

son las ya conocidas. Para tal fin se aplica el Teorema de Thevenin entre el terminal de base y tierra, a lo largo de la malla constituida por la fuente V_{cc} , R_1 y R_2 .

La fuente de tensión y la resistencia equivalente de Thevenin resultan ser las mismas expresiones

$$V_{BT} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (I.23.) \quad R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2 \quad (I.24.)$$

Cuyos valores, para el ejemplo numérico son:

$$V_{BT} = 12 \cdot \frac{47}{100 + 47} = 3,84 \text{ V} \quad R_{BT} = \frac{47 \cdot 100 \cdot 10^3}{100 + 47} = 31,97 \text{ KOhm}$$

En consecuencia se puede pasar a otro circuito equivalente mas simple, tal como el de la figura II.19. en donde estamos indicando los sentido de referencia de corrientes y tensiones de modo que coincidan con los usados en los otros circuitos ya estudiados. De la malla de entrada de este circuito surge la ecuación:

$$V_{BT} - I_B \cdot R_{BT} - V_{BE} - I_E \cdot R_E = 0$$

a partir de la cual, introduciendo las características del diodo base-emisor y de la ganancia h_{FE} se obtiene la expresión que permite obtener la corriente de polarización ya conocida:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT}/h_{FE})} \quad (II.18.)$$

y su valor es:

$$I_{CQ} = \frac{3,84 - 0,7}{(3,3 + 0) \cdot 10^3} = 0,95 \text{ mA} \quad \text{recalculando con } h_{FE} = 100 \quad I_{CQ} = \frac{3,14}{(3,3 + 0,32) \cdot 10^3} = 0,87 \text{ mA}$$

Finalmente considerando la malla exterior del circuito equivalente de la figura II.19. al plantear la ecuación de malla para la corriente I_{CQ} se obtiene:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) \quad (I.22.)$$

cuyo valor es: $V_{CEQ} = 12 \text{ V} - 0,87 \cdot 10^{-3} \cdot (4,7 + 3,3) \cdot 10^3 = 5 \text{ V}$

En cuanto al estudio del comportamiento dinámico, en la figura II.20. se ha realizado un primer circuito equivalente para estas componentes, resultante de reemplazar al transistor por su modelo incremental simplificado en base a los parámetros híbridos para emisor común respetando el conexionado exterior de los demás elementos constitutivos del amplificador en la configuración de base común que estamos estudiando.

A continuación tenemos en cuenta que de acuerdo a la ecuación (II.12.) el resultado de considerar la primer Ley de Kirchoff en el nodo de emisor:

$$I_e = I_b + h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe})$$

por lo que la tensión de entrada del circuito equivalente incremental del transistor puede expresarse ahora como:

$$v_{be} = I_b \cdot h_{ie} = \frac{I_e}{(1 + h_{fe})} \cdot h_{ie} \quad \text{o bien} \quad \frac{v_{eb}}{-I_e} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = h_{ib} = \frac{1}{g_m} \quad (II.45.)$$

La ecuación (II.45.) establece la relación entre una tensión y una corriente de entrada de un cuadripolo transistor con los sentidos de referencia para las mismas, coincidente con las que usualmente se utilizan en un cuadripolo, en donde el terminal superior sería el de emisor mientras que el inferior y por lo tanto común con la salida el de base. De acuerdo a ello,

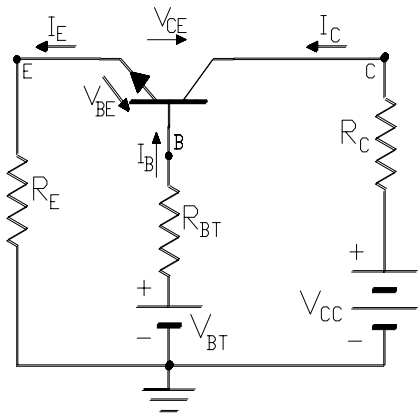


Figura II.19.

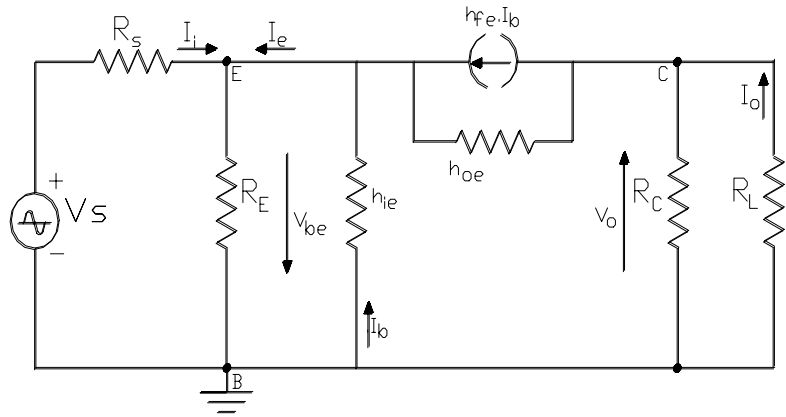


Figura II.20.

dicha relación estaría representando la Resistencia de Entrada del Transistor en Base Común, que hemos llamado h_{ib} . Además se establece en dicha ecuación la relación que existe entre este h_{ib} con los parámetros de emisor común (h_{ie} y h_{fe}) y con el parámetro incremental g_m .

