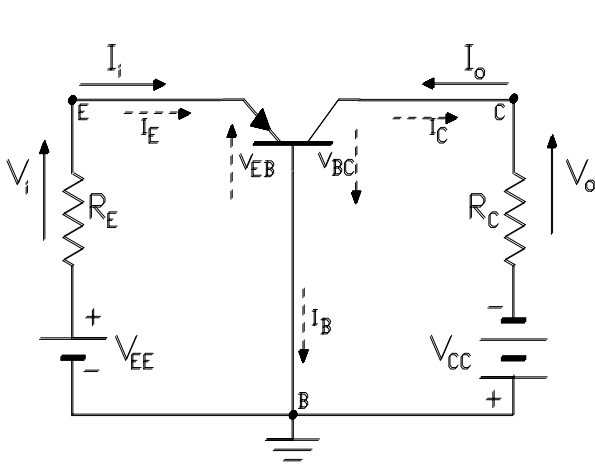


Figura I.9.

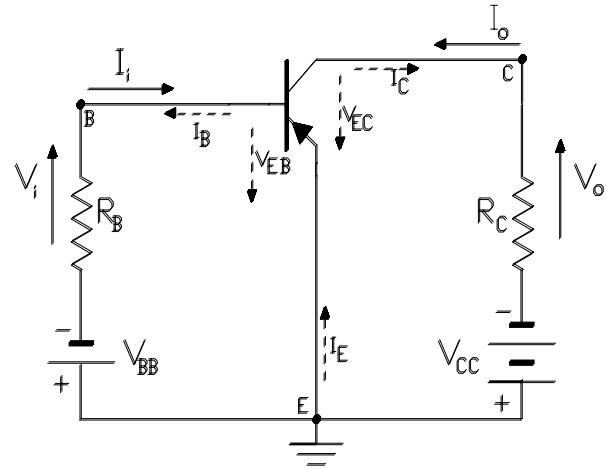


Figura I.10.

Si queremos encontrar también una relación entre las corrientes estáticas de colector I_C y la de base I_B introducimos la ecuación inherente a la consideración de la primer Ley de Kirchoff en el nodo transistor:

$$I_E = I_C + I_B \quad (I.8.)$$

y reemplazamos (I.8.) en (I.6.): $I_C = h_{FB} \cdot I_C + h_{FB} \cdot I_B + I_{CB0}$; o bien $I_C (1 - h_{FB}) = h_{FB} \cdot I_B + I_{CB0}$ y despejando:

$$I_C = \frac{h_{FB}}{1 - h_{FB}} I_B + \frac{1}{1 - h_{FB}} I_{CB0} \quad \text{y llamando: } h_{FE} = \frac{h_{FB}}{1 - h_{FB}} \quad \text{resulta } (h_{FE} + 1) = \frac{1}{1 - h_{FB}} \quad \text{con lo que:}$$

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B + (h_{FE} + 1) \cdot I_{CB0} \quad (I.9.)$$

Además, si se consideran temperaturas no superiores a las usuales de un ambiente normal, por ejemplo $T = 25^\circ\text{C}$ el término dependiente de I_{CB0} se hace despreciable por lo que:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad \text{o bien} \quad h_{FE} = I_C / I_B$$

llamándose a esta última GANANCIA ESTÁTICA DE CORRIENTE DE COLECTOR RESPECTO DE LA CORRIENTE DE BASE o simplemente GANANCIA ESTÁTICA DE CORRIENTE PARA EMISOR COMÚN del transistor.

Vale la pena aclarar aquí que lo que corresponde a las configuraciones mencionadas son los parámetros (h_{FE} o h_{FB}) mientras que las ecuaciones analizadas corresponden al transistor bipolar, con independencia de la configuración en que funcionen.

Si tomamos como ejemplo una especificación típica encontraríamos que a partir de la hoja de datos correspondiente al transistor PNP de silicio tipo BC636 se extrae:

$$\text{Para } I_C = -150 \text{ mA} ; V_{CE} = -2 \text{ V} \quad \text{resulta:} \quad 40 < h_{FE} < 250$$

Con respecto a esta especificación típica cabe aclarar que en los Manuales, los fabricantes para suministrar información adoptan para las corrientes y tensiones en los componentes activos la convención o sentidos de referencia de los cuadripolos, motivo por el cual y según puede comprobarse en las figuras I.9. y I.10., en un transistor PNP tanto la corriente de colector como la tensión colector-emisor poseen sentidos reales opuestos a los de referencia y en consecuencia sus valores son negativos.

Debe notarse la gran DISPERSIÓN del parámetro h_{FE} que en este ejemplo se ubica entre 40 y 250, o sea que es de más de seis veces y que resulta una característica típica y propia de la fabricación de los transistores bipolares y que como veremos más adelante, tiene una influencia notable en la polarización.

En las figuras I.10. y I.11. se han representado los circuitos elementales correspondientes a las configuraciones de emisor común (EC) y colector común (CC) también con la utilización de transistores PNP y en donde se han marcado los sentidos reales de las corrientes y tensiones que se establecen en los mismos.

Para el caso de transistores del tipo NPN se deben invertir las polaridades de las fuentes de alimentación, de forma tal que para el BC se tendrá el circuito indicado en la figura I.12. En forma análoga se tendrán los circuitos de las restantes configuraciones de EC y CC para el caso de utilizar transistores del tipo NPN.

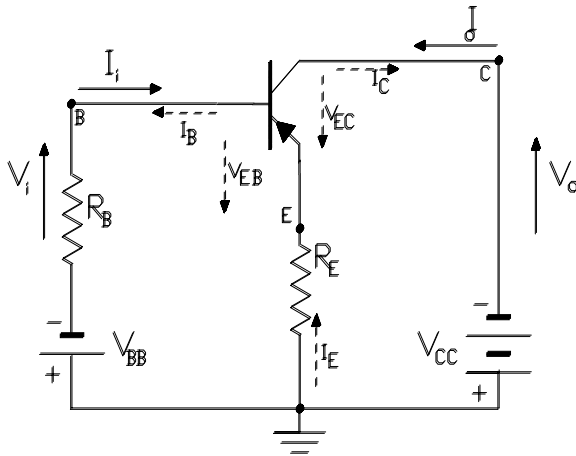


Figura I.11.

