

**CAPITULO II - Amplificadores Monoetapa de Bajo Nivel**

## II.1. - MODELO EQUIVALENTE DE PEQUEÑA SEÑAL PARA EL TRANSISTOR BIPOLAR:

## II.1.1. - Introducción:

En el Capítulo precedente se han tratado especialmente los conceptos de polarización y estabilización en términos generales y particularmente para el transistor bipolar. El desarrollo de algunos de dichos temas requirió introducir a la señal a amplificar, hablar de la excursión y asignarle un tamaño lo suficientemente grande como para permitir su visualización acorde con nuestra capacidad visual. Así fue que por ejemplo, en los cálculos numéricos realizados pudo constatar que la amplitud de las componentes dinámicas tomaron el mismo orden de magnitud de las componentes estáticas o de polarización.

Como ya hemos adelantado, esta forma operativa en la práctica tiene lugar en las etapas amplificadoras de potencia y en algunas excitadoras de las anteriores, pudiéndoselas clasificar como etapas de gran señal. Pero en la electrónica analógica la mayoría de los transductores que recogen información y la transforman en una magnitud eléctrica, se comportan con muy bajo rendimiento por lo que la amplitud de dicha señal eléctrica resulta notoriamente insuficiente como para excitar a dichas etapas de gran señal.

Se requiere entonces la utilización de otras etapas amplificadoras, a colocar entre el transductor y las de gran señal, en las cuales, comparativamente, las componentes dinámicas resultan marcadamente inferiores respecto a la capacidad potencial de excursión de las mismas por lo que se las suele llamar etapas amplificadoras de bajo nivel o de pequeña señal que son las que comenzaremos a estudiar en este Capítulo.

Tal como se justificara en el Apartado I.8. del Capítulo precedente la característica de transferencia de este tipo de etapas puede considerarse lineal, el parámetro distorsión pierde relevancia y las potencias en juego son muy reducidas, por lo que el tipo de estudios a realizar sobre ellas deja de ser gráfico o semigráfico aplicándose en cambio la teoría de los cuadripolos lineales.

En tal sentido, a continuación se considerará al transistor perfectamente polarizado y operando en bajo nivel, dentro de un pequeño sector en la zona activa o lineal de sus características. Así el transistor bipolar se podrá considerar como un cuadripolo, con su par de terminales de entrada y su correspondiente par de salida en las configuraciones E.C., B.C. ó C.C. según corresponda, expresando su comportamiento mediante las ecuaciones que relacionan a las corrientes y tensiones en los terminales de entrada y salida.

## II.1.2. - Modelo Incremental del Transistor Bipolar:

En esta parte del estudio se trata de explicar el comportamiento dinámico del transistor bipolar mediante la investigación del mismo desde sus pares de terminales aplicando toda la teoría de los cuadripolos lineales.

A partir del análisis físico del transistor, para el mismo puede realizarse un modelo circuital válido para componentes dinámicas de amplitud reducida que se reconoce como modelo incremental para la configuración emisor común, tal como se representa en la figura II.1.

En dicho circuito  $r'_b$  es la parte ohmica de la resistencia de entrada o del diodo base-emisor, también llamada resistencia de extensión de la región de base. Puede variar entre alguna decena de Ohm hasta unos 100 o 200 Ohm.

$r_{be}$  por su parte es la resistencia de la juntura base-emisor, similar a las resistencia de unión o de juntura de un diodo, ya definida con anterioridad. El terminal  $b'$  corresponde a un punto interno del transistor en donde se puede considerar activa a la región de la base. De acuerdo con la expresión (I.4.) y considerando la relación  $I_C = h_{FE} \cdot I_B$  se obtiene:

$$r_{be} = \frac{V_T}{I_B} = \frac{V_T}{I_{CQ}} \cdot h_{FE} \quad (\text{II.1.})$$

$r_o$  es la resistencia de salida del transistor de la cual también ya nos ocupáramos con anterioridad relacionándola con la pendiente de las curvas características de salida del transistor. Enseguida profundizaremos esta interpretación.

$g_m$  es la llamada transconductancia del transistor que se define para la salida en corto circuito para las señales y la tensión  $v'$  que controla al generador de corriente de salida es la diferencia de potencial presente en extremos de la resistencia de la juntura base-emisor de la entrada. Aplicando la condición en que se define  $g_m$  sobre el circuito de la figura II.1. se tiene:

Para  $v_{ce} = 0$  o bien  $v_{CE} = V_{CEQ}$   $I_c = g_m \cdot v'$  por lo que  $g_m = \frac{I_c}{v'} \Big|_{v_{ce} = 0}$

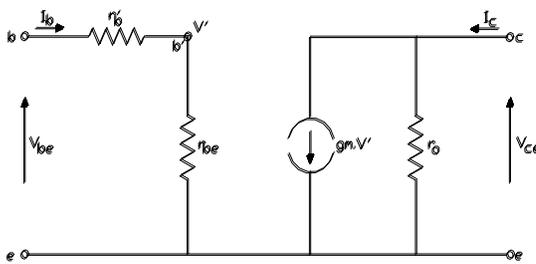


Figura II.1.

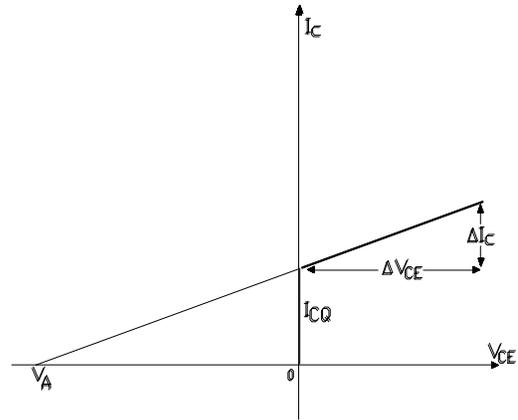


Figura II.2.