Por otra parte si consideramos la fuente de corriente $h_{fe} \cdot I_b$ del circuito de salida o colector, es posible hacer que dicha fuente sea controlada por la corriente de entrada I_e en lugar de I_b , para cuyo fin también aquí introducimos la ecuación (II.12.):

$$h_{fe} \cdot I_b = h_{fe} \cdot \frac{I_e}{(1 + h_{fe})} \quad \text{o bien} \quad h_{fe} \cdot I_b = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} \cdot I_e = h_{ib} \cdot I_e \quad (\text{II.46.})$$

estableciendo esta ecuación (II.46.) la relación de conversión del parámetro ganancia dinámica de corriente de emisor a base común. Veamos los valores numéricos que corresponden al transistor usado en nuestro circuito y bajo las condiciones de polarización ya determinadas. Para tal fin del manual extraemos que los valores típicos absolutos para $I_C = 1 \text{ mA}$ - $V_{CE} = 3 \text{ V}$ - $f = 1 \text{ KHz}$ - $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ son:

$$h_{fe} = 110 \quad - \quad h_{ie} = 3,5 \cdot 10^3 = 3,5 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 15,6 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}$$

suministrándose también las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente I_C . por lo que operando con ellas para nuestra $I_{CQ} = 0,87 \text{ mA}$ se obtiene:

$$h_{fe} = 1 \cdot 110 = 110 \quad - \quad h_{ie} = 1,1 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 3,85 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 0,9 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 14 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 71 \text{ KOhm.}$$

con lo que los dos parámetros de base común resultan:

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{3,85 \cdot 10^3}{111} = 34,7 \text{ Ohm} = R_i \quad \quad h_{ib} = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} = \frac{110}{111} = 0,901$$

y las resistencias de entrada del amplificador y del sistema, en este caso serán:

$$R_{iA} = R_i // R_E = h_{ib} // R_E \quad (\text{II.47.}) \quad \text{y por los valores que adoptan ambas variables, normalmente} \quad R_{iA} = h_{ib} = 34,7 \text{ Ohm}$$

$$R_{is} = R_s + R_{iA} = 300 + 34,7 = 334,7 \text{ Ohm}$$

Por otra parte, la Resistencia de Carga Dinámica es:

$$R_d = R_C // R_L = \frac{4,7 \cdot 5 \cdot 10^3}{4,7 + 5} = 2,42 \text{ KOhm}$$

En lo que sigue supondremos que la resistencia de salida de esta configuración es tan grande que en el circuito analizado puede suponerse ($1/h_{oe}$) un circuito abierto. Así, la ganancia de tensión para la configuración base común es:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{eb}} \quad (II.48.) \quad A_V = \frac{-h_{fe}}{-h_{ie}} \cdot R_d = gm \cdot R_d \quad (II.49) \quad A_V = \frac{110}{3,85 \cdot 10^3} \cdot 2,42 \cdot 10^3 = 69,14$$

Por comparación de las ecuaciones (II.41.) y (II.49.) se desprende que un base común gana en tensión, lo mismo que un emisor común con igual resistencia de carga dinámica con la diferencia que el base común no introduce el desfasaje de 180 ° entre la tensión de salida y la de entrada.

De igual forma a las otras configuraciones:

$$A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_s} = 69,14 \cdot \frac{34,7}{334,7} = 7,17$$

notándose una extrema disminución desde A_V hacia A_{Vs} debido al reducido valor de R_{iA} comparado con el correspondiente a R_s . En cuanto a la ganancia de corriente:

$$A_I = \frac{I_o}{I_e} \quad (II.50.) \quad A_I = \frac{h_{fe}}{(1+h_{fe})} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = h_{fb} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (II.51.) \quad A_I = 0,901 \cdot \frac{4,7}{4,7 + 5} = 0,437$$

en tanto que: $A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} \quad (II.52.) \quad A_{IA} = A_I \cdot \frac{R_E}{R_E + R_i} \quad (II.53.) \quad A_{IA} = 0,437 \cdot \frac{3,3}{3,3 + 34,7} = 0,432$

con lo que se verifica que la configuración base común no presenta ganancia de corriente.

Realizaremos ahora el análisis detallado respecto de la resistencia de salida del transistor en la configuración base común. A tal efecto partiendo del circuito equivalente de la figura II.20. y sólo para el transistor, con su entrada a circuito abierto, procedemos a someterlo a la medición tal como se detalla en la figura II.21. En dicho circuito, planteando la ecuación de malla se tiene:

$$V + (h_{fe} + 1) I_b \cdot (1/h_{oe}) + I_b \cdot h_{ie} = 0$$

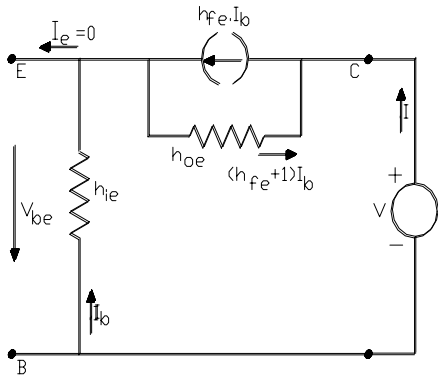


Figura II.21.

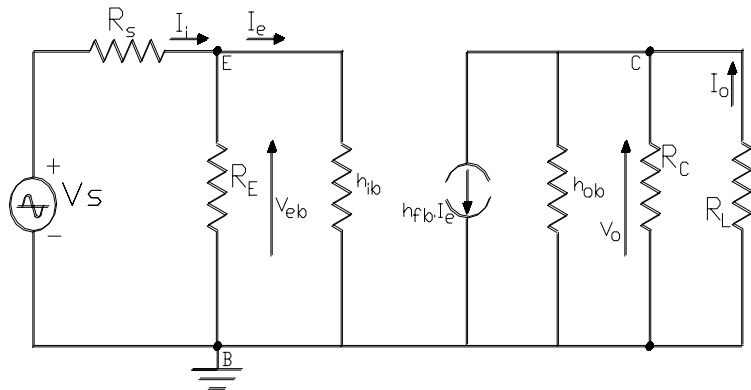


Figura II.22.

como la entrada se encuentra a circuito abierto $I_e = 0$, de modo que $I = -I_b$ y como $\frac{h_{fe} + 1}{h_{oe}} \gg h_{ie}$ resulta que, aproximadamente:

$$h_{ob} = \frac{I}{V} = \frac{h_{oe}}{h_{fe} + 1} \quad \text{o bien} \quad \frac{1}{h_{ob}} = r_o \cdot (h_{fe} + 1) \quad (II.54)$$

cuyo valor es:

$$h_{ob} = 14 \cdot 10^{-6} / 111 = 12,6 \cdot 10^{-8} \text{ (A/V)} \quad \text{ó} \quad (1/h_{ob}) = 111 \cdot 71 \cdot 10^3 = 7,9 \text{ MOhm}$$