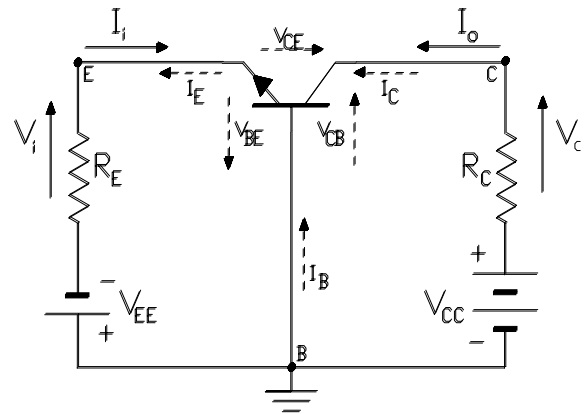


Figura I.12.

I.2.1.- Características de salida para Emisor Común:

Para la configuración EC y por medición de los valores de las componentes estáticas de corrientes y tensiones en el circuito correspondiente, en forma similar a lo relatado para el caso del diodo semiconductor, se puede trazar el juego de curvas características de colector o de salida para dicha configuración las que típicamente adoptan un formato similar al que se presenta en la figura I.13.

En estas curvas características se puede observar la ZONA ACTIVA del transistor como amplificador, limitada por las ZONA DE CORTE para corrientes I_C por debajo de cero, ZONA DE SATURACIÓN para tensiones V_{CE} por debajo del valor característica $V_{CE(sat)}$ (usualmente comprendido entre unos cientos de mV y algunos Volt dependiendo del tipo de transistor), la REGIÓN DE RUPTURA de la juntura base-colector debido a una alta polarización inversa por encima del valor BV_{CE0} y la ZONA LIMITE MÁXIMO DE CORRIENTE (por encima de I_{CMAX}).

Es en la zona activa del transistor donde se cumplimenta la ley representada por la ecuación (I.9.). Se puede observar que para una dada temperatura (25 °C), la separación entre curvas para igual cambio de la corriente I_B , no permanece constante a lo largo del eje I_C lo cual significa que el parámetro h_{FE} no permanece constante para grandes variaciones de I_C . Puede comprobarse lo dicho si analizamos las especificaciones que suministra el fabricante para el mismo transistor BC636 que se citara precedentemente, para el cual se suministra una curva de variación del parámetro en cuestión en función de la mencionada corriente, y cuya forma es similar a la que se transcribe en la figura I.14.

En las curvas de la figura I.13. se observa también que dicha familia de curvas de salida poseen una cierta inclinación o pendiente positiva y definida por la relación:

$$\Delta V_{CE} / \Delta I_C = r_o$$

que representa a la RESISTENCIA DE SALIDA del transistor para la configuración EC.

Asimismo, debe considerarse siempre que cuando trabajamos con un determinado transistor y recurrimos a la Hoja de Datos proporcionada por su fabricante, para obtener datos de su comportamiento o más específicamente sus curvas características (si es que se suministran), lo que el fabricante está proporcionando son DATOS ESTADÍSTICOS de la serie de producción de que se trate, por lo que en general nuestro transistor tendrá características diferentes y del mismo orden de dispersión, respecto a lo que se indica en el Manual.

En tal sentido cabe remarcar la importante DISPERSIÓN en cuanto al valor del parámetro h_{FE} (recordar el BC636), que en el caso del silicio, normalmente suele ser del orden de 1 a 3 veces entre el h_{FEmin} y el h_{FEMAX} .

Finalmente también puede apreciarse que el pequeño valor de I_C correspondiente a $I_B = 0$ corresponde al término $(1 + h_{FE}) \cdot I_{CB0}$ de la ecuación (I.9.) y expresa la dependencia del funcionamiento del transistor bipolar con respecto a la temperatura ambiente de trabajo.

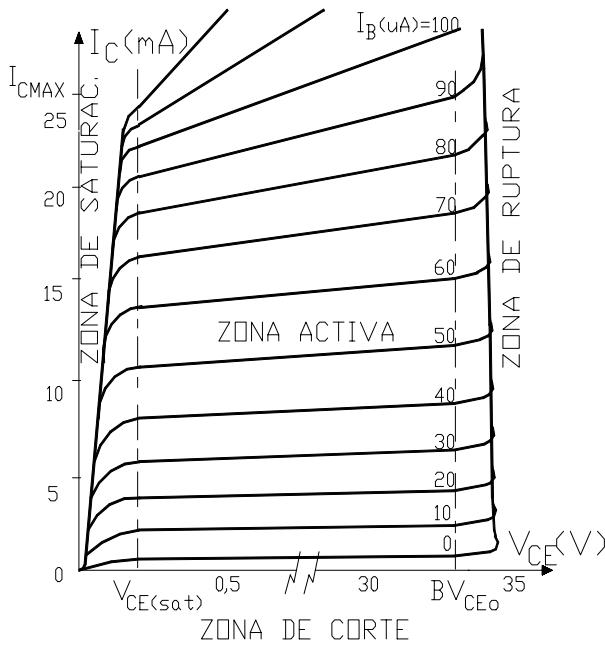


Figura I.13.

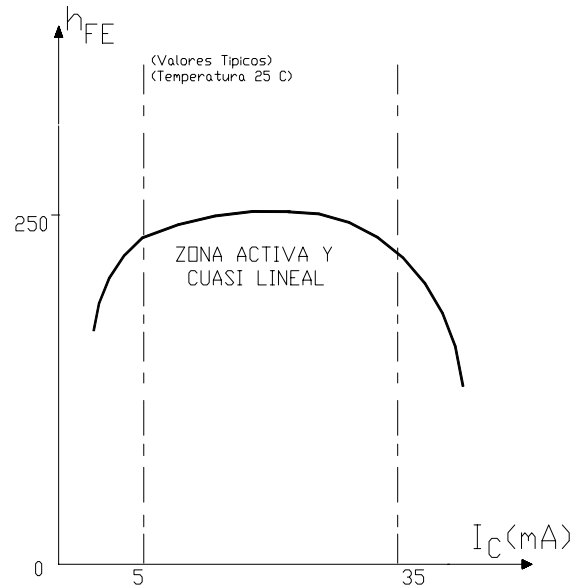


Figura I.14.