Existe una relación entre los parámetros físicos de los transistores bipolares y los llamados parámetros híbridos con los que se estudian a los cuadripolos lineales. Así es que por definición uno de dichos parámetros es  $h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$ , entonces de (II.1.) y con la aproximación  $h_{fe} = h_{FE}$ :

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad (II.2.)$$

con lo que se verifica que  $g_m$  aumenta linealmente con la corriente de polarización  $I_{CQ}$ . Luego, para la temperatura  $T_{amb}$  normal de  $25^\circ C$  resulta:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{25 \cdot 10^{-3}} = 40 \cdot I_{CQ} \quad (II.3.)$$

Con respecto a la resistencia de salida, si consideramos una curva de salida para emisor común con suficiente detalle gráfico, tal como se observa en la figura II.2. dicho parámetro puede ser interpretado mediante los incrementos  $\Delta V_{CE}$  y  $\Delta I_C$ . En la misma gráfica y por la prolongación de las curvas hacia el segundo cuadrante, se tiene que todas ellas interceptan al eje de abscisas en el valor de la tensión de Early ( $V_A$ ), de modo que:

$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}; \text{ por triángulos semejantes: } r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}} \text{ e incorporando la (II.2.) } r_o = \frac{V_A}{V_T \cdot g_m} = \frac{1}{\eta \cdot g_m} \quad (II.4.)$$

que, como se ve, resulta inversamente proporcional a la corriente de polarización  $I_{CQ}$ . El coeficiente  $\eta$ , resultado del cociente entre la tensión térmica sobre la tensión de Early, para transistores integrados de bajo nivel, tipo NPN, en donde  $V_A$  varía entre unos 100 y 120 V se encuentra comprendido entre los valores de  $2$  y  $2,5 \cdot 10^{-4}$ . Cuando

el mismo integrado también contiene transistores PNP los mismos disponen tensiones de Early aproximadamente mitad de los NPN por lo que el coeficiente  $\eta$  para los PNP suele estar comprendido entre los valores de  $4$  y  $5 \cdot 10^{-4}$ .

II.1.3.- Modelo Híbrido simplificado del Transistor Bipolar:

Despreciando la dependencia del funcionamiento del diodo base-emisor respecto de la tensión  $v_{ce}$ , la asociación serie de la resistencia de extensión de base con la resistencia de la juntura base-emisor, arrojan como resultado la resistencia de entrada del transistor bipolar para la configuración emisor común que resulta ser otro de los cuatro parámetros híbridos con los que se suele estudiar a los cuadripolos lineales:

$$h_{ie} = r'_b + r_{be} \quad (II.5.)$$

Asimismo, en la salida del circuito de la figura II.1. en lugar de un generador de corriente controlado por tensión, se puede utilizar un generador de corriente controlado por corriente, a cuyo efecto puede plantearse que en la entrada del mismo circuito:

$$I_b = \frac{v'}{r_{be}} \quad \text{así, multiplicando ambos miembros por } h_{fe} : \quad h_{fe} \cdot I_b = \frac{h_{fe}}{r_{be}} \cdot v'$$

Mientras  $h_{FE}$  como ya se dijo resulta ser la ganancia estática de corrientes para emisor común, el nuevo parámetro  $h_{fe}$  que ahora se introdujo también es una ganancia de corriente para la misma configuración, solo que relaciona ahora las componentes dinámicas de dichas corrientes con lo que se define como ganancia dinámica de corrientes para emisor común. Conceptualmente ambos parámetros resultan bien distintos aunque numéricamente la mayoría de las veces suelen ser iguales. Entonces, realizando nuevamente la aproximación  $h_{fe} = h_{FE}$  y teniendo en cuenta la expresiones (II.1.) y (II.2.) se tendrá:

$$gm \ v' = h_{fe} \cdot I_b \quad (II.6.)$$

Otro de los parámetros híbridos es la llamada conductancia de salida para emisor común y con la base abierta para las señales  $h_{oe}$  cuya definición coincide con la inversa de la resistencia de salida  $r_o$  del modelo incremental de la figura II.1., es decir:

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} \quad (II.7.)$$

En conclusión, teniendo en cuenta las relaciones de equivalencia establecidas por las expresiones (II.5.), (II.6.) y (II.7.) se llega al circuito equivalente de la figura II.3., llamado Modelo Híbrido Aproximado para Emisor Común. Este circuito resulta de mucha utilidad para los estudios de etapas amplificadoras de bajo nivel por dicho motivo los fabricantes de transistores bipolares que recomiendan su aplicación para este tipo de etapas, suministran buena cantidad de información respecto de los mismos. Dicha información es obtenida por procedimientos de medición, por lo que cuando se recurre a estos datos es muy importante tener en cuenta que:

- a) se trata de parámetros puntuales, es decir que varían según el punto Q de polarización del transistor;
- b) son afectados por la dispersión de fabricación de modo que las especificaciones resultan de un tratamiento estadístico en donde los fabricantes suelen entregar solamente sus valores típicos o más representativos de la serie de fabricación y que en la realidad su valor preciso estará normalmente comprendido entre ciertos valores límites máximo y mínimo.
- c) debido a los efectos reactivos presentes en ambas junturas, estos parámetros resultan fuertemente dependientes de la frecuencia de trabajo encontrándose que solo para el rango de bajas frecuencias y C.C. poseen valores reales. Las especificaciones generalmente se realizan tomando como señal de prueba a una señal senoidal de 1000 Hz. representativa de la condición en que resultan valores reales.

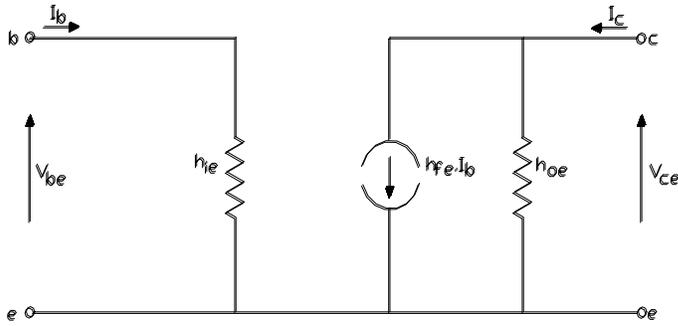


Figura II.3.

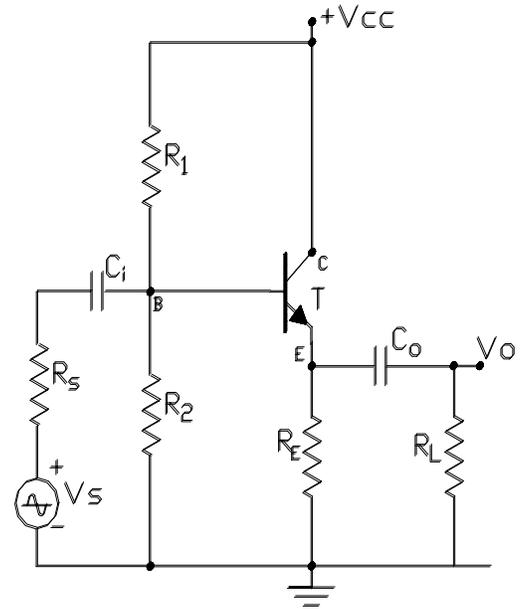


Figura II.4.

d) así como el resto de las características de un transistor bipolar, estos parámetros son dependientes de la temperatura ambiente por lo que nuevamente los fabricantes proporcionan sus valores para una dada temperatura, en general  $T_{amb} = 25^\circ C$ .

