

TEMA 3

Respuesta en frecuencia de amplificadores

3.1.- Introducción

El análisis de amplificadores hecho hasta ahora ha estado limitado en un rango de frecuencias, que normalmente permite ignorar los efectos de los elementos capacitivos, considerando únicamente elementos resistivos y fuentes. En este tema se estudia los efectos en frecuencia introducidos por condensadores de gran valor, generalmente externos, que limitan la frecuencia baja de operación del amplificador, y condensadores internos a los dispositivos activos que limitan su comportamiento en alta frecuencia.

Generalmente, el análisis en frecuencia de un amplificador se realiza sobre un rango muy variable de valores de frecuencia. Para facilitar su caracterización se utiliza escalas logarítmicas en términos de *decibelio*. Inicialmente, el decibelio tuvo su origen para establecer una relación entre potencia y niveles de audio en escala logarítmica. Así, un incremento de nivel de potencia, por ejemplo de 4 a 16 W, no corresponde con un nivel de audio multiplicado por un factor de 4 (16/4), sino de 2 puesto que $(4)^2$. La definición de *bel*, cuyo nombre se debe a Alexander Graham Bell, relativa a dos niveles de potencia P_1 y P_2 es

$$G = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (3.1)$$

El bel es una unidad demasiado grande y para aplicaciones prácticas se utiliza el término decibelio (dB) definido como $1\text{dB}=0.1\text{bel}$ o

$$G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (3.2)$$

Existe una segunda definición del decibelio aplicada más frecuentemente que opera sobre tensiones en vez de potencias. Si consideramos la potencia disipada por una resistencia, $P_1=(V_1)^2/R_1$, entonces sustituyendo en 3.2, se obtiene

$$G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad (3.3)$$

En este tema se utilizará ésta última definición del decibelio. En la Tabla 3.1 se indica la conversión de entre la ganancia de un amplificador y su representación en dB. Por ejemplo, -6dB es un amplificador con una atenuación de 0.5, 0 dB corresponde a un amplificador de ganancia 1, 20 dB ganancia 10, etc...

V_o/V_i	dB
0.5	-6
0.707	-3
1	0
2	6
10	20
40	32
100	40
1,000	60
10,000	80

Tabla 3.1. Conversion a dB

3.2.- Consideraciones generales sobre frecuencia

La presencia de condensadores en un amplificador hace que la ganancia de éste dependa de la frecuencia. Los condensadores de acoplo y desacoplo limitan su respuesta a baja frecuencia, y los parámetros de pequeña señal de los transistores que dependen de la frecuencia así como las capacidades parásitas asociadas a los dispositivos activos limitan su respuesta a alta frecuencia. Además un incremento en el número de etapas amplificadoras conectadas en cascada también limitan a su vez la respuesta a bajas y altas frecuencias.

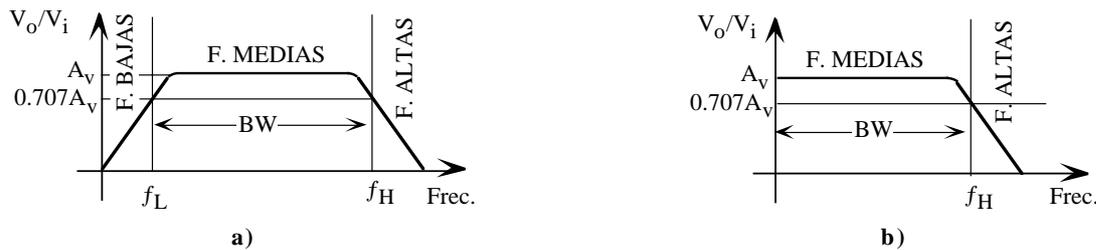


Figura 3.1. Ganancia de un amplificador frente a la frecuencia para **a)** amplificador general, **b)** amplificador sin condensadores de acoplo y desacoplo (amplificador directamente acoplado).

En la figura 3.1.a se muestra la ganancia de un amplificador en función de la frecuencia. Claramente se identifican tres zonas: frecuencia bajas, frecuencias medias y frecuencias altas. A frecuencias bajas, el efecto de los condensadores de acoplo y desacoplo es importante. A frecuencias medias, esos condensadores presentan una impedancia nula pudiéndose ser sustituidos por un cortocircuito. A frecuencias altas, las limitaciones en frecuencia de los dispositivos activos condicionan la frecuencia máxima de operación del amplificador. Esas zonas están definidas por dos parámetros: frecuencia de corte inferior o f_L y frecuencia de corte superior o f_H . Ambos parámetros se definen como la frecuencia a la cual la ganancia del amplificador decae en $1/\sqrt{2}$ o 0.707 con respecto a la ganancia del amplificador a frecuencias medias. El ancho de banda del amplificador o *bandwidth* (BW) se define como

$$BW = f_H - f_L \tag{3.4}$$

En la figura 3.1.b se indica la respuesta en frecuencia de un amplificador sin condensadores de acoplo y desacoplo. En este caso el amplificador solo tiene frecuencia de corte superior al ser $f_L=0$ con capacidad de amplificar señales DC.

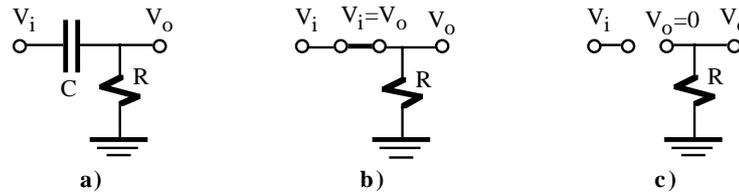


Figura 3.2. a) Red RC, b) Circuito equivalente a altas frecuencias, c) Circuito equivalente del anterior circuito a bajas frecuencias ($f=0$).

3.3.- Análisis de baja frecuencia: Diagrama de Bode

En la región de baja frecuencia, los condensadores externos de acoplo y desacoplo fijan la frecuencia de corte inferior. Los modelos que se utilizan para determinar esta f_L están basados en el análisis de redes RC. En la red RC de la figura 3.2.a es fácil observar que el condensador se comporta como una cortocircuito a frecuencias muy altas (figura 3.2.b) y un circuito abierto a frecuencias muy bajas (figura 3.2.c). En general, la relación entre la tensión de salida y entrada se expresa como

$$V_o = \frac{R}{R + X_C} V_i = \frac{R}{R + \frac{1}{2\pi f C j}} V_i \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{R - \frac{j}{2\pi f C}} = \frac{1}{1 - \frac{j}{2\pi f RC}} \quad (3.5)$$

La magnitud de la relación 3.5 viene dada por

$$|A_v| = \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f RC} \right)^2}} \quad (3.6)$$

La frecuencia de corte inferior, f_L , se define como a la frecuencia a la cual $|A_v|$ decae en $1/\sqrt{2}$, es decir,

$$|A_v|_{f=f_L} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f_L RC} \right)^2}} \Rightarrow f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7)$$

En términos de decibelios sería equivalente a

$$|A_v(\text{dB})|_{f=f_L} = 20 \log_{10} |A_v|_{f=f_L} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ dB} \quad (3.8)$$

Es decir, f_L se define como la frecuencia a la cual decae en 3 dB la ganancia del circuito respecto a la ganancia a frecuencias medias ($A_v=1$). Sustituyendo la ecuación 3.7 en 3.5, resulta

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{j}{2\pi f RC}} = \frac{1}{1 - \frac{f_L}{f} j} \quad (3.9)$$

La magnitud y fase de esta expresión compleja es

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} \left[\tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) \right] \tag{3.10}$$