I.2.2. - Idealización de las Curvas Características de Salida para EC:

En consideración a las características recién detalladas y a los efectos de una mejor comprensión del principio de operación del amplificador bipolar, consideraremos un transistor un tanto ideal que nos permitirá simplificar una familia de curvas características de salida para EC. La idealización consistirá en suponer:

- que dentro de la zona activa y para temperaturas normales (25 °C) $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ pudiéndose efectivamente despreciar el término $(1 + h_{FE}) \cdot I_{CB0}$ por ser éste no significativo para el silicio y a dicha temperatura. La consecuencia es que ahora en el transistor idealizado se tendrá $I_C = 0$ para $I_B = 0$.
- que en igual zona la resistencia de salida del transistor bipolar en EC puede considerarse de valor infinito. Esto consiste en admitir que la salida del transistor es una fuente de corriente independiente y constante y que las curvas características de salida en realidad son una familia de rectas horizontales y paralelas entre sí.
- admitiremos simultáneamente que dentro de la zona activa el parámetro h_{FE} se mantiene constante, independientemente del valor que se considere de I_C , lo cual equivale a suponer que el espaciamiento entre las diferentes curvas (ahora rectas horizontales), para igual cambio de I_B se mantiene constante en todo el ámbito del plano $I_C - V_{CE}$.

Bajo la totalidad de dichas suposiciones, las curvas características de salida idealizadas para EC adoptan una forma similar a las que se representan en la figura I.15. (valores numéricos genéricos).

I.3. - DETERMINACIÓN DEL PUNTO DE OPERACIÓN ESTÁTICO - FUNCIONAMIENTO DINÁMICO:

Consideraremos ahora que el transistor bipolar recién idealizado posee efectivamente una ganancia estática de corriente para emisor común (efectivamente por que el dato se ha obtenido por medición del componente) $h_{FE} = 200$ y que se trata de un transistor de silicio tipo NPN, siendo éstos los únicos datos disponibles del transistor. Con el mismo realizamos el circuito indicado en la figura I.16., vale decir que consideraremos un elemental circuito amplificador emisor común.

Los restantes componentes del circuito poseen los siguientes valores:

$$V_{BB} = 2,2 \text{ V} - V_{CC} = 12 \text{ V} - V_{smax} = 1 \text{ V} - R_B = 47 \text{ KOhm} - R_C = 1 \text{ KOhm}.$$

Como del transistor utilizado solo conocemos material, tipo y h_{FE} efectivo para poder llevar a cabo el análisis del comportamiento del circuito con una interpretación gráfica que nos permita afianzar conceptos, construiremos la familia de curvas características de salida para EC idealizadas según lo propuesto en el apartado precedente.

Dado que $V_{CC} = 12 \text{ V}$ la tensión V_{CE} sobre el transistor como máximo podrá tomar el valor de 12 V y con la idea de fabricarnos el plano $I_C - V_{CE}$ a nuestra medida, le asignamos la escala numérica al eje de absisas de dicho

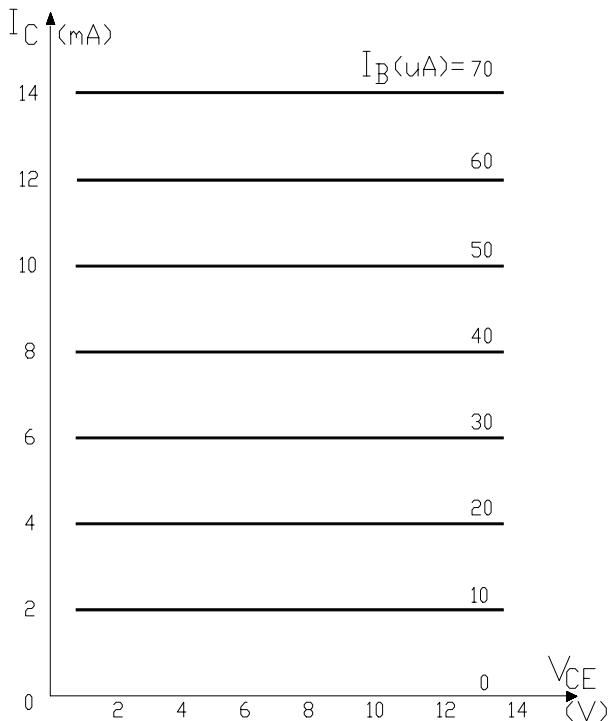


Figura I.15.

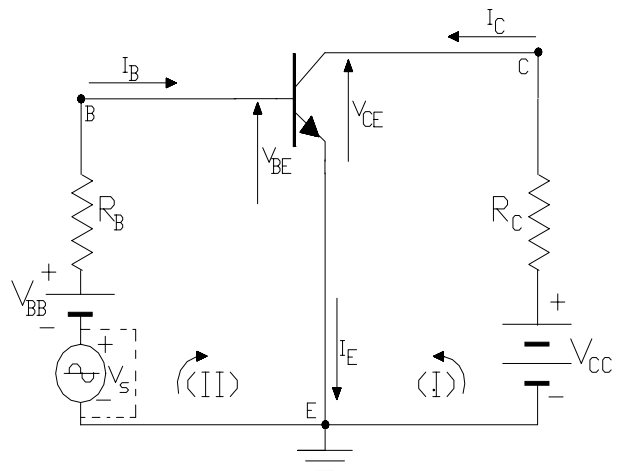


Figura I.16.

plano como para que se pueda representar hasta ese valor. Asimismo, con respecto a la corriente I_C , debe notarse que en el peor de los casos, si se llegara a hacer $V_{CE} = 0$, el máximo valor que podría alcanzar sería $(V_{CC} / R_C) = 12 \text{ mA}$. por lo que con el mismo criterio de poder representar hasta ese valor de I_C es que adoptamos el factor de escala del eje de ordenadas.

Para una mejor claridad del dibujo, de las infinitas curvas que componen la familia solo identificamos aquellas que por comodidad, corresponden a los valores de 2, 4, 6, 8, 10, 12 y 14 mA de I_C , los que de acuerdo con el h_{FE} conocido se correlacionan con los valores de I_B de 10, 20, 30, 40, 50, 60 y 70 μA , respectivamente. La gráfica obtenida según este procedimiento se ha representado en la figura I.15.

Queremos ahora determinar cual es la forma de operación del transistor en dichas características. Observamos que al igual que en el caso ya estudiado del diodo semiconductor, en este circuito existen dos fuentes independientes, una estática y la otra variable en el tiempo o dinámica.