## II.2. - ANÁLISIS DE UNA ETAPA AMPLIFICADORA COLECTOR COMÚN:

Para esta configuración amplificadora en la figura II.4 se representa un circuito típico en donde puede comprobarse que en un circuito equivalente dinámico, la fuente de excitación, simbolizada por el generador  $V_s$  en serie con la resistencia interna  $R_s$ , se encuentran conectada entre el terminal de base del transistor y masa. La carga mientras tanto, simbolizada por la resistencia  $R_L$ , se halla conectada entre el terminal de emisor del transistor y masa y, finalmente el terminal de colector del transistor, a través de la fuente de alimentación se encuentra a potencial dinámico de masa.

Se deduce entonces que la configuración amplificadora es de colector común. En razón de que los análisis dinámicos que siguen requieren la utilización de alguno de los modelos de bajo nivel recién vistos y atento a que dichos parámetros dependen del punto de operación estático, veremos primeramente las condiciones de polarización de este circuito.

### II.2.1. - Estudio de la polarización de un circuito amplificador Colector Común:

Vale aclarar que no obstante tratarse de otra configuración, los conceptos de polarización y estabilización vistos para el circuito amplificador emisor común son enteramente aplicables ahora ya que si un transistor se encuentra convenientemente polarizado funcionará como amplificador lineal en cualquiera de las tres configuraciones. Por ello para el estudio de las componentes continuas del nuevo circuito procederemos de manera similar, es decir en primer lugar realizaremos el circuito equivalente estático aplicando el Teorema de Thevenin entre base y tierra en la malla constituida por el divisor de la base, para lo cual empleamos las mismas ecuaciones (I.23.) y (I.24.).

Dicho circuito equivalente se ha representado en la figura (II.5.). Comparando a este nuevo circuito equivalente, con el de la figura I.25. ya estudiado se observa que la única diferencia es que ahora el circuito de colector no contiene ninguna resistencia  $R_C$  y por lo tanto la resistencia de carga estática se encuentra conformada solo por  $R_E$ . Entonces llevando a cabo un estudio similar en la malla de entrada se obtendrá:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT}/h_{FE})} \quad (II.8.)$$

debiéndose cumplir la condición de estabilización  $R_E \gg (R_{BT}/h_{FE})$

Luego de la malla de salida resulta:  $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E \quad (II.9.)$

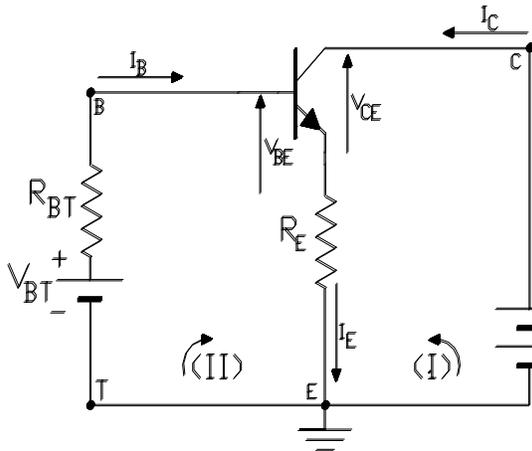


Figura II.5.

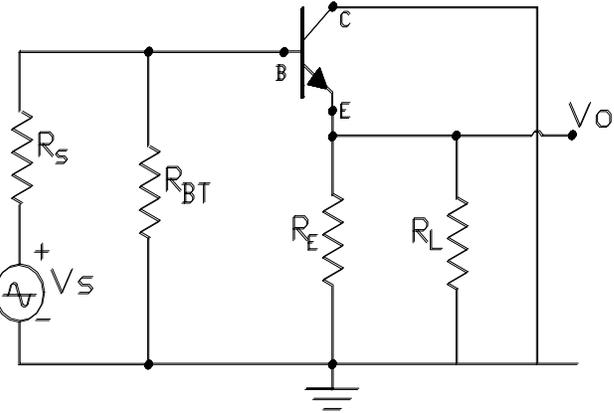


Figura II.6.

Con los valores calculados según las expresiones (II.8.) y (II.9) que preceden, es posible realizar toda la verificación necesaria para establecer la aptitud del punto Q para que el transistor se desenvuelva en forma activa y lineal.

II.2.2.- Comportamiento Dinámico del amplificador Colector Común:

Bajo el principio de superposición ahora corresponde realizar el estudio del comportamiento del circuito frente a una señal de baja frecuencia. Para tal fin el primer paso que corresponde realizar es un circuito equivalente para dichas componentes, considerando que a la menor frecuencia de operación las reactancias capacitivas pueden despreciarse y anulando la fuente estática por considerar un corto circuito a masa el filtro de la misma. En consecuencia un primer circuito equivalente dinámico se representa en la figura (II.6.).

En los estudios de bajo nivel interesa conocer tanto la resistencia de entrada como la de salida que este circuito amplificador presenta, ya sea a la fuente de excitación como a la carga. También será de nuestro interés el conocimiento de la forma de transferir a las señales desde la entrada a la salida por parte del amplificador, determinando alguno o algunos de los cuatro parámetros transferencia que pueden plantearse, a saber:  $A_V$ ,  $A_I$ ,  $G_M$  y  $R_M$ .

Si bien los modelos circuitales de bajo nivel contienen parámetros de emisor común, dichos modelos tienen en cuenta el funcionamiento dinámico de bajo nivel del transistor en sí, independientemente de la configuración amplificadora. Por tal motivo pueden reemplazar al transistor en cualquier circuito, por ejemplo lo puede hacer en la figura II.6. cuidando de respetar los circuitos externos conectados a cada uno de los terminales del transistor. Ello se concreta en el circuito equivalente dinámico realizado en la figura II.7.

En dicho circuito observamos que la resistencia de carga dinámica es ahora:  $R_d = R_E // R_L \quad (II.10.)$

También previendo el caso en que el valor de  $R_d$  de la expresión (II.10.) sea comparable con la resistencia de salida del transistor  $r_o = (1/h_{oe})$ , se define una nueva resistencia de carga según la expresión:

$$R_d' = R_d // r_o \quad (II.11.)$$

En el nodo de emisor de este circuito, aplicando la 1ra. ley de Kirchoff se determina que la corriente que atraviesa dicha resistencia  $R_d'$  resulta ser:

$$I_e = I_b + h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \quad (II.12.)$$

y por ello, la tensión de salida será:

$$V_o = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_d' \quad (II.13.)$$

En el circuito de la figura II.7., sobre la resistencia  $R_d'$  circula una corriente que es suma de la corriente de base  $I_b$  y la que impulsa el generador controlado  $h_{fe} \cdot I_b$ . De acuerdo con el resultado de la ecuación (II.13.), es posible realizar un nuevo circuito equivalente en donde circule una única corriente, la de base  $I_b$  en el cual, para que la tensión de salida  $V_o$  no cambie, la resistencia del circuito de emisor  $R_d'$  se incremente al valor  $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$ , tal como se indica en el circuito de la figura II.8.