Desarrollando la expresión de la magnitud en términos de dB se obtiene

$$|A_v(\text{dB})| = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} = -10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \right] \tag{3.10}$$

Para frecuencias bajas en donde $f \lll f_L$ (es decir, $f_L/f \ggg 1$) entonces la anterior expresión se reduce a

$$|A_v(\text{dB})| \cong -10 \log_{10} \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 = -20 \log_{10} \frac{f_L}{f} \tag{3.11}$$

Como se puede observar, la representación en escala logarítmica resulta muy útil para dibujar gráficamente expresiones en dB. En la gráfica de la figura 3.3 se muestra la respuesta frecuencial del circuito de la figura 3.2 y su representación en términos de dos segmentos que son las asíntotas de la anterior respuesta frecuencial. La primera asíntota indicaría el comportamiento del circuito para $f < f_L$ expresado a través de la ecuación 3.11. La segunda asíntota se obtiene para $f > f_L$ resultando un valor de $A_v = 0$ dB. La intersección de ambas líneas se produce para $f = f_L$ que corresponde con el punto -3dB de la respuesta frecuencial. La representación gráfica en términos de líneas asíntóticas y puntos asociados se denomina *diagrama de Bode*. A partir de este ejemplo se puede comprobar fácilmente que un cambio de frecuencia por un factor de 2, equivalente a una octava, corresponde a un cambio de 6 dB. De la misma manera, un cambio de frecuencia por una factor de 10, equivalente a una década, corresponde a un cambio de 20dB.

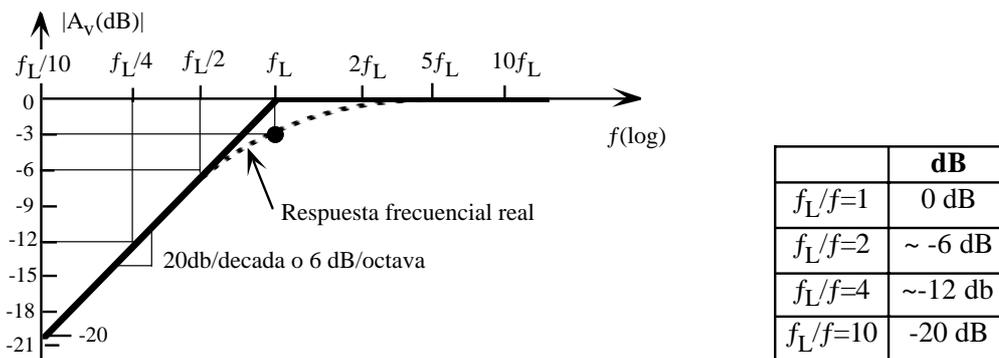


Figura 3.3. Diagrama de Bode del circuito de la figura 3.2.a.

Por último, a veces es interesante representar la fase en función de la frecuencia. En la figura 3.4 se indica la representación gráfica de la fase correspondiente a la ecuación 3.10 donde se puede observar como el desfase entre la entrada y salida varía entre 90° para frecuencias muy bajas a 0° para las altas frecuencias, siendo de 45° a f_L .

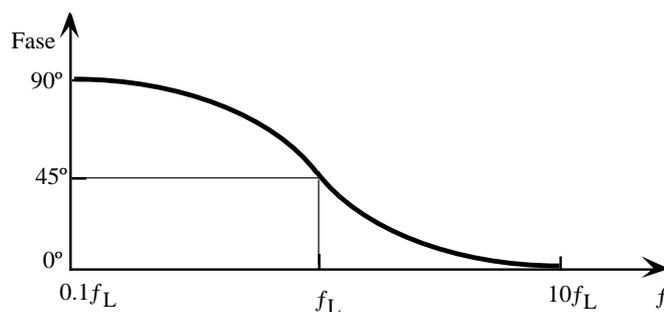


Figura 3.4. Fase del circuito de la figura 3.2.a.

3.4.- Respuesta a baja frecuencia de amplificadores básicos

La red RC analizada en el apartado anterior constituye una buena base para extender los conceptos establecidos al caso de amplificadores con condensadores externos de acoplo y desacoplo. Cuando se analiza los efectos de un condensador para determinar la f_L de un amplificador, las reactancias del resto de los condensadores son muy bajas, prácticamente un cortocircuito, en comparación con las impedancias del circuito. Bajo esta hipótesis, se puede deducir una ecuación basada en el principio de superposición en la cual la f_L se obtiene analizando la aportación individual de cada uno de los condensadores supuesto el resto de los condensadores externos en cortocircuito. La expresión de la frecuencia de corte de un amplificador es:

$$f_L = \sum_i \frac{1}{2\pi C_i R_{i0}} \quad (3.12)$$

donde C_i es un condensador externo y R_{i0} la resistencia vista a través de los terminales de este condensador, supuesto el resto de condensadores externos en cortocircuito. Una justificación intuitiva de la ecuación 3.12 se podría obtener analizando una red RC con múltiples condensadores. Extendiendo la ecuación 3.9, y bajo la hipótesis de polo dominante, a esta red resultaría

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{1}{1 - \frac{f_{L1} + f_{L2} + \dots}{f} j} = \frac{1}{1 - \frac{f_L}{f} j}, \quad \text{con } f_{L_i} = \frac{1}{2\pi C_i R_{i0}} \quad (3.13)$$

siendo f_{L_i} la aportación individual del condensador i a la frecuencia de corte inferior.

Como ejemplo de aplicación de la ecuación 3.12, en la figura 3.5 aparece un amplificador bipolar con tres condensadores externos C_S , C_E y C_C . La f_L viene dada por tres términos:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{S0} C_S} + \frac{1}{2\pi R_{E0} C_E} + \frac{1}{2\pi R_{C0} C_C} = \frac{1}{2\pi (R_S + Z_i) C_S} + \frac{1}{2\pi (R_E \parallel Z_e) C_E} + \frac{1}{2\pi (R_L + Z_o) C_C} \quad (3.14)$$

El primer término corresponde a C_S . La resistencia asociada a este condensador está constituida por R_S en serie con la resistencia equivalente vista a la entrada del amplificador, supuesto el resto de los condensadores en cortocircuito, que corresponde con la impedancia de entrada del amplificador. La resistencia asociada al término

C_E es la R_E en paralelo con la impedancia equivalente vista desde el emisor del transistor. Por último, la resistencia asociada al término C_C es la resistencia de carga en serie con la impedancia de salida. Las expresiones de Z_i, Z_o y Z_e se indican en la figura 3.5.

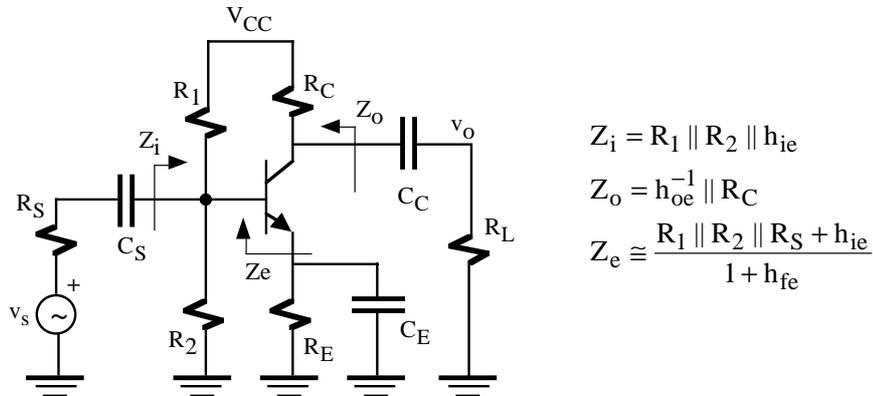


Figura 3.5. Ejemplo de amplificador basado en un transistor bipolar cuyos efectos capacitivos introducen una frecuencia de corte inferior..