Ya que en el proceso de idealización al transistor lo hemos linealizado, aplicaremos la teoría de los circuitos lineales sin necesidad de realizar un planteo y resolución de las ecuaciones diferenciales que hubiese sido imprescindible considerar para el caso real, que si bien arrojarían un resultado exacto nos apartarían sobre manera del hecho físico que es nuestro propósito estudiar ahora.

En tal sentido aplicaremos el principio de superposición ya mencionado, resolviendo primero las condiciones de trabajo estático, es decir el circuito bajo la acción de las fuentes independientes de corriente continua (C.C.), para luego hacer lo propio con la fuente dinámica y finalmente considerar la superposición de ambos efectos.

I.3.1. Punto de Operación Estático Q:

Sobre el circuito real para el primer paso de superposición procedemos a anular la fuente dinámica (corto circuito en línea de trazos de la figura I.16.) y consideramos a continuación un circuito auxiliar, equivalente estático en donde únicamente se podrán analizar las componentes estáticas de las corrientes y tensiones cuyos sentidos de referencia se han señalado también en la misma figura I.16. Observamos que en dicho circuito equivalente estático se pueden identificar solo dos mallas independientes, por ejemplo la malla de salida o (I) y la malla de entrada o (II). Además se puede constatar que ambas mallas incluyen una característica tensión-corriente impuesta por el propio transistor: ($I_C - V_{CE}$ en la malla de salida o (I) e $I_B - V_{BE}$ en la malla de entrada o (II)).

El punto de reposo o punto Q deberá satisfacer simultáneamente todos los condicionamientos que le impongan esas mallas, dichas características tensión-corriente y todo otro condicionamiento que imponga el transistor (h_{FE} por ejemplo). Estudiaremos tales condicionamientos progresivamente:

I.3.1.a.- Malla de salida:

El condicionamiento que impone esta malla lo tenemos en cuenta a partir de la ecuación de la segunda Ley de Kirchoff, es decir que con los sentidos de referencia adoptados (coincidentes con los que se usan en cuadripolos) y adoptando un sentido de inspección antihorario (y coincidente con el de circulación de I_C), se tiene:

$$V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} = 0$$

en donde V_{CC} y R_C son constantes bien conocidas en el problema de verificación, mientras que I_C y V_{CE} son las variables que se pretenden determinar. Existen dos posibilidades de reescribir esta misma ecuación, según la incógnita que consideremos como variable independiente, una de ellas es:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (I.10.)$$

mientras que la otra modalidad nos será de utilidad mas adelante.

Ya que tenemos una sola ecuación con esas dos incógnitas continuamos incorporando los condicionamientos ya detallados.

I.3.1.b.- Características de salida para EC del transistor:

El transistor por su parte, a través de su juego de terminales de C y E impondrá que los pares de valores $I_C - V_{CE}$ satisfagan las leyes de variación que se representan en la familia de curvas características de salida para EC, curvas éstas que en forma idealizada hemos obtenido en la figura I.17. En otras palabras, el transistor exige que el punto de trabajo se encuentre ubicado en algún punto perteneciente al plano $I_C - V_{CE}$.

Con el objeto de hallar dicho punto consideramos ambos condicionamientos simultáneamente vinculando la ecuación (I.10.) con la gráfica de la figura I.17. Precisamente la representación gráfica de dicha ecuación en el mencionado plano nos lleva a la forma de una recta, cuya pendiente es negativa e igual a $(-1/R_C)$ para cuyo trazado determinamos, por ejemplo, los puntos de intersección con los ejes de coordenadas. Así con la ecuación (I.10.), para el punto de cruce con el eje de ordenadas o punto A:

$$V_{CEA} = 0 \text{ ; por lo que la corriente } I_{CA} = V_{CC} / R_C = 12 \text{ (V)} / 1 \cdot 10^3 \text{ (Ohm)} = 12 \text{ mA}$$

mientras que para el punto B de cruce con el eje de abscisas:

$$I_{CB} = 0 \text{ ; entonces la tensión debe ser } V_{CEB} = V_{CC} = 12 \text{ V}$$

Luego de ubicados ambos puntos en la figura I.17., a la recta que los determina (en los cruces con los ejes de coordenadas) se la denomina RECTA DE CARGA ESTÁTICA - R.C.E.

Lo que se está haciendo al combinar el simultáneo cumplimiento de las condiciones que imponen la característica de salida para EC del transistor y la de la malla de salida es, gráficamente, LIMITAR a los infinitos puntos del plano $I_C - V_{CE}$ donde se definen las características del transistor, de manera que solo aquellos que simultáneamente pertenezcan a la R.C.E. podrán ser posibles puntos Q, es decir que EL PUNTO DE OPERACIÓN ESTÁTICO - Q DEBE PERTENECER A LA R.C.E.

La definición del mismo sobre la R.C.E. surge de considerar los restantes condicionamiento.

I.3.1.c.- Malla de Entrada:

También en este caso el condicionamiento puede ser considerado por la ecuación de la malla de entrada. Según la segunda Ley de Kirchoff:

$$V_{BB} - I_B \cdot R_B - V_{BE} = 0$$

en donde V_{BB} y R_B son constantes bien conocidas mientras que V_{BE} e I_B hasta ahora las incógnitas que pretendemos encontrar. Esta ecuación puede reescribirse como:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (\text{I.11.})$$

I.3.1.d.- Característica B - E:

La juntura B - E por su parte impone la condición de que la tensión V_{BE} y la corriente I_B se encuentren vinculadas a través de la característica del diodo B - E polarizado en directo, cuya curva es totalmente análoga a la representada en la figura I.4. La única diferencia sería que en el caso del transistor, se podrían definir una familia de curvas similares, cuyo parámetro sería la tensión V_{CE} ya que existe una leve dependencia en el comportamiento del diodo B - E y la polarización inversa de la otra juntura. Sin embargo, aún considerando esta dependencia, el ámbito de variación de la tensión V_{BE} para corrientes I_E de bajo nivel siempre se mantiene en el entorno de 0,6 á 0,7 V en el caso del silicio (0,2 V en el germanio).