En consecuencia, mediante las expresiones (II.45.), (II.46.) y (II.54.) se puede transformar el circuito equivalente de la figura II.20. en otro en donde se represente al transistor mediante un modelo híbrido aproximado con los parámetros de base común, tal como se indica en la figura II.22. Así, las resistencias de salida de esta configuración resultan:

$$R_o = (1/h_{ob}) = 7,9 \text{ MOhm} \quad - \quad R_{oA} = R_o/R_C = R_C = 4,7 \text{ KOhm} \quad - \quad R_{oS} = R_{oA}/R_L = R_d = 2,42 \text{ KOhm}$$

II.5. - COMPARACIÓN CARACTERÍSTICAS DE LAS CONFIGURACIONES BIPOLARES:

En los apartados II.2., II.3. y II.4. se han estudiado las tres configuraciones básicas del transistor bipolar como amplificador de pequeña señal. En lo que respecta al comportamiento dinámico en baja frecuencias se analizaron las dependencias de la ganancia de tensión, ganancia de corriente, resistencia de entrada y resistencia de salida con respecto a los parámetros dinámicos del transistor y a las resistencias de carga dinámica y del excitador, llevándose a cabo los cálculos correspondientes al ejemplo numérico que se eligió para cada configuración.

Como resumen de todo ello puede indicarse que:

- a) la configuración Emisor Común es la única que presenta a la vez ganancias de tensión y de corrientes mayores que la unidad. Es la más versátil y útil de los tres tipos de etapas. Tanto Ri como Ro varían poco con los cambios en RL y Rs y sus valores característicos se ubican entre los valores que corresponden a las otras dos configuraciones. Para obtener la máxima ganancia de tensión no sólo Rs debe ser nula, sino que Rd debe ser mucho mayor que h_{oe}⁻¹. Tales valores de Rd superiores a 10 KOhm no son muy frecuentes en los casos prácticos. Dicha ganancia de tensión posee una componente de 180° de fase por lo que se dice que es una ganancia inversora.
- b) La etapa de Base Común no puede proporcionar ganancia de corriente. La ganancia de tensión es alta (aproximadamente igual a la del emisor común con igual carga). La resistencia de entrada es la mas pequeña mientras que la resistencia de salida es la mayor de las tres configuraciones. Esta configuración tiene sólo algunas aplicaciones: para adaptar una alta resistencia de carga y ser excitada con un generador de tensión de muy baja resistencia interna, como etapa con ganancia no inversora, como generador de corriente constante en circuitos de barrido y en etapas amplificadoras de muy altas frecuencias.
- c) Esta configuración permite conseguir que la etapa se comporte como Seguidor de Emisor. En él la ganancia de corriente es alta (aproximadamente igual que para la etapa Emisor Común), si bien no puede proveer ganancia de tensión, en el seguidor se busca una transferencia unitaria, la resistencia de entrada es la más alta y la resistencia de salida es la mas baja de las tres configuraciones. Se emplea frecuentemente como etapa separadora entre una alta resistencia de excitación y una resistencia de carga pequeña.

Parámetro	Emisor Común	Colector Común	Base Común
A _I	A _I = h _{fe} 100	A _I = -(1 + h _{fe}) -91	A _I = h _{tb} = h _{fe} /(1+h _{fe}) 0,901
A _V	A _V = -gm · R _d -61,9	A = 1 0,94	A _V = gm · R _L 69,14
R _i	R _i = h _{ie} 2,1 KOhm	R _i = h _{ie} + (h _{fe} + 1)R _d 24,8 KOhm	R _i = h _{ib} 34,7 Ohm
R _o	R _o = r _o = h _{oe} ⁻¹ 32 KOhm	R _o = h _{ib} + (R _s /h _{fe}) 104,3 Ohm	R _o = h _{ob} ⁻¹ 7,9 MOhm

Tabla II.1.

Asimismo, como metodología a emplear para el estudio de este tipo de amplificadores, sobre todo en etapas con circuitos más complejos conviene señalar unas reglas simples que facilitarán dicha labor:

- 1.- El diagrama del circuito a analizar debe dibujarse con cuidado y limpieza;
- 2.- Para cada transistor del circuito marcar sus puntos B (Base), C (Colector) y E (Emisor) y tomarlos como puntos de referencia a la hora de dibujar sus circuitos equivalentes;
- 3.- Reemplazar cada transistor por su modelo con parámetros h;

4.- Transferir los elementos pasivos del circuito desde el circuito original a este circuito equivalente del amplificador. Mantener las posiciones relativas de estos elementos;

5.- Sustituir cada generador de continua por su resistencia interna: Normalmente sólo tendremos baterías o fuentes de tensión constante que serán un cortocircuito para la señal;

6.- Resolver el circuito activo lineal resultante mediante el empleo de las Leyes y Teoremas de circuitos lineales

El planteamiento de estas reglas es un método general. Es conveniente, sin embargo, el desarrollar otros métodos rápidos, que permitan el análisis casi por simple inspección, que puedan ser utilizados ante ciertas situaciones, como por ejemplo las configuraciones en B.C., C.C. o sus derivadas.

II.6. - REFLEXIÓN DE IMPEDANCIAS EN LA UNIÓN BASE-EMISOR:

Los resultados obtenidos en el seguidor de emisor sugieren una regla o propiedad que facilita los cálculos notablemente. Recordemos que en el seguidor de emisor, la resistencia de entrada, tal como se definía en la figura II.4. era:

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_d$$

Tal resultado muestra mirando desde la base, tal como se representa en la figura II.8. a la entrada del amplificador C.C. se ve h_{ie} en serie con la impedancia original entre emisor y tierra multiplicada por $(h_{fe} + 1)$. Por supuesto la corriente por esta resistencia $(1 + h_{fe}) R_e$ es $I_b = I_e / (1 + h_{fe})$.

En resumen, cuando estemos dibujando un circuito equivalente, podemos reflejar el circuito del emisor al terminal B simplemente multiplicando la impedancia de este circuito de emisor por $(h_{fe} + 1)$.

Si ahora consideramos la Resistencia de salida del mismo circuito en C.C., también de la figura II.4. y de acuerdo con la expresión II.28. tenemos:

$$R_o = \frac{(R_s // R_{BT})}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})}$$

Podemos ahora considerar que cuando reflejamos el circuito de base hacia el emisor, la impedancia del circuito de base aparece dividida por $(h_{fe} + 1)$. Tal situación viene reflejada en el circuito equivalente de la figura II.11.