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie}$$

$$Z_o = h_{oe}^{-1} \parallel R_C$$

$$Z_e \cong \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_S + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

En la figura 3.6 muestra otro ejemplo correspondiente a un amplificador JFET que presenta frecuencia de corte inferior debido a la presencia de los condensadores C_G, C_S y C_D . De idéntica manera al caso anterior, aplicando la ecuación 3.12 se obtiene

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_S + Z_i)C_G} + \frac{1}{2\pi(R_F \parallel Z_s)C_F} + \frac{1}{2\pi(R_L + Z_o)C_D} \tag{3.15}$$

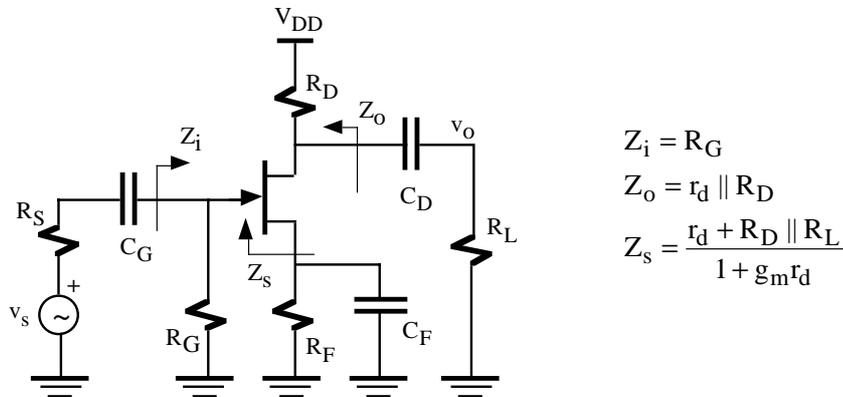


Figura 3.6. Ejemplo de amplificador basado en un transistor JFET cuyos efectos capacitivos introducen una frecuencia de corte inferior.

$$Z_i = R_G$$

$$Z_o = r_d \parallel R_D$$

$$Z_s = \frac{r_d + R_D \parallel R_L}{1 + g_m r_d}$$

3.5.- Teorema de Miller

En el comportamiento de alta frecuencia de un amplificador es importante las capacidades inter-terminales asociadas a los dispositivos activos. En amplificadores monoetapa inversores cuya ganancia está desfasada 180° (A_v es negativa) la capacidad de realimentación conectada entre la entrada y la salida influye de una manera significativa sobre la frecuencia de corte superior y limita su ancho de banda. Este fenómeno se denomina efecto Miller. En la figura 3.7 se muestra gráficamente la aplicación del teorema de Miller sobre la capacidad C_f . Esta

capacidad de realimentación se puede descomponer en dos, C_1 y C_2 , resultando el circuito equivalente de la derecha. A la capacidad C_1 se le denomina capacidad de entrada Miller e indica que en un amplificador inversor la capacidad de entrada se incrementa en un término que depende de la ganancia del amplificador y de la capacidad conectada entre los terminales entrada y salida del dispositivo activo. Obsérvese que si $A_v \gg 1$, entonces $C_1 \approx -A_v C_f$ y $C_2 \approx C_f$.

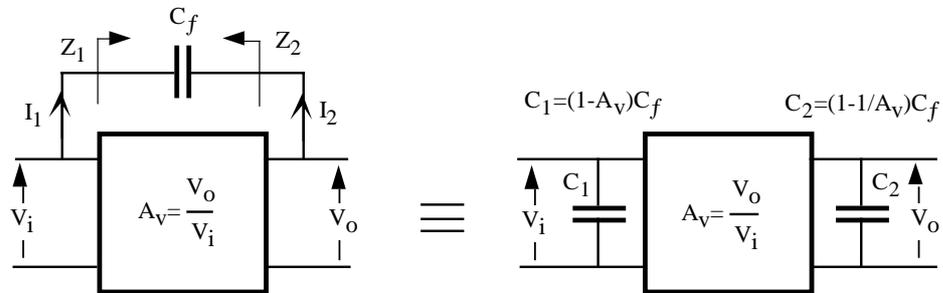


Figura 3.7. Derivación del teorema de Miller aplicado a la capacidad C_f .

3.6.- Respuesta a alta frecuencia de transistores

Similar al análisis realizado en el apartado 3.3, en la figura 3.8.a se muestra una red RC con frecuencia de corte superior. Esta red a frecuencias bajas transmite la señal de salida a la entrada (figura 3.8.b) y a frecuencias altas el condensador se sustituye por un cortocircuito (figura 3.8.c) resultando que $V_o=0$. El diagrama de Bode de la figura 3.8.d indica que el circuito tiene una frecuencia de corte superior, f_H , a partir de la cual la pendiente es de 20dB por década. Fácilmente se comprueba que la relación entre la tensión de salida y entrada de este circuito es

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}; \text{ siendo } f_H = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.16}$$

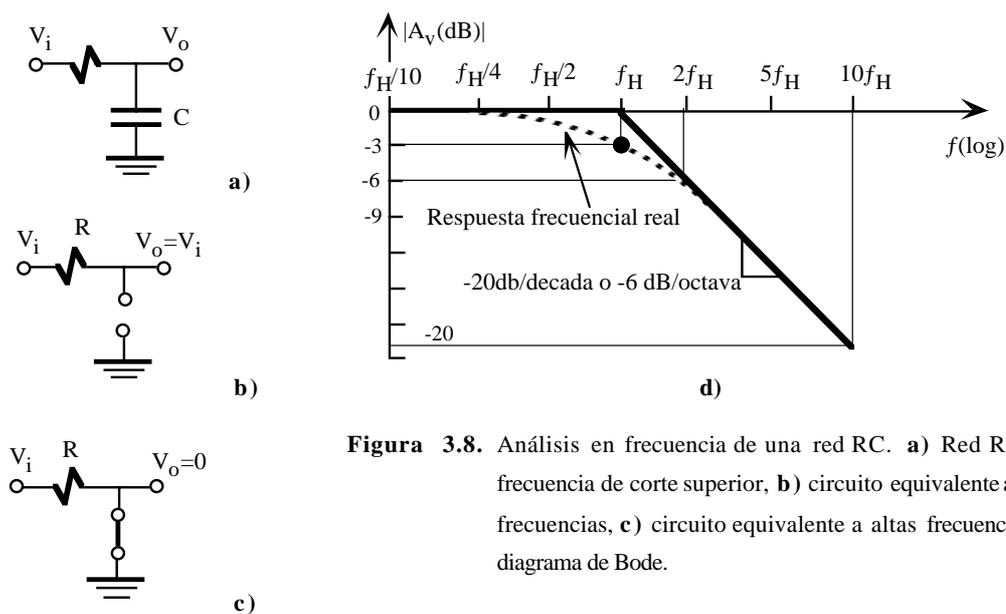


Figura 3.8. Análisis en frecuencia de una red RC. a) Red RC con frecuencia de corte superior, b) circuito equivalente a bajas frecuencias, c) circuito equivalente a altas frecuencias, d) diagrama de Bode.