Un razonamiento similar al descrito para combinar las condiciones detalladas en I.3.1.a y en I.3.1.b nos llevaría a definir una RECTA DE ATAQUE, tal como se representara en la misma figura I.4. con aclaración que ahora al tratarse de la recta definida por la ecuación (I.11.) su ordenada al origen sería ahora (V_{BB} / R_B) y el cruce con el eje de abscisas V_{BB} , mientras que su intersección con la curva nos estaría dando la única solución que simultáneamente satisface ambos condicionamientos.

Pero para este caso, al combinar las condiciones y en atención a que no es común que los fabricantes proporcionen las curvas características del diodo B - E (mucho menos la familia para distintos V_{CE}) y debido al relativamente pequeño espectro de variación de la tensión V_{BE} alrededor de la tensión de umbral (que llamaremos $V_{BEu} = 0,7 \text{ V}$ en el silicio y $0,2 \text{ V}$ en el germanio) resultará igualmente aproximado pero mucho más simple el tomar como valor para V_{BE} a dicha tensión de arranque o de umbral V_{BEu} .

Con ello la ecuación (I.11.) se simplifica a:

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEu}}{R_B} \quad (\text{I.11'.})$$

y entonces, para los valores numéricos del circuito de la figura I.16. se tiene: $I_{BQ} = (2,2 - 0,7) / (47 \cdot 10^3) = 30 \mu\text{A}$.

El paso restante que falta considerar es la vinculación entre las características de entrada y las de salida establecida por el propio transistor a través de la ecuación (I.9.) idealizada ($I_{CB0} = 0$ para $T = 25^\circ \text{C}$), vinculación ésta que se tuvo en cuenta al construir la familia de curvas características de salida para EC. Ello equivale gráficamente a seleccionar entre aquellas curvas a aquella cuyo parámetro responde al valor de $I_{BQ} = 30 \mu\text{A}$ recién

calculado, la que al interceptar a la R.C.E. determina el punto de trabajo estático Q que por ello satisface todos los condicionamientos analizados simultáneamente.

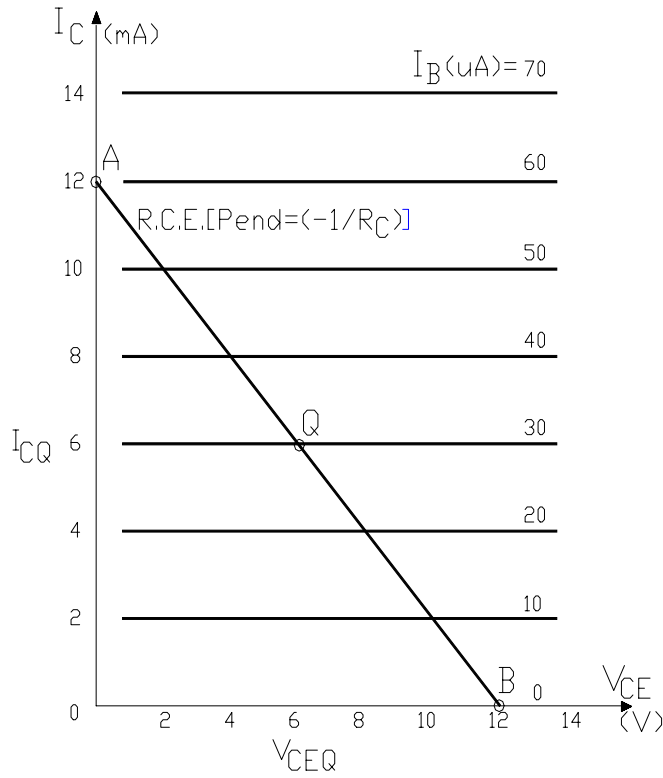


Figura I.17.

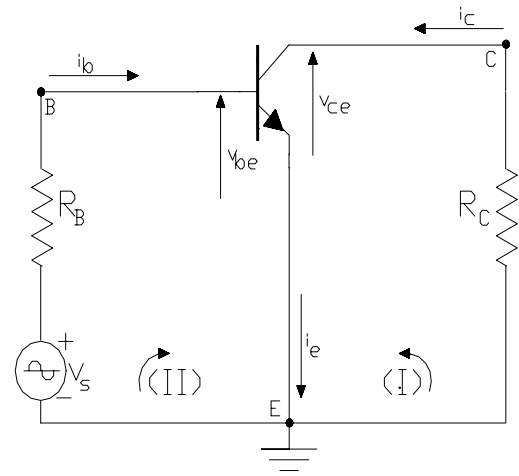


Figura I.18.

Tal como se observa en la figura I.17. los valores correspondientes a las coordenadas de dicho punto Q nos proporcionan la solución al problema de análisis de la polarización del transistor, encarado en el primer paso del principio de superposición, permitiéndonos predecir un funcionamiento como amplificador (dentro de la zona activa):

$$I_{CQ} = 6 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 6 \text{ V}$$

ya que, al ser $V_{CEQ} < BV_{CE0}$ se halla fuera de la zona de ruptura, dado que $I_{CQ} > 0$ está fuera de la zona de corte, en razón de que $V_{CEQ} > V_{CE(sat)}$ también se encuentra fuera de la zona de saturación y debido a que $I_{CQ} < I_{CMAX}$ el transistor trabaja en una región donde el h_{FE} despliega sus mejores valores.

I.3.2. - Análisis del Funcionamiento Dinámico:

Sin dejar de considerar dicha forma de operación estática del transistor, pasamos ahora a cuantificar las componentes dinámicas que se estudian en el segundo paso del principio de superposición, por lo que a partir del circuito original, anulamos ahora las fuentes de alimentación o estáticas y construimos así el circuito equivalente para la señal o circuito equivalente dinámico, tal como se representa en la figura I.18.

También ahora tenemos un circuito con dos mallas independientes (entrada y salida) y el transistor, solo que al contener una fuente de tensión independiente variable en el tiempo en dicho circuito se desarrollarán las componentes dinámicas de las corrientes y tensiones, las que resultarán de considerar los condicionamientos que imponen mallas y transistor de manera muy similar a lo realizada para las componentes estáticas.