Recordemos que estos resultados son aproximados por haberse despreciado el parámetro h_{ie} , hecho que no introduce error práctico en la gran mayoría de los casos. La técnica de la reflexión de impedancias a través de la unión base-emisor sirve como regla nemotécnica a la hora de efectuar análisis rápidos de estructuras algo mas complejas como las que veremos en el futuro.

II.7. - CIRCUITO AMPLIFICADOR CON RESISTENCIA EN EMISOR (Emisor Común con R_e sin Puentear):

El esquema circuital correspondiente a este amplificador se representa en la figura II.23. en donde puede constatarse que los circuitos de excitación y carga se encuentran conectados como en el amplificador emisor común, es decir excitador entre el terminal de base y tierra y carga entre el terminal de colector y masa. La diferencia ahora es que en el terminal de emisor la resistencia total se halla constituida por dos resistores, uno que simultáneamente dispone de "bypass" para las componentes dinámicas (capacitor en paralelo) tal como ocurría en el emisor común, y otro generalmente de mucho menor valor que forma parte tanto del circuito equivalente estático como del circuito equivalente dinámico (sin "bypass").

Efectivamente, el circuito equivalente para las componentes de C.C. y su posterior análisis en nada se diferencian a lo ya estudiado, con la única aclaración de que para dichas componentes, la resistencia total del circuito de emisor será $R_E + R_e$. En cambio el circuito equivalente dinámico se diferencia de todos los ya estudiados atento a que para dichas

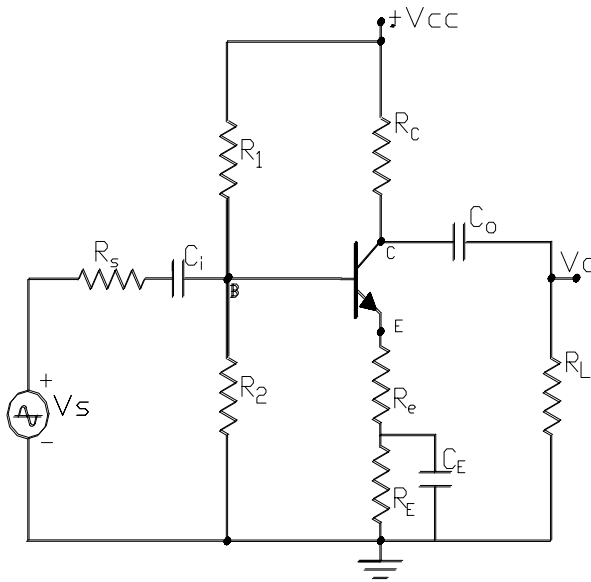


Figura II.23.

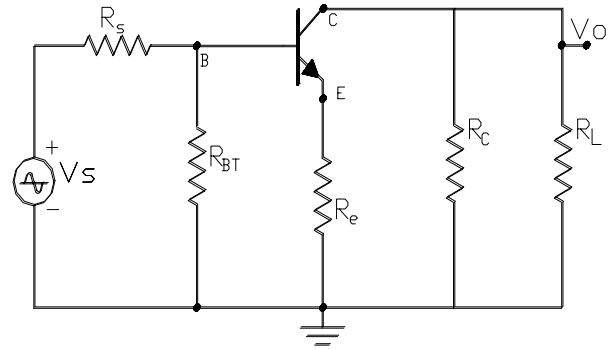


Figura II.24.

señales el transistor deja de tener su emisor a masa y para su análisis llevamos a cabo dicho circuito equivalente en la figura II.24.

De acuerdo con los conceptos relativos a la función de R_E para las componentes de C.C., se podría adelantar ya, que en este circuito equivalente dinámico habrá una realimentación negativa también de las componentes de señal, por lo que como ya se analizó, entre otros efectos, ello causará una disminución de la ganancia, con respecto a lo obtenido en el amplificador emisor común de igual transistor y carga.

Partiendo del circuito de la figura II.24. y reemplazando al transistor por su modelo híbrido simplificado se obtiene el circuito que se representa en la figura II.25.

En dicho circuito, desdoblando el generador controlado del circuito de salida conectado entre los nodos de colector y emisor sin que se modifiquen las ecuaciones de la primera ley de Kirchoff de ambos nodos, se podrá pasar a estudiar otro circuito equivalente, tal como el indicado en la figura II.26.

En este último circuito, la corriente por R_e resulta ser la suma de la de base I_b más la de colector ($h_{fe} \cdot I_b$), por lo que la diferencia de potencial en R_e resulta ser:

$$R_e \cdot I_b + R_e \cdot h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_e = V_{Re}$$

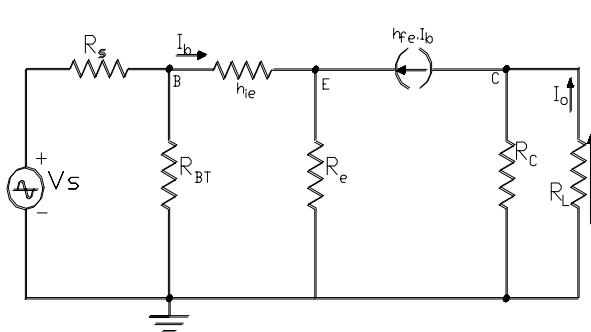


Figura II.25.

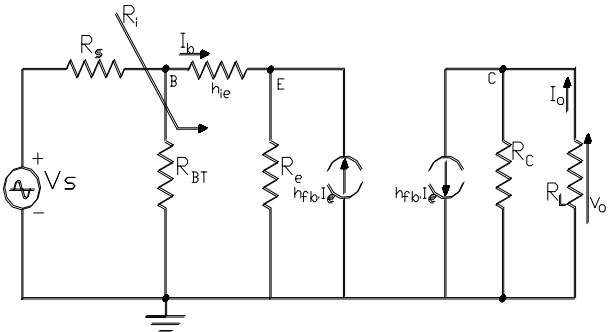


Figura II.26.