La determinación de la f_H en amplificadores básicos puede simplificarse si se hace la siguiente aproximación: las reactancias de cada uno de los condensadores de un amplificador que delimitan f_H es muy alta, prácticamente un circuito abierto, en comparación con las impedancias del resto del circuito. Es decir, el efecto de las reactancias de los condensadores a la frecuencia f_H todavía no es muy importante. Esto permite aplicar el principio de superposición estudiando la aportación individual de cada uno de los condensadores a la frecuencia de corte superior. Si se extiende la ecuación 3.16 a una red con múltiples condensadores se obtiene la siguiente expresión

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{1}{1 + j \left(\frac{1}{f_{H1}} + \frac{1}{f_{H2}} \dots \right)} = \frac{1}{1 + \frac{f}{f_H} j}, \quad \text{con } f_{H_i} = \frac{1}{2\pi C_i R_{i1}} \tag{3.17}$$

donde C_i es un condensador interno y R_{i1} la resistencia vista a través de los terminales de este condensador, supuesto el resto de condensadores externos en circuito abierto. Por consiguiente, la f_H se define como

$$f_H = \frac{1}{\sum_i 2\pi C_i R_{i1}} \tag{3.18}$$

3.6.1.- Modelo de alta frecuencia de transistores bipolares

Hay dos factores que definen el comportamiento en alta frecuencia de los transistores bipolares: la dependencia de la h_{fe} con la frecuencia y los condensadores internos. En la gráfica de la figura 3.9.a se observa esta dependencia y se definen dos frecuencias: f_β , frecuencia de corte superior que es la frecuencia a la cual decae en $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ la h_{fe} a frecuencias medias especificada por $h_{fe\phi}$, y f_T , frecuencia de transición definida como la frecuencia a la cual la h_{fe} vale 1. El fabricante proporciona el valor de f_T en función de la corriente de colector (figura 3.9.b), siendo éste un parámetro importante que fija el ancho de banda del transistor.

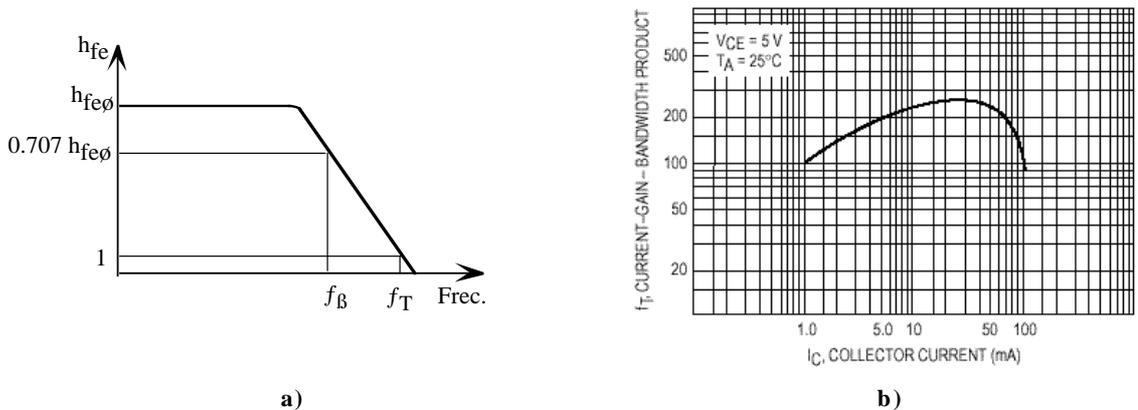


Figura 3.9. a) Variación de la h_{fe} de un transistor bipolar con la frecuencia. b) Variación de f_T con I_C proporcionada por el fabricante para un transistor típico.

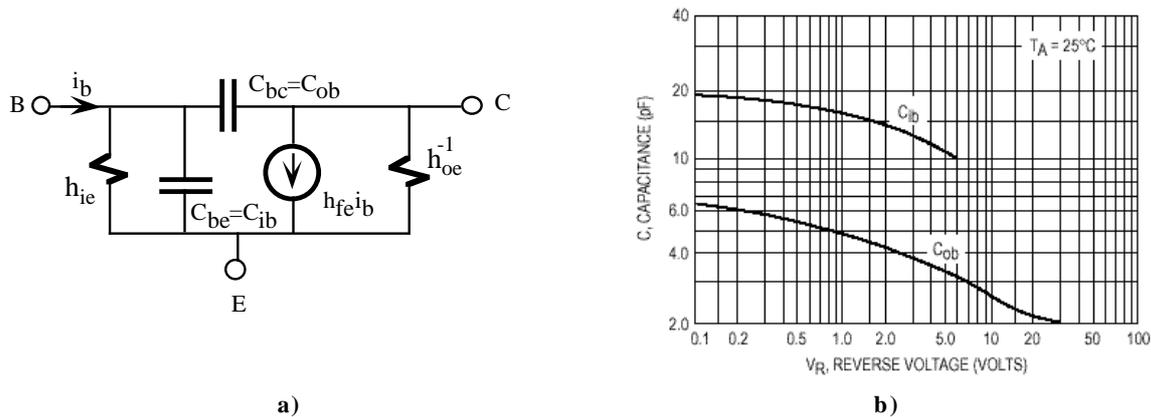


Figura 3.10. a) Modelo de pequeña señal y alta frecuencia de un transistor bipolar. b) Gráfica proporcionada por el fabricante para determinar las capacidades internas a un transistor; $C_{ib}=C_{be}$, $C_{ob}=C_{bc}$.

En la figura 3.10.a se muestra el modelo simplificado a alta frecuencia de un transistor bipolar. Está constituido por dos capacidades dominantes: C_{bc} o C_{ob} o C_c , y C_{be} o C_{ib} o C_e , las cuales varían con la tensión inversa (*reverse voltage*). C_{bc} se obtiene gráficamente calculando la V_{BC} del transistor (tensión inversa de la unión colector-base). C_{be} tiene asociada dos capacidades, difusión del emisor y de unión emisor-base. Al ser la primera mucho mayor que la segunda, esta capacidad se puede estimar como

$$C_{be} = \frac{I_C}{2\pi f_T V_T} - C_{bc} \quad (3.19)$$

siendo V_T el potencial térmico que vale 25mV a 25°C. La relación entre f_T y f_β y esas capacidades es la siguiente

$$f_T \cong f^\circ h_{fe}^\circ, \quad \text{siendo} \quad f^\circ \cong \frac{1}{2\pi h_{ie}(C_{be} + C_{bc})} \quad \text{y} \quad h_{fe}^\circ = \frac{h_{fe}}{1 + j \frac{f}{f^\circ}} \quad (3.20)$$

3.6.2.- E-C en frecuencias altas: efecto Miller

El amplificador en emisor común, cuyo circuito equivalente en alterna se muestra en la figura 3.11.a, presenta una respuesta en frecuencia limitada por la capacidad de entrada. Para comprobar este efecto, el circuito equivalente de pequeña señal y alta frecuencia de la figura 3.11.b es transformado en el circuito equivalente de la figura 3.11.c si se aplica el teorema de Miller sobre la capacidad C_{bc} . Este teorema, descrito en el apartado 3.5, permite descomponer esa capacidad en dos, una de valor $(1-A_v)C_{bc}$ que se suma a C_{be} incrementando significativamente la capacidad de entrada C_i (*efecto Miller*) al ser $|A_v| \gg 1$, y otra de valor $(1-1/A_v)C_{bc}$ de pequeño valor cuyo efecto en la frecuencia de corte superior es despreciable y puede eliminarse. Fácilmente se determina la f_H de este circuito si aplicamos la ecuación 3.18 al condensador C_i se obtiene

$$f_H \cong \frac{1}{2\pi R_{i1} C_i} = \frac{1}{2\pi (R_S \parallel R_B \parallel h_{ie}) (C_{be} + (1 - A_v) C_{bc})} \quad (3.21)$$