En tal sentido, y tal como ya lo hicéramos con el diodo semiconductor, la linealización del transistor nos permite caracterizar a su diodo B - E a través de la resistencia dinámica de este diodo, que para esta configuración del transistor (EC) representa la RESISTENCIA DE ENTRADA DEL TRANSISTOR EN EMISOR COMÚN con

su correspondiente parte ohmica y su resistencia de juntura b-e ($r_b + r_{be}$). Dado que para el calculado valor de corriente I_{CQ} aproximadamente igual a I_{EQ} (bajo) predomina la resistencia de juntura, dicha resistencia de entrada es posible determinarla de manera similar a lo visto con anterioridad, es decir:

$$I_E = I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad \text{y como } I_B = I_C / h_{FE} \quad \text{se tendrá: } I_B = (I_S / h_{FE}) \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad \text{luego } g_{be} = \frac{dI_B}{dV_{BE}}$$

$$g_{be} = I_{BQ} / V_T \quad \text{y} \quad r_{be} = V_T / I_{BQ} = (25 \cdot 10^3) / (30 \cdot 10^{-6}) = 833 \text{ Ohm}$$

Entonces el circuito equivalente dinámico de entrada linealizado se representa en la figura I.19. En él, las componentes dinámicas resultarán:

$$i_b = v_s / (R_B + r_{be}) \quad \text{y como en nuestro caso } R_B \gg r_{be} \quad \text{y} \quad v_s = V_{Smax} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$i_b = I_{bmax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{en donde } I_{bmax} = V_{Smax} / R_B = 1 \text{ (V)} / (47 \cdot 10^3 \text{ (Ohm)}) = 20 \mu\text{A aproximadamente.}$$

por su parte, la tensión de entrada al transistor amplificador:

$$v_{be} = V_{bemax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{(I.12.)}$$

con
$$V_{bemax} = I_{bmax} \cdot r_{be} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 833 = 16,7 \text{ mV}$$

Así en atención a la idealización del transistor, en la malla de salida dinámica también resultará i_c una corriente con forma de señal senoidal:

$$i_c = I_{cmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = h_{FE} \cdot I_{bmax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{con} \quad I_{cmax} = 200 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 4 \text{ mA}$$

y planteando la ecuación de esta malla dinámica:

$$v_{ce} + i_c \cdot R_C = 0 \quad \text{o bien:} \quad i_c = -v_{ce} / R_C \quad \text{(I.13.)}$$

la tensión de salida del circuito amplificador será:

$$v_{ce} = -i_c \cdot R_C \quad \text{también senoidal cuya} \quad V_{cemax} = I_{cmax} R_C = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 4 \text{ V}$$

$$v_{ce} = -V_{cemax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{(I.14.)}$$

Corresponde ahora pasar al tercer paso del principio de superposición en donde hallaremos las componentes totales de las corrientes y tensiones, las que por la linealidad impuesta surgen de la suma de la componente estática más la componente dinámica. Así en la malla de entrada se tendrá:

$$i_B = I_{BQ} + i_b = I_{BQ} + I_{bmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 30 \text{ (uA)} + 20 \text{ (uA)} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{(I.15.)}$$

$$v_{BE} = V_{BEu} + v_{be} = V_{BEu} + V_{bemax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 0,7 \text{ (V)} + 0,0167 \text{ (V)} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

mientras que en la malla de salida:

$$i_C = I_{CQ} + i_c = I_{CQ} + I_{cmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 6 \text{ (mA)} + 4 \text{ (mA)} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{(I.16.)}$$

$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEQ} - V_{cemax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 6 \text{ (V)} - 4 \text{ (V)} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{(I.17.)}$$

I.3.3. - Interpretación gráfica del funcionamiento dinámico del Amplificador EC:

Esta interpretación se llevará a cabo sobre las mismas curvas características de salida para EC de la Figura I.17., en donde en un paso previo ya se halló el punto de funcionamiento estático Q, con el objeto de tener en cuenta el condicionamiento que impone el transistor ahora en lo que respecta al funcionamiento dinámico. Para tal fin,

sobre dichas curvas dibujaremos también el condicionamiento que impone la malla de salida dinámica, representado a través de la ecuación (I.13.). Esta tarea la realizamos en una nueva gráfica incluida en la figura I.20.

La ecuación (I.13.) representada en el plano de las características de salida de EC de la figura I.20. nuevamente arroja como resultado una recta. En nuestro ejemplo la pendiente de esta nueva recta resulta también $(-1/R_C)$ (Por tratarse de un circuito simplificado. Como veremos en general difiere de la pendiente de la R.C.E.). Dicha recta contiene a todos los posibles puntos de funcionamiento dinámicos, vale decir representa a la señal, y como un valor particular de señal corresponde a aquellos $\omega t = 0, 180^\circ, 360^\circ$, en que la función seno es cero (es decir señal nula), esta nueva recta debe contener también al punto Q.

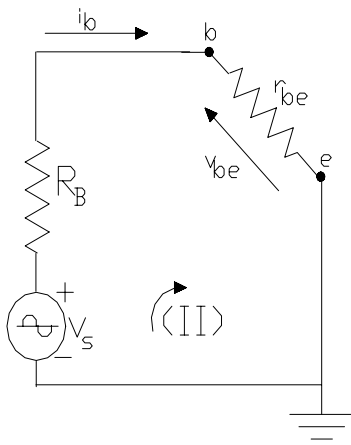


Figura I.19.