Aquí puede obviarse la inclusión del generador controlado $h_{fe} \cdot I_b$ de la parte de entrada del circuito, modificando la resistencia desde el valor R_e a un nuevo valor $(1 + h_{fe}) \cdot R_e$, así al circular por ella solo la corriente de entrada I_b , en dicho nuevo valor de resistencia se desarrollará la misma diferencia de potencial V_{Re} y se habrá logrado un circuito totalmente equivalente al de la figura II.26. pero mucho más simple, tal como se representa en la figura II.27.

Notar que una vez más el análisis precedente nos llevó a reconocer la propiedad de reflexión de impedancias de la unión base-emisor ya que R_e físicamente conectada en el circuito de emisor aparece en el circuito de la figura II.27, reflejada sobre el circuito de base (ya que es circulada por la corriente I_b) y por ello su valor es amplificado por $(1 + h_{fe})$. La simplicidad a que alude el párrafo precedente puede apreciarse si se intenta determinar, por ejemplo la resistencia de entrada R_i en circuitos.

Desactivando la fuente de excitación, en el circuito de la figura II.26 R_i no es posible determinarla por simple asociación serie o paralelo (en este caso serie) de resistencias ya que las corrientes en ambas ramas no son homogéneas. En cambio en el circuito de la figura II.27. tanto en h_{ie} como en la rama $R_e \cdot (1 + h_{fe})$ circula la misma corriente I_b , motivo por el cual, aquí si se puede establecer que:

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e \quad (II.55.)$$

también: $R_{iA} = R_{BT} // R_i$ o sea: $R_{iA} = R_{BT} // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e]$ (II.56.) y $R_{is} = R_s + R_{iA}$

La ecuación (II.55.) y por comparación con el amplificador emisor común, muestra otra propiedad de la realimentación negativa de señal que incorpora la presencia del R_e sin puentear: INCREMENTA LA RESISTENCIA DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR.

En cuanto a la ganancia de tensión, en este amplificador, en la misma figura II.27. y con $R_d = R_C // R_L$ se tiene:

$$V_o = -h_{fe} \cdot I_b \cdot R_d \quad \text{y} \quad V_i = I_b \cdot [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e]$$

en consecuencia:

$$A_{VA} = \frac{V_o}{V_i} \quad \text{y reemplazando:} \quad A_{VA} = \frac{-h_{fe} \cdot R_d}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e} \quad (II.57.)$$

Nuevamente comparando este resultado con lo obtenido para la configuración emisor común en la ecuación (II.41.) se comprueba lo ya anticipado en cuanto a que la presencia del R_e sin puentear, es decir la realimentación negativa de la señal hace disminuir la ganancia de tensión. Sin embargo y especialmente para aquellos excitadores de alta resistencia interna (valor de R_s grande) dicha disminución de la ganancia de tensión puede ser recuperada debido a que el aumento de la resistencia de entrada permitirá un mejor aprovechamiento de la tensión de excitación, lo cual puede comprobarse en términos de:

$$A_{Vs} = A_{VA} \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}}$$

Finalmente y a los fines de evaluar la resistencia de salida de este circuito, pasaremos a estudiar el circuito equivalente para la medición, según el procedimiento ya descrito, tal como se indica en la figura II.28. En él, planteando la segunda Ley de Kirchoff en la malla que incluye al generador V . se tiene:

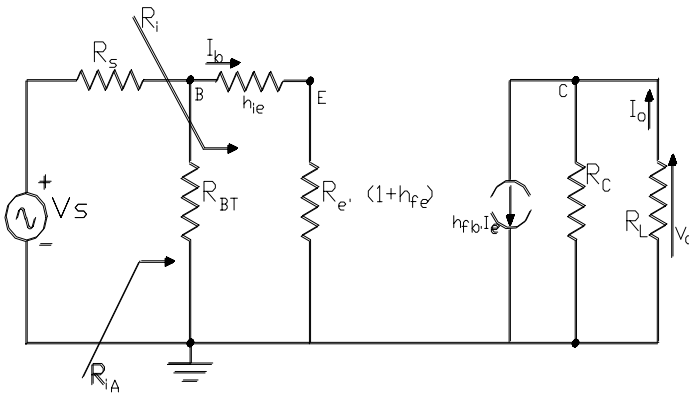


Figura II.27.

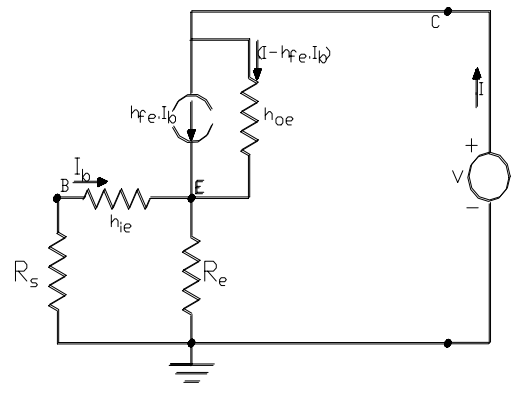


Figura II.28.

$$V - (I - h_{fe} \cdot I_b) \cdot h_{oe}^{-1} + I_b \cdot (R_s + h_{ie}) = 0$$

pero en el circuito base-emisor: $I_b \cdot (R_s + h_{ie}) = -I \cdot \frac{R_e \cdot (R_s + h_{ie})}{R_e}$ por lo que $I_b = -I \cdot \frac{R_e}{R_s + h_{ie}}$

$$R_e + (R_s' + h_{ie}) \qquad R_e + (R_s' + h_{ie})$$

reemplazando en la ecuación de malla:

$$V - (1 + h_{fe}) \cdot I \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s' + h_{ie}} \cdot h_{oe}^{-1} - I \cdot \frac{R_e \cdot (R_s' + h_{ie})}{R_e + (R_s' + h_{ie})} = 0$$

luego despreciando el último término frente al anterior:

$$V = I \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s' + h_{ie}} \right) \cdot h_{oe}^{-1}$$

y como $R_o = \frac{V}{I}$ resulta:

$$R_o = h_{oe}^{-1} \cdot \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s' + h_{ie}} \right) \quad (II.58.)$$

pudiéndose observar que la presencia del resistor R_e sin puentear produce también un aumento en la resistencia de salida respecto a la configuración emisor común.