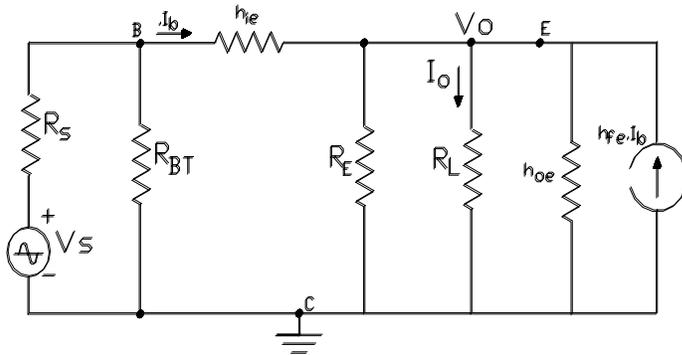


Figura II.7.

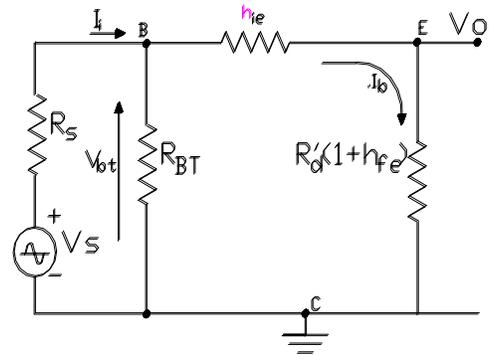


Figura II.8.

En los estudios que acabamos de iniciar se define como Resistencia de Entrada del Transistor Cargado en Colector Común ( $R_i$ ), a la relación entre la tensión y la corriente en el terminal de entrada o de excitación del transistor, en esta configuración el terminal de base:

$$R_i = \frac{V_{bt}}{I_b} \quad (II.14.)$$

En el circuito:  $V_{bt} = V_o + I_b \cdot h_{ie}$  ; reemplazando  $V_o$  por la ecuación (II.13.):

$$V_{bt} = I_b \cdot [h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d'] \quad (II.15.)$$

En consecuencia:  $R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d' \quad (II.16.)$

La última ecuación constituye una propiedad específica de la configuración colector común y muchas veces interesa estudiar como afectan las redes de polarización, para lo que en este caso se define otra resistencia de entrada, la correspondiente al Amplificador Colector Común:

$$R_{iA} = \frac{V_{bt}}{I_i} \quad (II.17.), \text{ siendo en este caso: } R_{iA} = R_i // R_{BT} \quad (II.18.)$$

Otro de los parámetros que se incluyen en los estudios de las etapas de bajo nivel es la Amplificación o Ganancia de Tensión del Amplificador, según la definición:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{bt}} \quad (II.19.)$$

y para la configuración Colector Común se determina por reemplazo de  $V_o$  y  $V_{bt}$  tal como lo expresan las ecuaciones (II.13.) y (II.15.):

$$(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{bt}} \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} = A_V \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} \quad \text{(II.20.)}$$

Definida la Resistencia de Entrada del Amplificador Colector Común, desde el punto de vista de la fuente de excitación, el circuito amplificador puede reemplazarse por dicha resistencia de entrada, tal como se observa en la figura II.9. y a partir de ella es posible determinar la Amplificación o Ganancia de Tensión del Sistema Amplificador, de acuerdo con el siguiente detalle:

$$A_{V_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{bt}} \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} = A_V \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} \quad \text{y en el circuito de la figura II.9.} \quad V_{bt} = V_s \cdot \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_s}$$

Se define también, la Resistencia de Entrada del Sistema Amplificador  $R_{i_s} = R_{i_A} + R_s$  (II.21.) con lo que:

$$A_{V_s} = A_V \cdot \frac{R_{i_A}}{R_{i_s}} \quad \text{(II.22.)}$$

La ecuación (II.16.) expresa que esta configuración presenta un ALTO VALOR DE RESISTENCIA DE ENTRADA en comparación con la correspondiente solo al transistor en emisor común ya que la resistencia de carga dinámica se refleja sobre la base del transistor amplificada al valor  $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$ .

Cabe notar sin embargo que dicha característica, que como se remarcó precedentemente, es inherente exclusivamente a la configuración, puede ser enmascarada o apantallada por el circuito auxiliar o de polarización del circuito de base del transistor, tal como lo expresa la ecuación (II.18.).

La expresión (II.20.) por su parte, esta indicando que la configuración resulta incapaz de proveer ganancia de tensión: ya que en el mejor de los casos dicha ganancia puede llegar a ser unitaria, debiendo notarse que también ésta resulta ser una característica típica de la configuración y la misma nuevamente puede llegar a empeorarse (pérdida de tensión superior) nuevamente por la presencia de la red de polarización, tal como lo detalla la ecuación (II.22.).

Asimismo, a diferencia del amplificador emisor común, esta configuración no introduce desfase alguno entre las tensiones de entrada y salida y si se deseara una transferencia unitaria, es decir  $V_o = V_{bt}$  debería cumplirse con la condición:

$$R_d' \cdot (1 + h_{fe}) \gg h_{ie} \quad \text{(II.23.)}$$

resultando así un colector común que por dicha característica recibe el nombre de ETAPA SEGUIDORA o SEGUIDOR POR EMISOR, haciendo ello referencia a que la tensión de salida SIGUE EN MODULO Y FASE A LA TENSIÓN DE ENTRADA.

Por otra parte, si volvemos al circuito equivalente de la figura II.7. es posible centrar la atención sobre el circuito de emisor e individualizar la corriente de salida  $I_o$  circulando por la carga  $R_L$ . Se define la Amplificación o Ganancia de Corriente del transistor cargado en colector común:

$$A_I = \frac{I_o}{I_b} \quad \text{(II.24.)}$$

y en el circuito, llamando  $R_E' = R_E // r_o$  se tiene:

$$I_o = (1 + h_{fe}) \cdot I_b \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L}$$

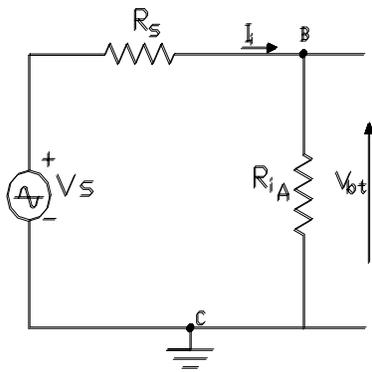


Figura II.9.