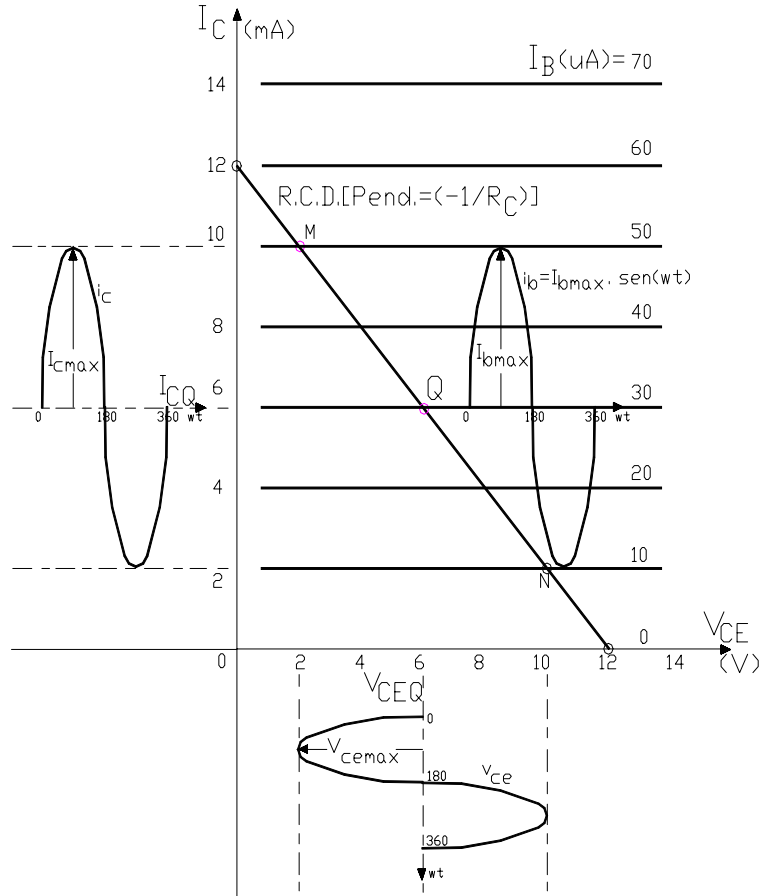


Figura I.20.

Entonces como son conocidos un punto y la pendiente es posible trazar dicha recta. A la recta así hallada se la denomina RECTA DE CARGA DINÁMICA - R.C.D. (que en este ejemplo y por simplicidad del circuito

coincide con la R.C.E.) y los puntos contenidos en ella son los únicos que satisfacen simultáneamente los condicionamientos del transistor y de la malla de salida dinámica del circuito. Dichos puntos se definirán como intersección de la R.C.D. con las curvas que se irán desarrollando para cada valor instantáneo del valor total de la corriente de base i_B .

Como puede observarse en el primer cuadrante de la figura I.20. se ha procedido a representar esquemáticamente a dicho valor total i_B dado por la ecuación (I.15.), mediante la función senoidal de amplitud $I_{bmax} = 20 \mu A$ montada sobre la componente continua $I_{BQ} = 30 \mu A$. Para cada instante se tendrá un valor determinado de i_B y por el mismo puede imaginarse la recta horizontal correspondiente (que no se dibuja para mayor claridad de la representación), y su correspondiente intersección con la R.C.D.

De la totalidad de dichos puntos se han identificado los llamados M y N que respectivamente corresponden a los instantes de tiempo en que $\text{sen}(\omega t) = 1$ y -1 y arrojan como resultado el máximo y mínimo valor total i_B ($i_{BM} = 50 \mu A$ e $i_{BN} = 10 \mu A$) y por ello llamados puntos de máxima excursión hacia saturación y hacia el corte.

La proyección de los puntos de intersección instantáneos sobre la R.C.D. sobre el segundo y cuarto cuadrante nos determinan las formas de señal de las componentes dinámicas de i_c y v_{ce} montadas, respectivamente, sobre las componentes de continua I_{CQ} y V_{CEQ} que respetan entonces las funciones de los valores totales i_c y v_{ce} dados por las ecuaciones (I.16.) y (I.17.).

Puede comprobarse que debido a la linealización impuesta por la idealización del transistor las componentes de señal obtenidas a la salida del amplificador (i_c y v_{ce}) resultan de idéntica forma (senoidal) con respecto a la señal de entrada a amplificar (v_s). Solo corresponde destacar el cambio de fase de 180° en la tensión de salida v_{ce} comparada con respecto a la corriente o tensión de entrada (i_b o v_{be}), lo cual se expresa diciendo que EL AMPLIFICADOR EMISOR COMÚN PRODUCE UNA INVERSIÓN DE FASE EN LA TENSIÓN AMPLIFICADA.

I.4. - COEFICIENTES DE AMPLIFICACION:

A los efectos de cuantificar la calidad amplificadora del circuito estudiado se pueden definir coeficientes de amplificación tanto de la tensión como de la corriente, evaluando la relación entre las amplitudes de la salida y las de entrada tal como se detalla a continuación:

$$\text{Amplificación de Tensión del Transistor en EC : } A_V = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-V_{cemax}}{V_{bemax}} = \frac{-4}{0,0167} = -236$$

$$\text{Amplificación de Tensión del Amplificador EC : } A_{V_s} = \frac{v_{ce}}{v_s} = \frac{-V_{cemax}}{V_{smax}} = \frac{-4}{1} = -4$$

$$\text{Amplificación de Corriente del Amplificador en EC : } A_I = \frac{i_c}{i_b} = \frac{I_{cmax}}{I_{bmax}} = \frac{4 \text{ (mA)}}{0,02 \text{ (mA)}} = h_{FE} = 200$$

$$\text{Amplificación de Potencia del Transistor en EC : } A_P = \frac{I_{cmax} \cdot V_{cemax}}{I_{bmax} \cdot V_{bemax}} = A_I \cdot (-A_V) = 200 \cdot 236 = 47200$$

El último coeficiente calculado muestra la capacidad amplificadora del elemento activo transistor bipolar. La disminución del coeficiente de amplificación de tensión entre la ganancia del transistor en EC (A_V) y la ganancia de la etapa amplificadora EC (A_{V_s}) se debe a lo elemental del circuito, sobre todo en la malla de excitación al contener al generador de excitación de tensión (v_s) en serie con una alta resistencia (R_B).

I.5. - INFLUENCIA DE LA DISPERSIÓN DE FABRICACIÓN:

En los Apartados precedentes pudo comprobarse el funcionamiento de un circuito amplificador bipolar en la configuración emisor común. La idealización del transistor permitió una mayor simplicidad en el estudio para facilitar su comprensión.

A partir de ahora comenzaremos a quitar hipótesis simplificadoras de manera de aproximarnos al hecho real pero sin modificar la metodología empleada para el estudio. En tal sentido y en primer lugar comenzamos por desidealizar parcialmente al transistor tomando en cuenta que su fabricación, a pesar de los avances tecnológicos y especialmente en la electrónica de los componentes discretos, es fuertemente afectada por la dispersión, hecho éste que, tal como lo manifestáramos con anterioridad se evidencia en que para transistores bipolares de igual tipo y hasta de la misma serie de fabricación el parámetro h_{FE} varía típicamente entre 1 y 3 veces. Frente a este hecho, cómo se verá afectada la operación del circuito amplificador que acabamos de estudiar?