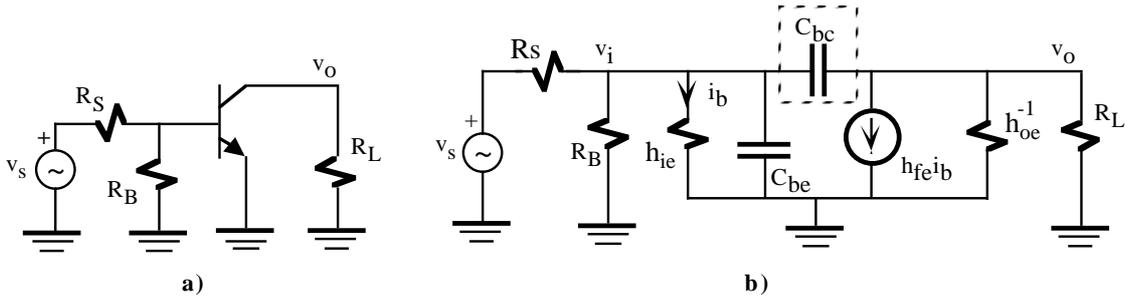


Figura 3.11. Análisis en alta frecuencia de la una etapa básica en configuración emisor-común. **a)** Circuito equivalente en alterna, **b)** Circuito equivalente en alta frecuencia, **c)** Circuito equivalente después de aplicar el teorema de Miller al condensador C_{bc} .

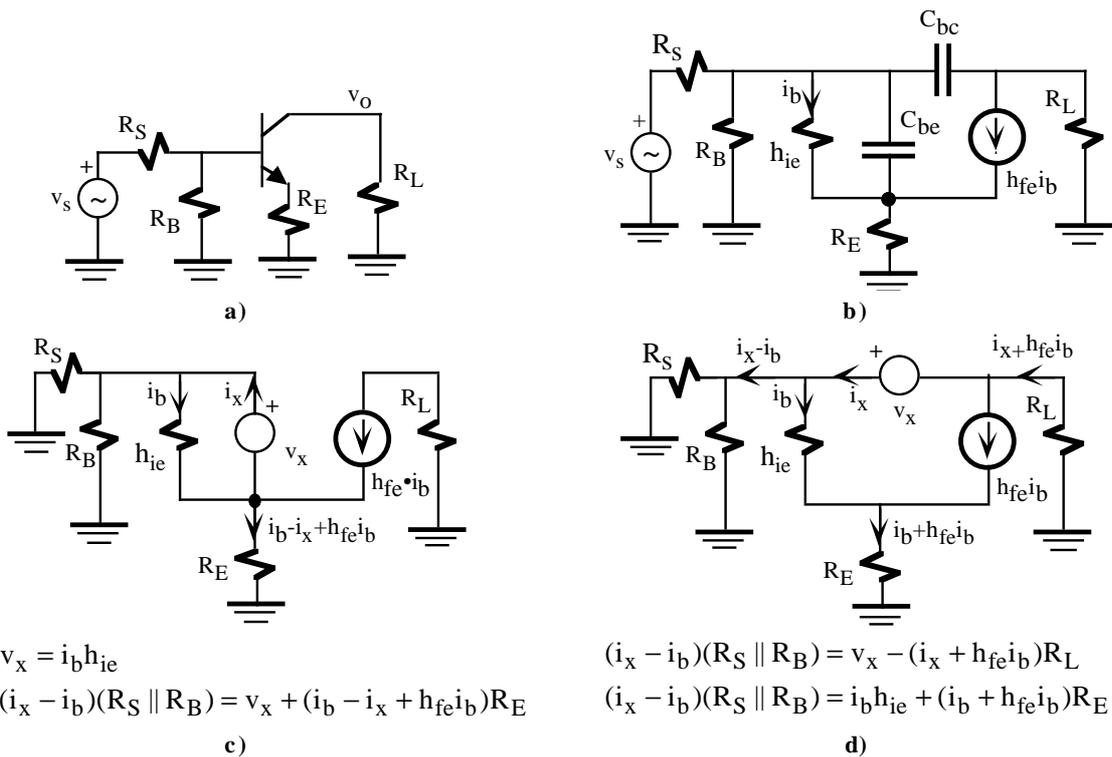
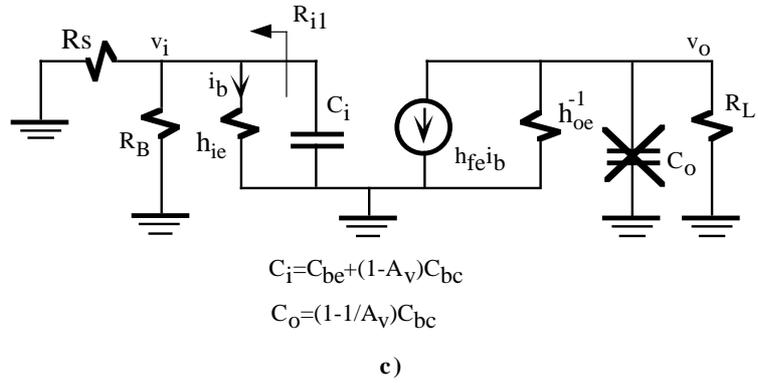


Figura 3.12. **a)** Modelo equivalente en alterna de un amplificador en emisor-común con resistencia de emisor, **b)** Modelo de pequeña señal y alta frecuencia, **c)** circuito para obtener la resistencia equivalente asociada a C_{be} , **d)** circuito para obtener la resistencia equivalente asociada a C_{bc} .

3.6.3.- E-C con resistencia de emisor en frecuencias altas

La determinación de la f_H para la etapa básica emisor-común con resistencia de emisor indicada en el circuito

equivalente de alterna de la figura 3.12.a exige aplicar la ecuación 3.18 a los dos condensadores internos del transistor mostrados en la figura 3.12.b (con la aproximación de $h_{oe} \approx 0$), de forma que

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{be} C_{be} + 2\pi R_{bc} C_{bc}} \tag{3.22}$$

El cálculo de las resistencias equivalentes asociadas a cada uno de los condensadores, R_{be} y R_{bc} , resulta algo costosa. El procedimiento más sencillo consiste en sustituir cada condensador por una fuente de tensión v_x por la que circula una corriente i_x ; su resistencia asociada viene dada por el cociente entre v_x/i_x . En la figura 3.12.c se indica el circuito utilizado para determinar R_{be} y en la figura 3.12.d para la R_{bc} . A partir de las ecuaciones que se indican en la parte inferior de estas figuras es fácil comprobar que las expresiones que definen estas resistencias son

$$R_{be} = \frac{(R_S \parallel R_B + R_E) h_{ie}}{h_{ie} + R_S \parallel R_B + R_E (1 + h_{fe})}$$

$$R_{bc} = R_L + (R_S \parallel R_B) [h_{ie} + R_E (1 + h_{fe})] + \frac{(R_S \parallel R_B) h_{fe} R_L}{h_{ie} + R_S \parallel R_B + R_E (1 + h_{fe})} \tag{3.23}$$