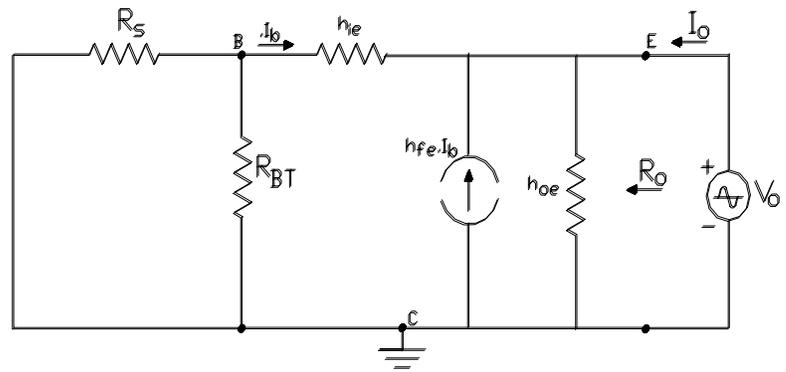


Figura II.10.

por lo que dicha ganancia de corriente es:

$$A_I = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \quad (II.25.)$$

También, la Ganancia de Corriente del Amplificador:

$$A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} \quad (II.26.)$$

Con ello se demuestra que la configuración colector común puede proporcionar ganancia de corriente, potencialmente de valor  $(1 + h_{fe})$  y normalmente más baja debido a la presencia de las redes de polarización en emisor y en base, tal como lo explica la ecuación (II.26.).

Por último, pasamos a definir y determinar la Resistencia de Salida del Transistor en la Configuración Colector Común con su circuito de excitación ( $R_o$ ).

La definición de una resistencia de salida no es tan sencilla como los demás parámetros ya calculados. Para facilitar su interpretación nos ubicamos en la modalidad que emplearíamos en el laboratorio para medirla. En ese caso lo que se haría es retirar la carga, desactivar el generador de excitación (reemplazarlo por su respectiva resistencia interna), excitar desde el terminal de salida colocando un generador de tensión de prueba en el mismo lugar donde antes estaba la carga y medir dicha tensión, así como la corriente que tomaría el circuito. Dicho circuito de interpretación se observa en la figura II.10.

En ese circuito equivalente se ha marcado a la corriente de emisor  $I_e$  en el terminal correspondiente. En oportunidad en que calculáramos a la resistencia de entrada se forzó a que por la rama de la resistencia total equivalente del circuito de emisor (que hemos llamado  $R_d'$ ), circulara la corriente de base y para que la tensión  $V_o$  no se modificara se cambió el valor de resistencia de dicha rama al valor  $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$ . Tal característica es una propiedad de la unión base-emisor y puede describirse diciendo que las resistencias (en general impedancias) del circuito de emisor se reflejan sobre la base, amplificadas en  $(1 + h_{fe})$  veces.

Ahora, a partir del circuito equivalente de la figura II.10. haremos el proceso inverso, es decir imponiendo la condición de que las diferencias de potencial de todas las ramas no se modifique, hallaremos otro circuito equivalente forzando a que las corrientes en las diversas ramas del circuito de base se incremente en  $(1 + h_{fe})$ , es decir pase a nivel de corriente de emisor  $I_e$ . Es evidente que para que ello ocurra, las resistencias (en general impedancias) conectadas en dichas ramas del circuito de la base, deben disminuir  $(1 + h_{fe})$  veces.

Entonces, con dicha relación de equivalencia del circuito de la figura II.10. se puede pasar a otro, equivalente a aquel, tal como se observa en la figura II.11. de tal manera que la resistencia de salida que se busca es:

$$R_o = \frac{R_S / R_{BT}}{1 + h_{fe}}$$

$$R_o = \frac{R_o}{I_o} \quad (II.27.)$$

$$R_o = \frac{R_o}{(1 + h_{fe})} + \frac{R_o}{(1 + h_{fe})} \quad (II.28.)$$

Mas tarde si se incluye la red de polarización de emisor la Resistencia de Salida del Amplificador Colector Común resulta ser:

$$R_{oA} = R_o // R_E \quad (II.29.) \quad \text{y respecto al Sistema Amplificador:} \quad R_{oS} = R_{oA} // R_L \quad (II.30.)$$

siendo ambas normalmente dominadas por el bajo valor usual que adopta  $R_o$  de la ecuación (II.28.) y que también constituye una característica particular de la configuración.

II.2.3. - Ejemplo del Amplificador Colector Común:

El ejemplo de aplicación consiste en verificar el comportamiento del circuito amplificador que se representa en la figura II.12. Como se vé, en dicho circuito se han indicado los valores y tipo de los componentes que lo constituyen.

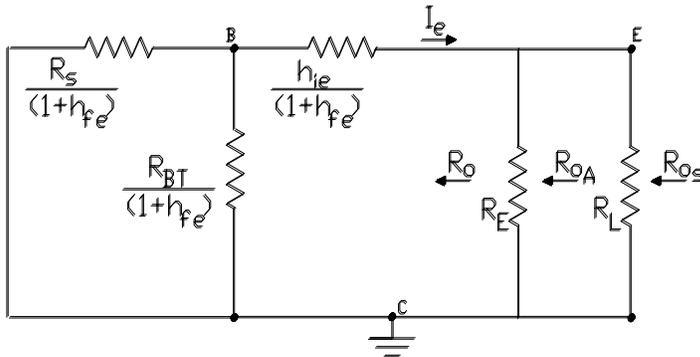


Figura II.11.

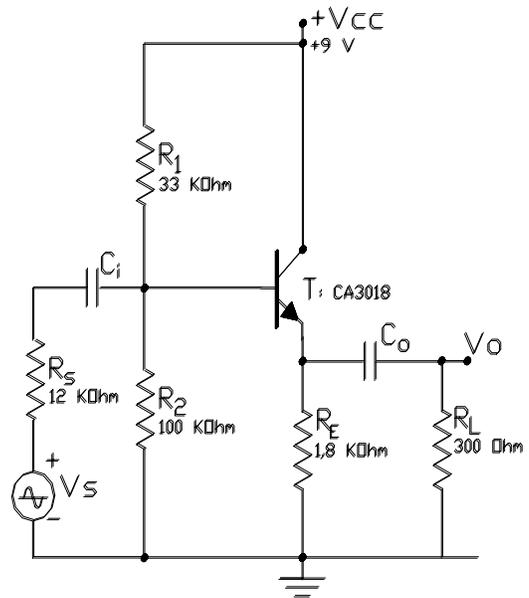


Figura II.12.