II.7.1. - Circuito Amplificador Divisor de Fase - Ejemplo:

En el circuito indicado en la figura II.29. se presenta otra aplicación práctica en donde a partir de la configuración amplificadora recién estudiada y con el agregado de un segundo terminal de salida en el emisor se dispone de un dispositivo tal que a partir de una única fuente de excitación, es capaz de entregar dos señales de salida con fase opuesta entre sí y con la posibilidad de ser iguales en magnitud, circuito este último que recibe la denominación de Inversor de habla o de fase.

Es de destacar que como veremos en el futuro puede surgir la necesidad de contar con dos señales iguales en magnitud y opuestas en fase para excitar a algún dispositivo electrónico como por ejemplo a aquellos denominados amplificadores simétricos.

a) Estudio del comportamiento estático:

Observemos que al abrir todos los condensadores del circuito amplificador de la figura II.29 se tiene el circuito equivalente estático ya estudiado de la figura I.25, en donde:

$$V_{BT} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{47}{82 + 47} = 3,64 \text{ V}; \quad \text{y} \quad R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{82 \cdot 47 \cdot 10^3}{82 + 47} = 29,88 \text{ KOhm}$$

$$\text{Entonces:} \quad I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT}/h_{FE})} = \frac{3,64 - 0,7}{(3,3 + 0) \cdot 10^3} = 0,89 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual se obtiene un $h_{FE} = 100$ por lo que $(R_{BT}/h_{FE}) = 29880/100 = 299 \text{ Ohm}$ que solo es despreciable frente a $R_E = 3,3 \text{ KOhm}$.

$$\text{Entonces:} \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) = 10 - 0,89 \cdot (3,3 + 3,3) = 4,13 \text{ V}$$

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 $I_{CQ} = 0,89 \text{ mA}$ se obtiene:

$$h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100 \quad - \quad h_{ie} = 1,1 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 3,85 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 0,9 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 14 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 71 \text{ KOhm.}$$

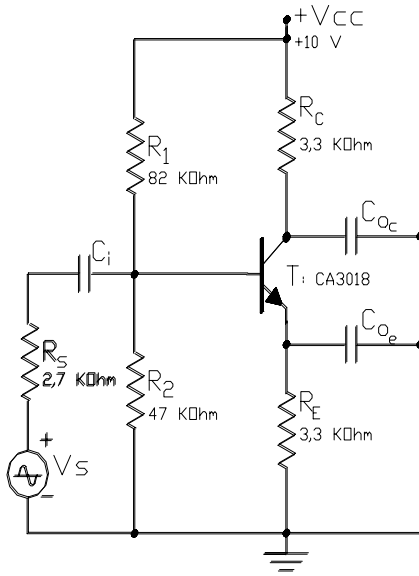


Figura II.29.

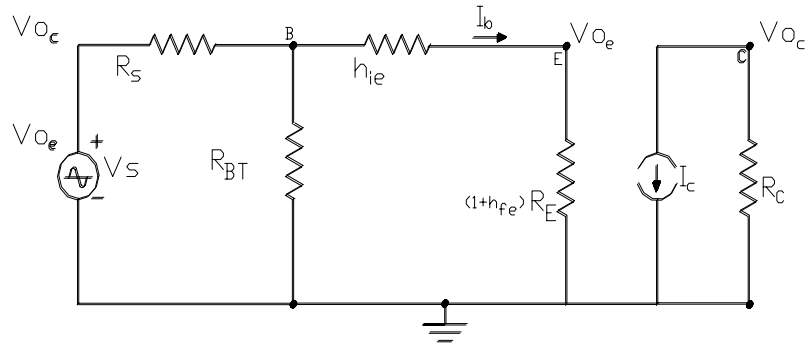


Figura II.30.

y procedemos a llevar a cabo el circuito equivalente dinámico tal como se indica en la figura II.30. En ella, la salida por emisor se encuentra cargada por el resistor $R_E = 3,3 \text{ KOhm}$ y dado el valor de r_o , se verifica que $R_d' = R_E$, y en consecuencia

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E = 3,85 \cdot 10^3 + (1 + 100) 3,3 \cdot 10^3 = (3,85 + 333,3) \cdot 10^3 = 337,15 \text{ KOhm}$$

Así, la resistencia de entrada al amplificador es: $R_{iA} = R_i // R_{BT} = \frac{29,88 \cdot 337,15 \cdot 10^3}{29,88 + 337,15} = 27,45 \text{ KOhm}$

con lo que $R_{is} = R_{iA} + R_s = 27,45 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 = 30,15 \text{ KOhm}$

Para dicha salida por emisor definimos una ganancia $A_{V_e} = \frac{V_{oe}}{V_i} = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_E}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E]} = \frac{333,3}{337,15} = 0,99$ (II.59.)

mientras que para la salida por colector se tiene otra $A_{V_c} = \frac{V_{oc}}{V_i} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E]} = \frac{-330}{337,15} = -0,98$ (II.60.)

y refiriéndolas a la fuente ideal de excitación: $A_{V_s} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}} = 0,99 \cdot \frac{27,47}{30,15} = 0,9$ y $A_{V_{cs}} = -0,9$

Uno de los inconvenientes que presenta este circuito es que la resistencia de salida por colector resulta notoriamente distinta a la resistencia de salida por emisor, así mientras la primera se ajusta a la ecuación (II.58) y por lo tanto resulta:

$$R_o = h_{oe}^{-1} \cdot \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_E}{R_E + R_s' + h_{ie}} \right) = 71 \cdot 10^3 \cdot \left(1 + 100 \cdot \frac{3,3}{3,3 + 2,48 + 3,85} \right) = 2,44 \text{ MOhm}$$

la resistencia de salida por emisor es mucho menor y responde a la ecuación (II.28) arrojando como resultado un valor igual a:

$$R_o = \frac{(R_s/R_{BT})}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{2,47 \cdot 10^3}{(1 + 100)} + \frac{3,85 \cdot 10^3}{(1 + 100)} = 62,6 \text{ Ohm}$$

II.8.- AMPLIFICADOR SEGUIDOR BOOT STRAP - Ejemplo:

Según hemos visto las particulares características de cada una de las configuraciones amplificadoras de bajo nivel estudiadas hasta aquí, particularmente a través de los ejemplos numéricos y los problemas de aplicación resueltos, pueden verse enmascaradas o modificadas por la presencia de las redes auxiliares de polarización del transistor. Las expresiones de las ecuaciones transferencia, resistencias de entrada y de salida tienen en cuenta dichas influencias. En los problemas de proyecto de etapas amplificadoras simples puede observarse como estos circuitos de polarización condicionan el desarrollo o solución de los mismos.