3.6.4.- C-C en frecuencias altas

La configuración colector-común o seguidor de emisor es muy utilizada en el diseño de circuitos integrados como etapa de salida, etapa para desplazamiento de nivel en continua y su respuesta en frecuencia tiene considerable interés. En las figuras 3.13.a y 3.13.b se muestran los circuitos en alterna de un transistor en C-C y su equivalente en alterna. Comparando este último circuito con el de la figura 3.12.b, correspondiente a la configuración E-C con resistencia de emisor, se observa que son ambos idénticos salvo en la resistencia R_L , en este caso no aparece y en el anterior sí. Luego, las ecuaciones 3.22 y 3.23 son directamente aplicables con $R_L = 0$, resultando la siguiente expresión

$$f_H = \frac{1}{2\pi \frac{(R_S \parallel R_B + R_E) h_{ie}}{h_{ie} + R_S \parallel R_B + R_E (1 + h_{fe})} C_{be} + 2\pi \{R_S \parallel R_B \parallel [h_{ie} + R_E (1 + h_{fe})] C_{bc}\}} \tag{3.24}$$

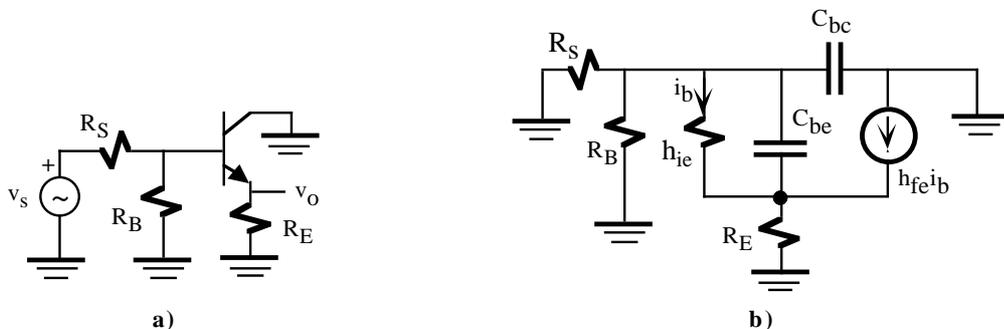


Figura 3.13. a) Modelo equivalente en alterna de un amplificador en colector común, b) Modelo de pequeña señal y alta frecuencia.

3.6.5.- B-C en frecuencias altas

La configuración B-C presenta baja impedancia de entrada, alta impedancia de salida, la ganancia en corriente es aproximadamente 1 y su ancho de banda es muy elevado. En las figuras 3.14.a y 3.14.b aparecen los circuitos en alterna en B-C y su equivalente en pequeña señal. Se puede observar fácilmente que no existe condensador de realimentación entre la entrada y salida (no existe efecto Miller). Además al ser $C_{bc} \ll C_{be}$, el efecto de C_{bc} en la f_H es despreciable. Bajo esta aproximación, se puede demostrar que la frecuencia de corte superior es aproximadamente la frecuencia de transición del transistor, es decir, $f_H = f_T$.

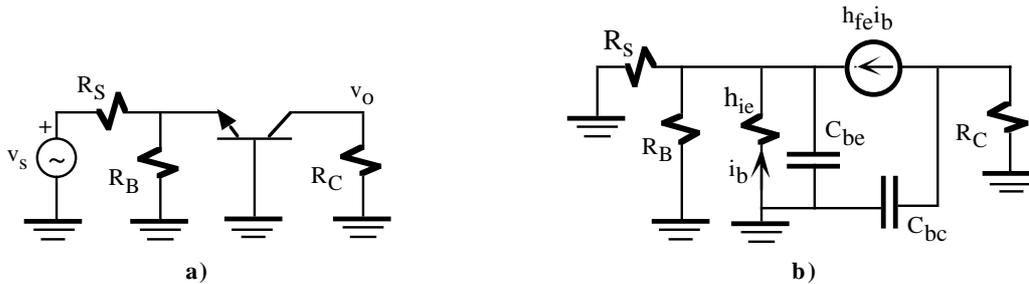


Figura 3.14. a) Modelo equivalente en alterna de un amplificador en base común, b) Modelo de pequeña señal y alta frecuencia.

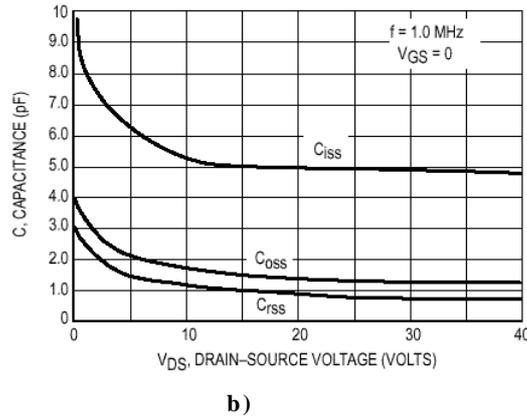
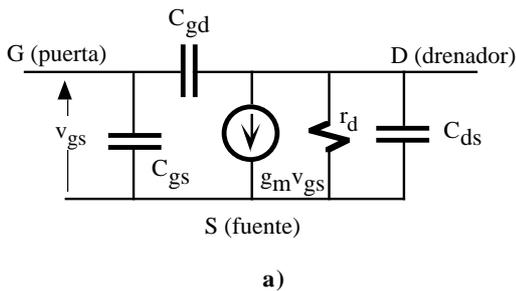


Figura 3.15. a) Modelo de pequeña señal y alta frecuencia de un JFET, b) Variación de las capacidades C_{iss} , C_{rss} y C_{oss} con la tensión V_{DS} .

3.6.6.- Modelo de alta frecuencia de transistores FET

El análisis en alta frecuencia de los amplificadores FET es similar al realizado para transistores bipolares. Los condensadores que limitan la frecuencia de operación de un FET son: capacidad puerta-fuente o C_{gs} , capacidad puerta-drenador o C_{gd} , y capacidad drenador-fuente o C_{ds} ; generalmente $C_{gs} \gg C_{gd}, C_{ds}$. En la figura 3.15.a se indica el modelo de pequeña señal y alta frecuencia para transistores FET. Por conveniencia, los fabricantes miden las capacidades de un FET en condiciones de cortocircuito a través de tres capacidades: C_{iss} o capacidad de entrada con salida cortocircuitada, C_{oss} o capacidad de salida con entrada cortocircuitada, y C_{rss} o capacidad de retroalimentación. Estas capacidades varían con la tensiones de polarización; por ejemplo, en la gráfica 3.15.b se indica el valor de estas capacidades en función de V_{DS} . La relación entre ambos tipos de capacidades es la siguiente

$$\begin{aligned}
 C_{ds} &= C_{oss} - C_{rss} \\
 C_{gs} &= C_{iss} - C_{rss} \\
 C_{gd} &= C_{rss}
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

El efecto Miller descrito en un E-C también se produce en la configuración fuente-común de la figura 3.16.a. Como se puede observar en el circuito equivalente de pequeña señal de la figura 3.16.b, el terminal puerta de un FET no está aislado del de drenaje, sino que están conectados a través de C_{gd} . Según el teorema de Miller, esa capacidad puede descomponerse en dos: $(1-A_v)C_{gd}$ y $(1+1/A_v)C_{gd}$, siendo $A_v = -g_m R_D || r_d$. Despreciando la segunda capacidad que se suma a C_{ds} , se observa que debido al efecto Miller se incrementa notablemente la capacidad de entrada (C_i) de puerta del FET. Al ser ésta la capacidad dominante, la frecuencia de corte superior viene dada como

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_S || R_G)(C_{gs} + (1 + g_m(R_D || r_d))C_{gd})}
 \tag{3.26}$$

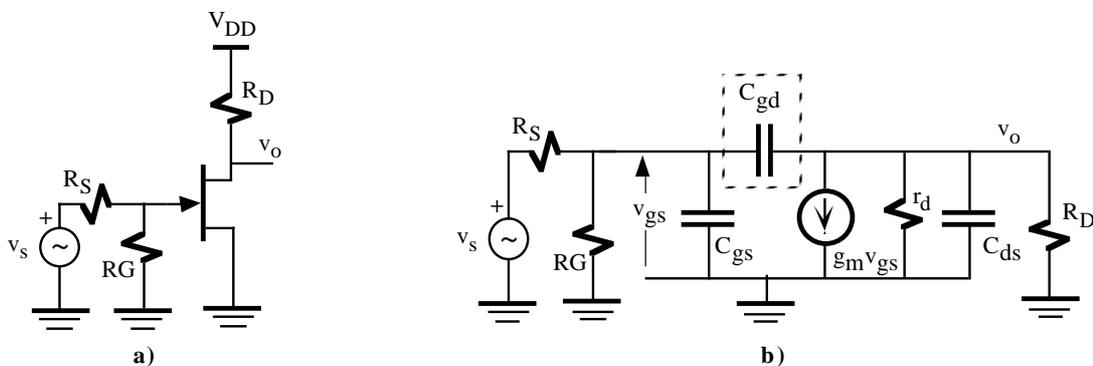


Figura 3.16. a) Amplificador JFET en fuente-común, b) Circuito equivalente en alta frecuencia..