Para responder este interrogante vamos a reexaminar la operación de dicho circuito amplificador suponiendo que por alguna razón fue necesario reemplazar al transistor por otro, del mismo tipo y de la misma serie

de fabricación, solo que por efectos de la dispersión, el nuevo componente presenta un h_{FE} (también efectivo; porque lo obtenemos por medición) diferente al anterior, por ejemplo $h_{FE} = 300$ (200 era el valor anterior del transistor reemplazado). Aclaremos que el resto del circuito no se cambia en absoluto.

Para posibilitar el nuevo análisis debemos reconstruir las curvas características de salida de EC idealizadas y correspondientes al nuevo transistor. Ello lo concretamos en la figura I.21., en donde además, al tener en cuenta que la malla de salida del circuito no ha cambiado, representamos la R.C.E. que al igual que la del caso anterior estará pivoteando en el valor $V_{CC} = 12\text{ V}$ (punto B) y continuará cortando al eje de ordenadas en $I_{CA} = V_{CC}/R_C = 12\text{ mA}$. (punto A).

Dado que tampoco ha cambiado la malla de entrada del circuito y se continua operando con un transistor de silicio NPN cuya tensión de umbral del diodo base - emisor sigue siendo $V_{BEu} = 0,7\text{ V}$, la corriente estática en dicha malla continúa siendo $I_{BQ} = 30\text{ mA}$., lo cual constituye una particularidad del circuito estudiado, particularidad ésta que destacamos diciendo que dicho circuito POLARIZA CON CORRIENTE DE BASE CONSTANTE (I_{BQ}).

En la figura I.21. además de la familia de curvas del nuevo transistor se han dejado impresas también las que correspondían al transistor reemplazado con un trazo mas tenue y con fines de comparación. De dicha comparación se puede notar que una dispersión en el sentido de producir un h_{FE} mayor, gráficamente se manifiesta como si la familia de curvas se desplazara hacia arriba, aumentando la separación entre cada una de dichas curvas.

Como consecuencia de todo ello ahora $I_{CQ} = h_{FE} \cdot I_{BQ} = 300 \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 9\text{ mA}$ y por lo tanto ahora $V_{CEQ} = 3\text{ V}$.

Con el mismo objetivo de comparación en la misma figura I.21. se ubicó la posición que respetaba el punto Q para el transistor original concluyéndose que el efecto de la dispersión como la considerada es el corrimiento del punto desde la posición Q hasta una nueva llamada Q', en el sentido de corrientes crecientes. Todo pasa como si el punto de operación estático hubiera recorrido por la R.C.E. la distancia comprendida entre Q y Q' por efectos de la dispersión de h_{FE} .

Pese a ello sin embargo y todavía sin considerar a la señal, ninguna otra cosa puede agregarse ya que el nuevo Q' continua ubicado en la zona activa, es decir que el transistor podrá continuar realizando el efecto de la amplificación.

Introduciendo ahora la señal de excitación, de igual amplitud a la que se aplicaba con el otro transistor (1 V) se observa que por introducirnos en la zona de saturación durante una fracción del semiciclo positivo de la excitación, la señal a la salida del amplificador, tanto i_c como v_{ce} , se ven recortadas y el circuito amplificador deja de funcionar correctamente ya que produce una enorme deformación de la señal amplificada. Sacamos como conclusión que ello se debe al aumento del parámetro h_{FE} que en el circuito de polarización que estamos estudiando produce un desplazamiento hacia arriba del punto Q sobre la R.C.E.

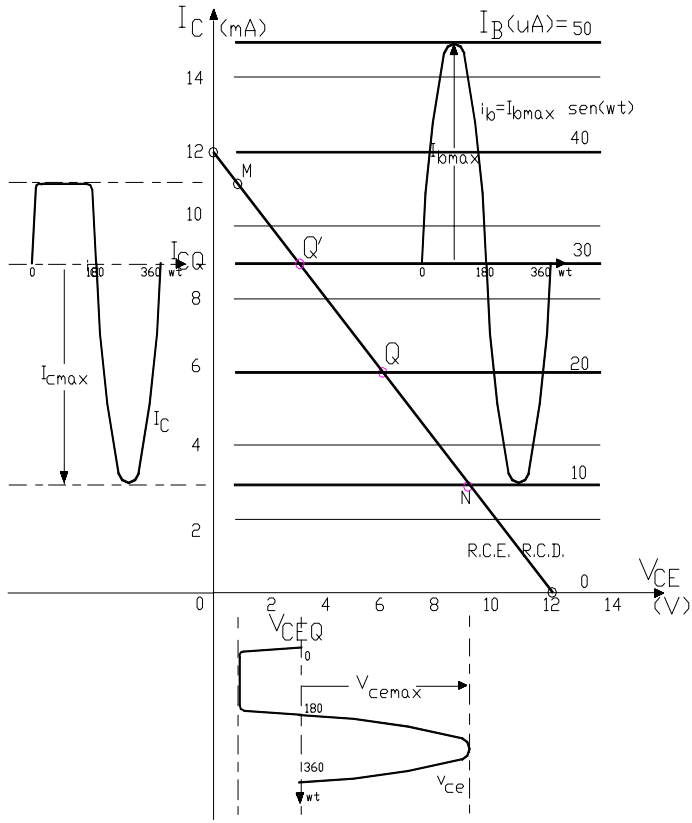


Figura I.21.

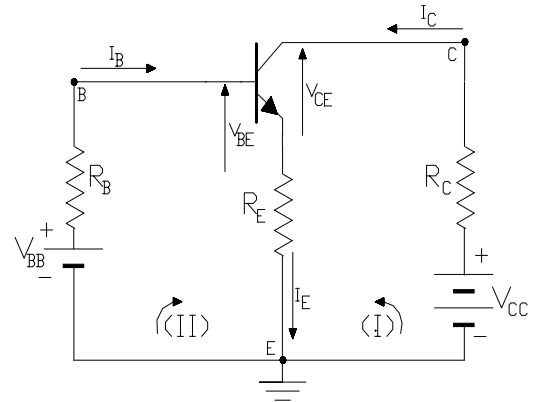


Figura I.22.

Si el h_{FE} del transistor reemplazante hubiera sido menor al del transistor original solo se observaría una disminución de la excursión, o sea de la señal de salida, lo cual significa una disminución de los coeficientes de amplificación. Si deseara visualizarse un recorte por invasión de la zona de corte debe incrementarse el nivel de excitación de modo que I_{bmax} supere los $30 \mu A$ en nuestro ejemplo.