En el caso concreto de la configuración colector común, tal como la que se analizó en la figura II.12, por un lado en la salida del amplificador el componente de polarización y estabilización R_E produce influencia sobre el valor de la resistencia de carga dinámica R_d y a través de ésta influye tanto sobre la ganancia A_{VA} como en la resistencia de entrada R_i ya que:

$$R_d = R_E // R_L \qquad R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d \qquad A_V = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_d}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d]}$$

Además la condición de seguidor imponía que la etapa cumpliera con la relación:

$$(1 + h_{fe}) R_d \gg h_{ie}$$

lo cual puede verse dificultado ya que al intervenir en el equivalente paralelo R_d , la resistencia R_E puede llegar a entorpecer el cumplimiento de dicha condición.

Por otro lado, el circuito de polarización de la base del transistor a través de su equivalente R_{BT} pone en evidencia su influencia cuando se evalúa la resistencia de entrada del amplificador:

$$R_{iA} = R_{BT} // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d]$$

y los requisitos de estabilización (que pueden llegar a requerir un cierto valor máximo de R_{BT}) pueden apantallar la característica de etapa separadora inherente a su alto valor de resistencia de entrada. Pero no solo eso, esta influencia a su vez puede llegar a anular la característica seguidora, ya que si bien A_V puede llegar a hacerse próxima a la unidad, al evaluarse la ganancia de tensión del sistema, la misma puede caer notoriamente, debido al divisor:

$$A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}}$$

Se comprende entonces que al considerarse las redes de polarización las mismas no solo pueden llegar a comprometer un alto valor de Resistencia de Entrada sino que tampoco es posible conseguir una Transferencia de Tensiones del tipo Seguidora.

En algunas aplicaciones de muy bajo nivel, en donde es posible sacrificar requerimientos de estabilización y con la finalidad de hacer prevalecer un comportamiento dinámico tan cercano como sea posible al de una etapa seguidora pueden emplearse componentes y hasta configuraciones que no respeten las recomendaciones emanadas para un adecuado comportamiento estático. Otras veces en donde a la par de la característica de alta resistencia de entrada se necesita buena estabilización, es frecuente la utilización de otra configuración, también seguidora pero en donde se mejora la calidad estabilizadora del circuito de polarización. Dicho circuito, denominado BOOT STRAP se representa en la figura II.31.

De dicho circuito analizaremos en primer término las condiciones de polarización y estabilización. Para tal fin llevamos a cabo un circuito equivalente estático resultado de abrir todos los capacitores físicos del circuito y posteriormente aplicar el Teorema de Thevenin entre el Nodo (3) y (T) a lo largo de la malla constituida por V_{cc} , R_1 y R_2 . El circuito resultante se ha representado en la figura II.32 y el generador y resistencia de Thevenin se calculan seguidamente:

$$V_{3T} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \frac{120}{120 + 47 \cdot 10^3} = 10,8 \text{ V}; \qquad R_{3T} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{120 \cdot 47 \cdot 10^3}{120 + 47 \cdot 10^3} = 33,8 \text{ KOhm}$$

$$R_1 + R_2 \quad 120 + 47$$

$$R_1 + R_2 \quad 120 + 47$$

A partir del nuevo circuito equivalente, por similitud de la malla de entrada o (II) con los circuitos ya estudiados se puede establecer que la corriente de reposo resultará:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + [(R_{3T} + R_3)/h_{FE}]} = \frac{10,8 - 0,7}{(4,7 + 0,22) \cdot 10^3} = 2,05 \text{ mA} \quad \text{con } h_{FE} \text{ del Manual: } 200 \text{ para } I_C = 2 \text{ mA}$$

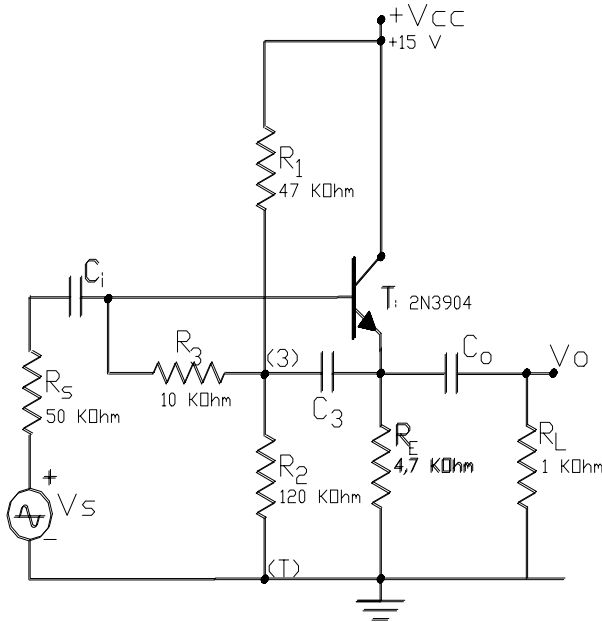


Figura II.31.

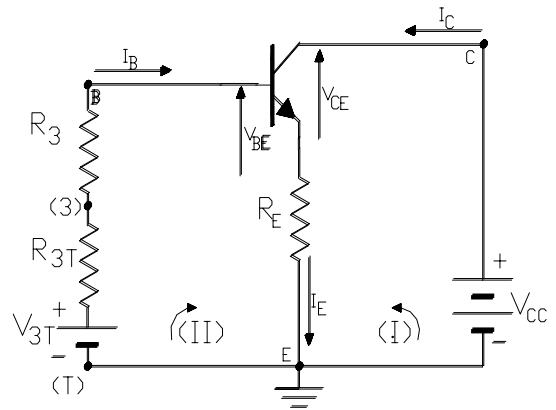


Figura II.32.