La determinación de la f_H para el amplificador de la figura 3.17.a en donde el transistor JFET trabaja en la configuración drenador-común se puede realizar a partir del circuito de equivalente en alta frecuencia indicado en la figura 3.17.b. El análisis de este circuito no es simple y es preciso recurrir a las técnicas empleadas en el circuito de la figura 3.12. El resultado sería

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_S || R_G)C_{gd} + 2\pi \frac{r_d R_F}{r_d + R_F + g_m r_d R_F} C_{ds} + 2\pi \frac{R_S || R_G + r_d || R_F}{1 + g_m(r_d || R_F)} C_{gs}}
 \tag{3.27}$$

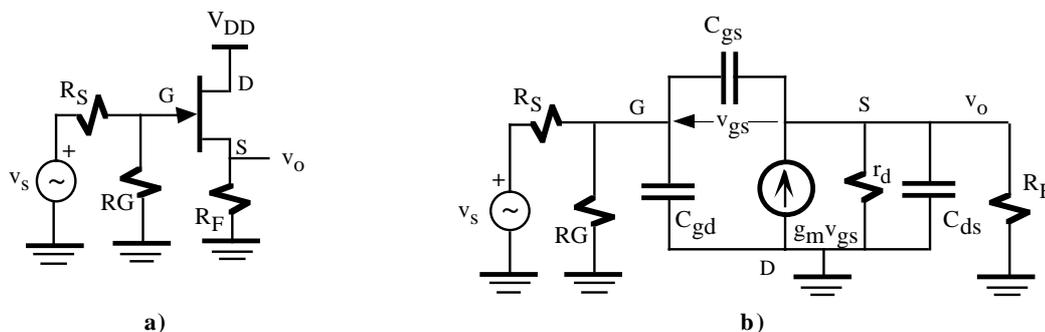


Figura 3.17. a) Amplificador JFET en drenador-común, b) Circuito equivalente en alta frecuencia..

3.7.- Respuesta en frecuencia de amplificadores multietapa

La respuesta en frecuencia de amplificadores multietapa de n-etapas puede ser determinada de una manera aproximada a partir de la respuesta en frecuencia de cada una de las etapas básicas. En el caso hipotético de que las etapas *no tengan interacción entre sí* y presenten igual frecuencia de corte superior e inferior, f_H y f_L , entonces las frecuencias de corte superior e inferior del amplificador completo, f_{HT} y f_{LT} , se definen como

$$f_{HT} = f_H \sqrt{2^{1/n} - 1} \quad \text{y} \quad f_{LT} = f_L \frac{1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \tag{3.28}$$

En el caso de que las etapas básicas *no tengan interacción entre sí* y posean frecuencias de corte diferentes, f_{Hi} e f_{Li} , entonces la respuesta del amplificador completo es

$$f_{LT} \approx f_{L_1} + f_{L_2} + \dots + f_{L_n} \quad \text{y} \quad f_{HT} \approx \frac{1}{1/f_{H_1} + 1/f_{H_2} + \dots + 1/f_{H_n}} \tag{3.29}$$

En la práctica existe una interacción entre las etapas básicas. La ecuación 3.12 para determinar la frecuencia de corte inferior y la 3.18 para la superior pueden verse influidas por las impedancias de salida y de entrada de etapa básicas adyacentes a una dada, lo que complica el análisis del circuito completo. Un ejemplo sencillo se muestra en la figura 3.18 donde se muestran tres amplificadores básicos acoplados por condensadores. La ecuación 3.12 permite obtener la expresión de la frecuencia de corte inferior como

$$f_{LT} = \frac{1}{2\pi(R_S + Z_{i1})C_1} + \frac{1}{2\pi(Z_{o1} + Z_{i2})C_2} + \frac{1}{2\pi(Z_{o2} + Z_{i3})C_3} + \frac{1}{2\pi(Z_{o3} + R_L)C_4} \tag{3.30}$$

Como se puede observar en la ecuación 3.30, la resistencia equivalente asociada a cada una de las etapas depende de las impedancias de entrada y salida de etapas próximas. En general, las etapas básicas interactúan entre sí debido a su acoplo de impedancias y tienen efecto en las expresiones de las frecuencias de corte superior e inferior, lo que complica su análisis.

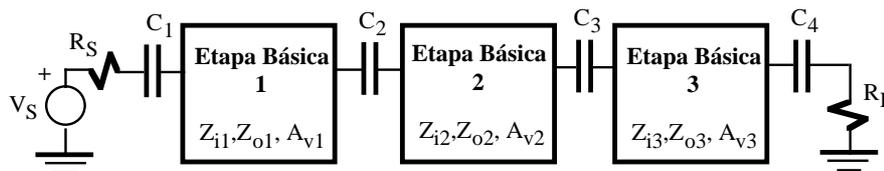


Figura 3.18. Ejemplo de amplificador multietapa con condensadores de acoplo.

Problemas

P3.1 Demostrar el teorema de Miller indicado en la figura P3.1. Las impedancias equivalentes Z_1 y Z_2 se definen como: $Z_1=V_i/I_1$ y $Z_2=V_o/I_2$, siendo $I_1=-I_2$.

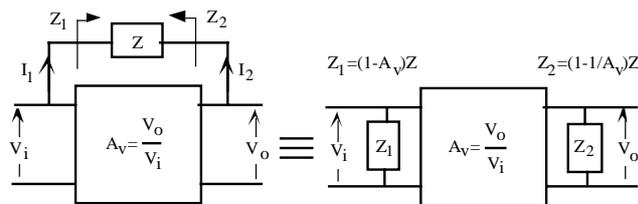


Figura P3.1

P3.2 Dibujar el diagrama de Bode de los circuitos de la figura P3.2.a, P3.2.b y P3.2.c.