De (I.23.): 
$$V_{BT} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 9 \cdot \frac{100}{100 + 33} = 6,77 \text{ V}$$

y de (I.24.): 
$$R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \cdot 33 \cdot 10^3}{100 + 33} = 24,8 \text{ KOhm}$$

A partir de (II.8.): 
$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT}/h_{FE})} = \frac{6,77 - 0,7}{(1,8 + 0) \cdot 10^3} = 3,37 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual se obtiene un  $h_{FE} = 110$  por lo que  $(R_{BT}/h_{FE}) = 24800/110 = 225 \text{ Ohm}$  que no es del todo despreciable frente a  $R_E = 1,8 \text{ KOhm}$ , por lo que recalculando  $I_{CQ}$ :

$$I_{CQ} = \frac{6,77 - 0,7}{(1,8 + 0,225) \cdot 10^3} = 3 \text{ mA} \text{ no del todo estabilizados.}$$

Entonces, de (II.9.):  $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 9 - 3 \cdot 1,8 = 3,6 \text{ V}$

hora recurrimos nuevamente al Manual para la obtención de los parámetros híbridos. El fabricante proporciona sus valores típicos absolutos para  $I_C = 1 \text{ mA}$  -  $V_{CE} = 3 \text{ V}$  -  $f = 1 \text{ Khz.}$  -  $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  y también suministra las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente  $I_C$ . Operando con ellos para nuestra  $I_{CQ} = 3 \text{ mA}$  se obtiene:

$$h_{fe} = 0,9 \cdot 100 = 90 \quad - \quad h_{ie} = 0,4 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 1,4 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 4 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 62,4 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 16 \text{ KOhm}$$

Entonces de (II.10.):  $R_d = R_E // R_L = \frac{1,8 \cdot 0,3 \cdot 10^3}{1,8 + 0,3} = 257 \text{ Ohm}$  y dado el valor de  $r_o$ , se verifica que  $R_d' = R_d$

En consecuencia de (II.16.):

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d' = 1,4 \cdot 10^3 + (1 + 90) 0,257 \cdot 10^3 = (1,4 + 23,4) \cdot 10^3 = 24,8 \text{ KOhm}$$

De acuerdo con (II.18.):  $R_{iA} = R_i // R_{BT} = \frac{24,8 \cdot 24,8 \cdot 10^3}{24,8 + 24,8} = 12,4 \text{ KOhm}$

con lo que por (II.21.)  $R_{is} = R_{iA} + R_s = 12,4 \cdot 10 + 12 \cdot 10 = 24,4 \text{ KOhm}$

Reemplazando en (II.20.):  $A_V = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_d'}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d']} = \frac{23,4}{24,8} = 0,94$

y de acuerdo a (II.22.):  $A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}} = 0,94 \cdot \frac{12,4}{24,4} = 0,48$

Como puede comprobarse en este circuito se cumple con  $R_d' \cdot (1 + h_{fe}) \gg h_{ie}$  en el orden de 15 veces y sin embargo la ganancia de tensión  $A_V$  no alcanza a ser unitaria (0.94) y lo que es peor, esta característica del colector común se pierde en términos de  $A_{Vs}$  debido a la reducción a la mitad de  $R_{iA}$  por la presencia de la red de polarización de base. Por el contrario, se constata que en la entrada se prefirió lograr la adaptación de impedancias ( $R_s = R_{iA}$ ).

Por otra parte, para calcular la ganancia de corriente, previamente calculamos:

$$R_E' = R_E // r_o = \frac{1,8 \cdot 16 \cdot 10^3}{1,8 + 16} = 1,62 \text{ KOhm}$$

en consecuencia de (II.25.):  $A_I = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} = 91 \cdot \frac{1,62}{1,62 + 0,3} = 76,8$

en tanto que de (II.26.):  $A_{IA} = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} = 76,8 \cdot \frac{24,8}{24,8 + 24,8} = 38,4$

Finalmente a los efectos de determinar las resistencias de salida determinamos:

$$R_s // R_{BT} = \frac{12 \cdot 24,8 \cdot 10^3}{12 + 24,8} = 8,09 \text{ KOhm}$$

por lo que de acuerdo a (II.28), (II.29.) y (II.30):

$$R_o = \frac{(R_s/R_{BT})}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{8,09 \cdot 10^3}{91} + \frac{1,4 \cdot 10^3}{91} = 88,9 + 15,4 = 104,3 \text{ Ohm}$$

$$R_{oA} = R_o // R_E = \frac{104,3 \cdot 1800}{104,3 + 1800} = 98,6 \text{ Ohm}$$

$$R_{os} = R_{oA} // R_L = \frac{98,6 \cdot 300}{98,6 + 300} = 74,2 \text{ Ohm}$$

Los otros dos parámetros transferencia pueden determinarse procediendo de la siguiente forma:

a) Conductancia de Transferencia o Transconductancia:

$$\text{Por definición } G_{Ms} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{(V_o/R_L)}{V_s} = \frac{A_{Vs}}{R_L} = \frac{0,48}{300} = 1,6 \text{ (mA/V)}$$

b) Resistencia de Transferencia o Transresistencia:

$$\text{Por definición: } R_{MA} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_L}{I_i} = A_{IA} \cdot R_L = 38,4 \cdot 300 = 11,52 \text{ KOhm}$$

Finalmente el circuito amplificador de la figura II.12. puede ser interpretado mediante un circuito equivalente dinámico, válido para pequeña señal, tal como el representado en la figura II.13., aclarándose que es solo uno de los cuatro posibles, de acuerdo con el parámetro transferencia que se prefiera contemplar para un mejor análisis.

### II.3. - AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL TIPO EMISOR COMUN - Ejemplo:

En este caso el circuito con sus correspondientes datos se proporcionan en la figura II.14. siendo oportuno puntualizar que en esta oportunidad y a título de ejemplo, se ha utilizado el modelo equivalente Northon para representar al circuito de excitación del amplificador. Se observa asimismo que ahora, para la señal, dicha fuente de excitación se ha conectado entre los terminales de base y tierra del amplificador, mientras que la carga se encuentra vinculada entre el terminal de colector y masa. Dado que simultaneamente y a través del condensador  $C_E$  el terminal de emisor se encuentra conectado a masa, se desprende que la configuración de este circuito es la de Emisor Común.