La tensión de reposo se obtiene analizando la malla de salida o (I):

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 15 - 2 \cdot 4,7 = 5,6 \text{ V}$$

Con la corriente de reposo verificada y con idea de realizar seguidamente el estudio dinámico del circuito, recurrimos al Manual para obtener los parámetros híbridos:

$$h_{fe} = 200 ; \quad h_{ie} = 3,7 \text{ Kohm} ; \quad h_{oe} = 17 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \quad \text{así } r_o = \frac{1}{h_{oe}} = 58,8 \text{ KOhm}$$

con lo que el modelo dinámico para bajo nivel se indica en la figura II.33.

En esta configuración, como en todo circuito seguidor de emisor, los bornes de entrada o de excitación en donde se conecta la fuente de señal con su respectiva resistencia interna (V_s , R_s) es el de la base (b) y tierra (t) pudiéndose observar que para las señales, el colector (c) se halla vinculado con tierra (t), mientras que la carga R_L se encuentra conectada entre los terminales de emisor (e) y tierra (t); es decir que los terminales superiores de base (b) y emisor (e) conforman respectivamente, los terminales de entrada y de salida del amplificador.

Entre dichos terminales de entrada y salida se encuentra conectado el resistor R_3 tal como se ilustra en la figura II.34. en la que el cuadripolo representa al resto del circuito amplificador colector común con sus correspondientes corrientes y tensiones de entrada y salida. En este esquema equivalente puede desarrollarse el Teorema de Miller que en términos generales expresa la manera en que se refleja sobre la entrada y la salida del amplificador una impedancia cualquiera conectada entre la entrada y la salida del mismo, tal como la R_3 .

Si aquí I_i circulara enteramente a través de R_3 la misma puede determinarse haciendo:

$$V_i - V_o$$

$$R_3 = \frac{V_i}{I_i}$$

En nuestro caso al tratarse de un amplificador colector común su resistencia de entrada es normalmente mucho mayor a R_3 por lo que con cierto error puede suponerse que toda la I_i circula por R_3 . Además en dicha configuración $V_o = A_V \cdot V_i$ con A_V aproximadamente igual a la unidad, con lo que:

$$R_3 = \frac{V_i (1 - A_V)}{I_i}$$

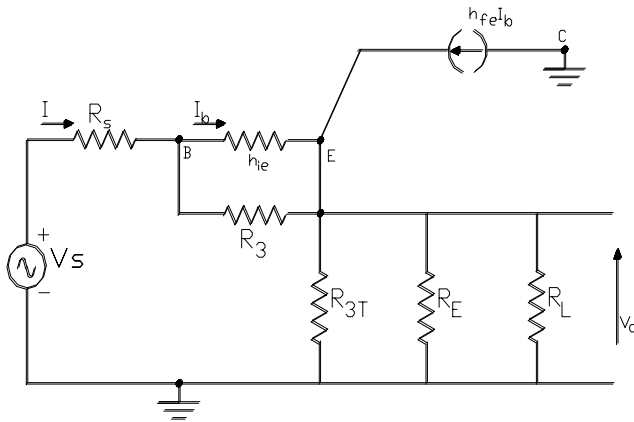


Figura II.33.

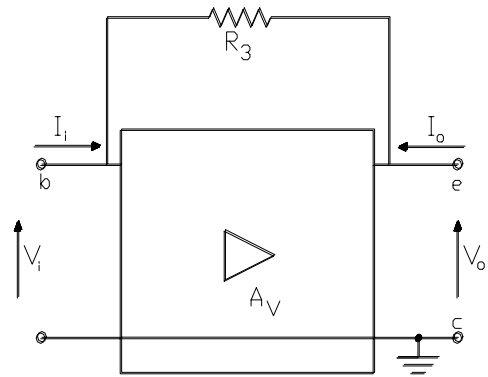


Figura II.34.

En el esquema estudiado, tal como se han planteado las cosas, el cociente (V_i / I_i) representa la forma en que la resistencia R_3 se refleja sobre los terminales de entrada del amplificador y que llamaremos R_{3i} . En nuestro caso:

$$R_{3i} = \frac{R_3}{(1 - A_V)} \quad \text{(II.61.)} \quad \text{y análogamente, } R_3 \text{ reflejada sobre la salida resulta: } R_{3o} = \frac{R_3}{[1 - (1/A_V)]} \quad \text{(II.62.)}$$

y si como se ha dicho A_V posee un valor próximo a la unidad, ambas resistencias reflejadas resultan de valor tendiente a infinito con lo que ya las características intrínsecas del colector común dejan de ser apantalladas por la presencia de la red de polarización de base del transistor.

Hagamos el análisis del circuito de la figura II.33.. En él definimos como resistencia dinámica de carga al paralelo:

$$R_d = R_{3T} // R_E // R_L = 33,8 \text{ K} // 4,7 \text{ K} // 1 \text{ K} = 0,8 \text{ KOhm}$$

Entonces en la entrada:

$$I_b = I \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}} \quad \text{mientras que, en la salida: } V_o = (I + h_{fe} \cdot I_b) \cdot R_d \quad \text{y la tensión de entrada } V_i = V_o + I(R_3 // h_{ie})$$

luego reemplazando I_b y determinando los pertinentes cocientes se obtiene:

$$A_V = \frac{R_d [1 + h_{fe} \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}]}{h_{ie} \cdot R_3} \quad \text{(II.64.)} \quad \text{y} \quad R_i = \frac{h_{ie} \cdot R_3}{h_{ie} + R_3} + R_d [1 + h_{fe} \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}]$$

$$\frac{\dots}{h_{ie} + R_3} + R_d \left[1 + h_{fe} \frac{\dots}{h_{ie} + R_3} \right]$$

reemplazando los valores numéricos se obtiene:

$$A_v = \frac{800 \left[1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10} \right]}{3,7 \cdot 10^4 + 800 \left[1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10} \right]} = 0,98 \quad \text{y} \quad R_i = \frac{3,7 \cdot 10^4}{3,7 + 10} + 800 \left[1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10} \right] = 120,3 \text{ KOhm}$$

mientras que por Miller, la carga de R_3 a la entrada y a la salida sería:

$$R_{3i} = \frac{10^4}{(1 - 0,98)} = 500 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_{3o} = \frac{10^4}{[1 - (1/0,98)]} = 490 \text{ KOhm}$$

que como puede comprobarse, casi no cargan sobre dichos circuitos.