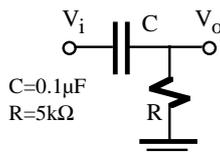


Figura P3.2.a

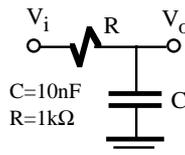


Figura P3.2.b

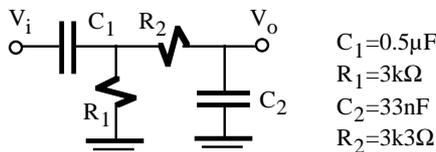
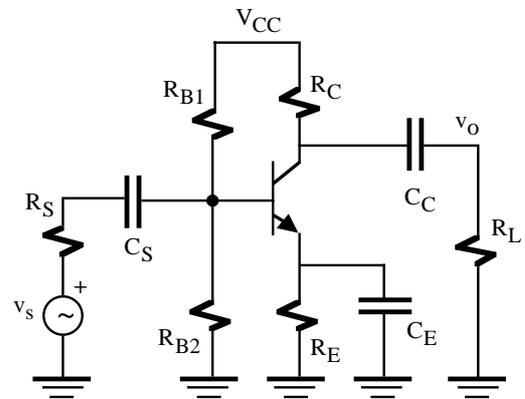


Figura P3.2.c

P3.3 En el amplificador de la figura P3.3 se ha utilizado el transistor BC547B. Dibujar su diagrama de Bode especificando claramente la frecuencia de corte inferior y superior, y la ganancia de tensión a frecuencias medias. ¿Cuál es el ancho de banda del amplificador?. Indicar los componentes y parámetros que deben ser modificados para disminuir de una manera eficaz la frecuencia de corte inferior. Nota: $h_{re}=0$.

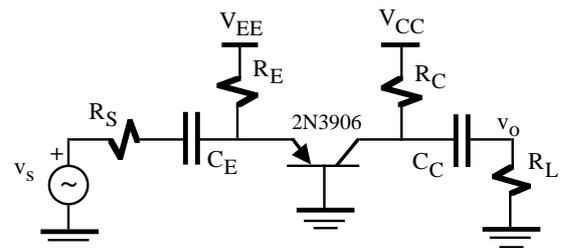


$V_{CC}=12\text{ V}$ $R_{B1}=300\text{k}\Omega$ $R_{B2}=150\text{k}\Omega$
 $R_C=3\text{k}\Omega$ $R_E=1\text{k}\Omega$ $R_S=1\text{k}\Omega$
 $R_E=330\Omega$ $R_L=10\text{k}\Omega$ $C_S=33\text{nF}$
 $C_E=33\mu\text{F}$ $C_C=33\text{nF}$

Figura P3.3

P3.4 Dibujar el diagrama de Bode del circuito de la figura P3.3 si se utiliza el transistor 2N3904. Nota: $h_{re}=0$.

P3.5 Determinar la frecuencia de corte inferior y superior del amplificador indicado en la figura P3.5. Nota: $h_{re}=0$.



$V_{EE}=4\text{ V}$ $V_{CC}=-16\text{ V}$ $R_E=1\text{k}\Omega$
 $R_C=3\text{k}\Omega$ $R_S=100\Omega$ $R_L=4\text{k}\Omega$
 $C_E=10\mu\text{F}$ $C_C=10\mu\text{F}$

Figura P3.5

P3.6 Calcular el valor de C_S para que la frecuencia de corte inferior del circuito de la figura P3.6 sea de 50Hz. Nota: $h_{re}=0$.

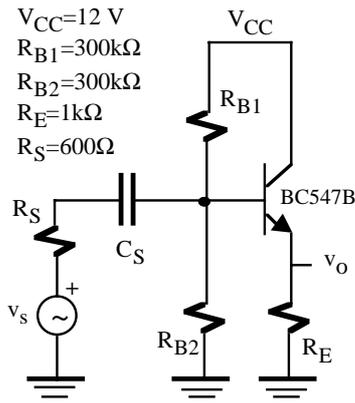


Figura P3.6

P3.7 Para el amplificador basado en un JFET de la figura P3.7, se pide:

- Punto de trabajo del transistor.
- Frecuencia de corte inferior.
- Frecuencia de corte superior.

Dato: Utilizar características del transistor de $V_{GS(off)} \approx -3.5V$.

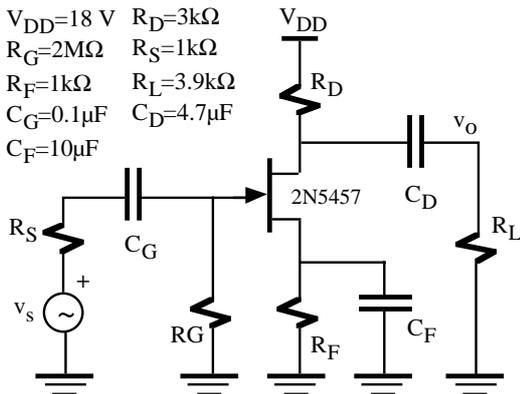


Figura P3.7

P3.8 Determinar el ancho de banda del amplificador de la figura P3.8.

Dato: Utilizar características del transistor con $V_{GS(off)} \approx 4V$.

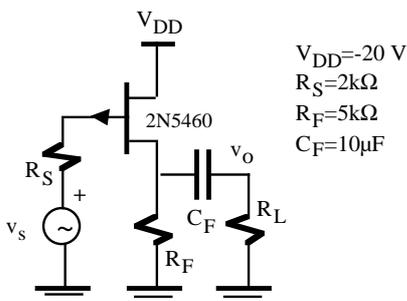


Figura P3.8

P3.9 El amplificador multietapa de la figura P3.9 está constituido por un transistor JFET y un bipolar. Calcular la frecuencia de corte inferior del amplificador completo. ¿Qué condensador o condensadores tienen mayor peso en esta frecuencia de corte?. Determinar la frecuencia de corte superior. Dato: Utilizar características del transistor JFET de $V_{GS(off)} \approx -3.5V$ y suponer $h_{re} = 0$.

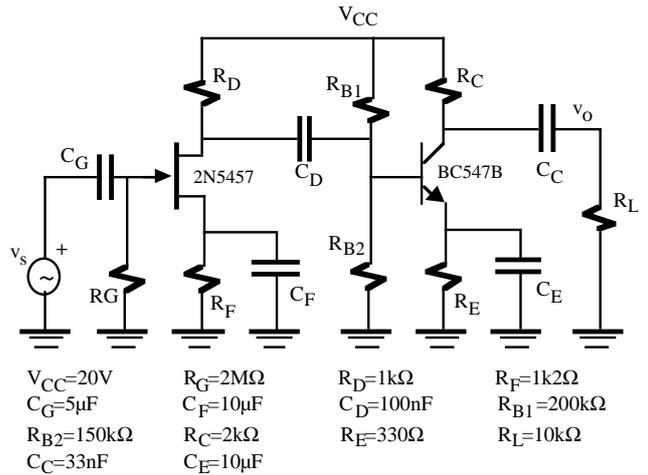


Figura P3.9

P3.10 El circuito de la figura P3.10 corresponde a un amplificador cascode. Un amplificador en configuración cascode se caracteriza por tener dos transistores en serie; en este caso un E-C con un B-C. Calcular el ancho de banda del amplificador. Nota: suponer $h_{re} = h_{oe} = 0$.

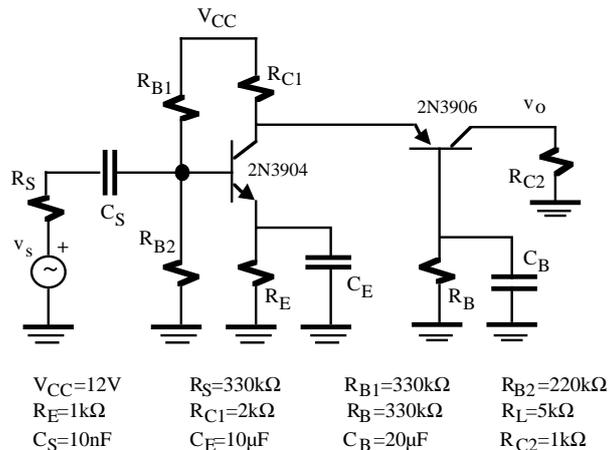


Figura P3.10