Las variables que procederemos a estudiar son las mismas que se estudiaron para la configuración colector común, para lo cual es necesario determinar los parámetros híbridos del transistor que sabemos dependen del punto de reposo. En consecuencia pasamos a verificar las componentes estáticas de polarización:

$$V_{BT} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{18}{18 + 39} = 3,18 \text{ V} \quad ; \quad R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{18 \cdot 39 \cdot 10^3}{18 + 39} = 12,3 \text{ KOhm}$$

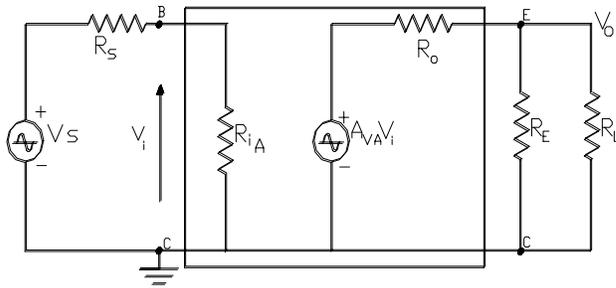


Figura II.13.

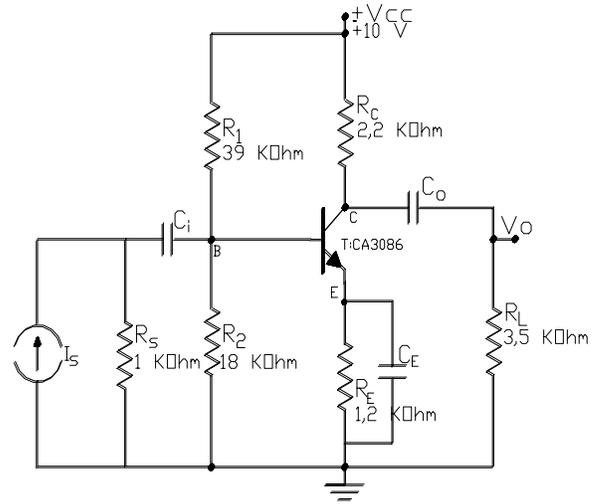


Figura II.14.

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT}/h_{FE})} = \frac{3,18 - 0,7}{(1,2 + 0) \cdot 10^3} = 2,07 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual se obtiene un  $h_{FE} = 107$  por lo que  $(R_{BT}/h_{FE}) = 12300/107 = 115 \text{ Ohm}$  que resulta diez veces menor que  $R_E = 1,2 \text{ KOhm}$ , y recalculando  $I_{CQ}$ :

$$I_{CQ} = \frac{3,18 - 0,7}{(1,2 + 0,115) \cdot 10^3} = 1,9 \text{ mA totalmente estabilizados.}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) = 10 - 1,9 \cdot (2,2 + 1,2) = 3,54 \text{ V}$$

El circuito equivalente dinámico reemplazando el transistor por el modelo híbrido simplificado se obtiene el esquema indicado en la figura II.15.

Ahora recurrimos nuevamente al Manual para la obtención de los parámetros híbridos. El fabricante proporciona sus valores típicos absolutos para  $I_C = 1 \text{ mA}$  -  $V_{CE} = 3 \text{ V}$  -  $f = 1 \text{ KHz}$ . -  $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  y también suministra las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente  $I_C$ . Operando con ellos para nuestra  $I_{CQ} = 1,9 \text{ mA}$  se obtiene:

$$h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100 \quad - \quad h_{ie} = 0,6 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 2,1 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 2 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 31,2 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 32 \text{ KOhm.}$$

Para esta configuración, la resistencia de entrada del transistor cargado en emisor común se redefine ahora como:

$$R_i = \frac{V_{be}}{I_b} \quad (\text{II.14}^\circ) \quad \text{con lo que para esta configuración:} \quad R_i = h_{ie} \quad (\text{II.31.}) \quad \text{cuyo valor es} \quad R_i = 2,1 \text{ KOhm}$$

Para el amplificador emisor común:

$$R_{iA} = \frac{V_{be}}{I_i} \quad (\text{II.17}^\circ), \quad \text{por (II.18.) en este caso:} \quad R_{iA} = h_{ie} // R_{BT} \quad R_{iA} = \frac{2,1 \cdot 12,3 \cdot 10^3}{2,1 + 12,3} = 1,79 \text{ KOhm}$$

Con este tipo de fuente de excitación la resistencia de entrada del sistema amplificador resulta ser:

$$R_{is} = \frac{V_{be}}{I_s} \quad (\text{II.32.}), \quad \text{y en este caso:} \quad R_{is} = R_{iA} // R_s = h_{ie} // R_{BT} // R_s \quad (\text{II.33.}) \quad R_{is} = \frac{1 \cdot 1,79 \cdot 10^3}{1 + 1,79} = 641,6 \text{ Ohm}$$

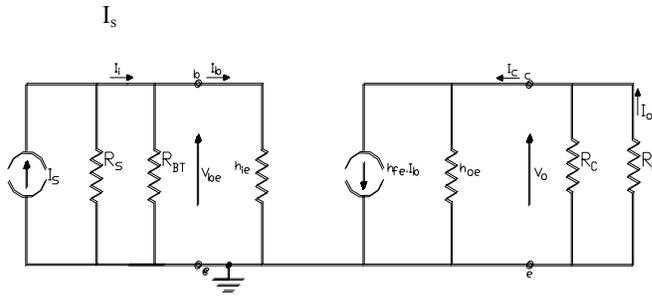


Figura II.15.

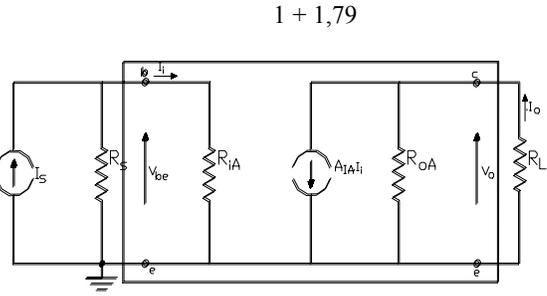


Figura II.16.

Por otra parte, para calcular la ganancia de corriente, previamente calculamos  $R_C' = R_C // r_o = \frac{2,2 \cdot 32 \cdot 10^3}{2,2 + 32} = 2,06 \text{ KOhm}$

en consecuencia  $A_I = \frac{I_o}{I_b} \quad (\text{II.34.}) \quad A_I = h_{fe} \cdot \frac{R_C'}{R_E' + R_L} \quad (\text{II.35.}) \quad A_I = 100 \cdot \frac{2,06}{2,06 + 3,5} = 37,05$

en tanto que:  $A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} \quad (\text{II.36.}) \quad A_{IA} = A_I \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} \quad (\text{II.37.}) \quad A_{IA} = 37,05 \cdot \frac{12,3}{12,3 + 2,1} = 31,65$

y la ganancia de corriente del sistema será:

en tanto que:  $A_{Is} = \frac{I_o}{I_s} \quad (\text{II.38.}) \quad A_{Is} = A_{IA} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_{iA}} \quad (\text{II.39.}) \quad A_{Is} = 31,65 \cdot \frac{1}{1 + 1,79} = 11,34$

En este circuito:  $R_d = R_C // R_L = \frac{2,2 \cdot 3,5 \cdot 10^3}{2,2 + 3,5} = 1,3 \text{ KOhm}$  y dado el valor de  $r_o$ , se verifica que  $R_d' = R_d$

La ganancia de tensión de la etapa amplificadora emisor común es:

$A_{VA} = \frac{V_o}{V_{be}} \quad (\text{II.40.}) \quad A_{VA} = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_d' = -g_m \cdot R_d' \quad (\text{II.41}) \quad A_{VA} = \frac{-100}{2,1 \cdot 10^3} \cdot 1,3 \cdot 10^3 = -61,9$

Debe interpretarse el signo negativo como una inversión de fase de la tensión a la salida respecto de la de entrada. Se comprueba que la etapa emisor común puede proporcionar simultaneamente ganancia de corriente y ganancia de tensión superior a la unidad.

Visto el circuito desde el terminal de salida se tendrá:

$R_o = r_o \quad (\text{II.42}) \quad \text{y su valor} \quad R_o = 32 \text{ KOhm.}$

$R_{oA} = R_o // R_C \quad (\text{II.43}) \quad \text{por lo que} \quad R_{oA} = \frac{32 \cdot 2,2 \cdot 10^3}{32 + 2,2} = 2,06 \text{ KOhm}$

$R_{o_s} = R_{oA} // R_L \quad (\text{II.44}) \quad \text{por lo que} \quad R_{o_s} = \frac{2,06 \cdot 3,5 \cdot 10^3}{2,06 + 3,5} = 1,3 \text{ KOhm}$

Tomando como parámetro transferencia de interés a la ganancia de corriente de la etapa amplificadora, la misma puede ser estudiada a través de un circuito equivalente tal como el de la figura II.16.

Por último, los otros dos parámetros transferencia resultan:

$$\text{Por definición } G_{MA} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{I_i \cdot R_{iA}} = \frac{A_{iA}}{R_{iA}} = \frac{31,65}{1790} = 17,68 \text{ (mA/V)}$$

$$\text{Por definición: } R_{Ms} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{-I_o \cdot R_L}{I_s} = -A_{iS} \cdot R_L = -11,34 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = -39,69 \text{ KOhm}$$

II.4. - AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL TIPO BASE COMUN - Ejemplo:

Un circuito típico para esta configuración se representa en la figura II.17., en donde además se incluyen los datos de los componentes del mismo con la finalidad de ir resolviendo un ejemplo numérico.

Debemos observar que para la señal, es decir considerando todos los condensadores como cortocircuito, se tiene un amplificador excitado entre el terminal de emisor del transistor y tierra, mientras que la carga se encuentra conectada entre el terminal de colector y paralelamente el terminal de base, a través del condensador  $C_B$  en corto circuito se encuentra conectado con masa. Es decir que el terminal de base es común a los circuitos de excitación o de entrada y al de carga o de salida. Se trata de una configuración de configuración Base Común.

$$\begin{aligned} R_2 &= 47 \text{ KOhm} & R_1 &= 100 \text{ KOhm} & T &: CA3046 \\ R_L &= 5 \text{ KOhm} & V_{CC} &= 12 \text{ V} & R_E &= 3,3 \text{ KOhm} \\ R_S &= 300 \text{ Ohm} & R_C &= 4,7 \text{ KOhm} & & \end{aligned}$$

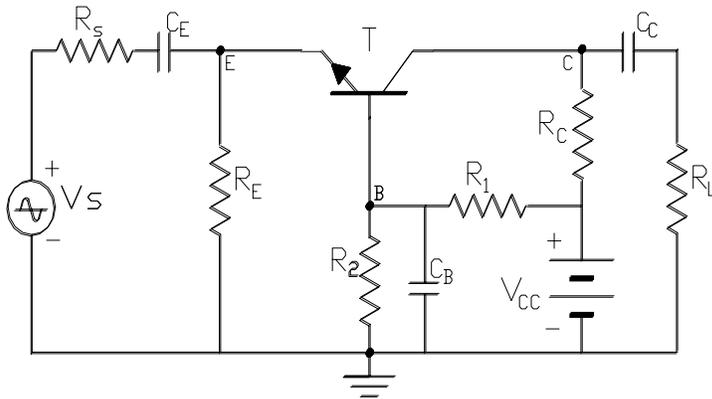


Figura II.17.

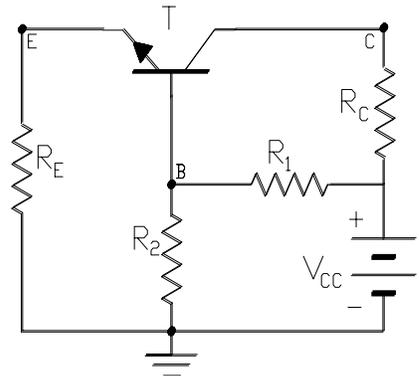


Figura II.18.

En cuanto a la polarización del transistor, de cuya verificación nos ocuparemos seguidamente, debemos pensar que si bien se trata de una configuración amplificadora diferente a las ya analizadas, si se pueden verificar adecuadas condiciones de reposo expresadas en términos de  $I_{CQ}$  y  $V_{CEQ}$  (es decir como si se tratara de un emisor común) es razonable consentir un satisfactorio comportamiento del transistor como amplificador en cualquier configuración tal como ya se hiciera con el circuito de colector común.

Con tal finalidad en la figura II.18. se ha llevado a cabo un circuito equivalente estático, consistente en tener en cuenta que para tales componentes, todos los condensadores del circuito original de la figura II.17. se comportan como circuitos abiertos. Un recorrido con detalle de esta topología nos permite verificar que para las componentes estáticas este circuito es coincidente al de la figura I.24. para iguales componentes. El circuito de la figura I.24. ya fue estudiado con detalle, no obstante ello reexaminaremos el nuevo circuito para comprobar que las condiciones de funcionamiento estático