

# Respuesta en frecuencia de amplificadores

Huircan J., Carrillo R.

**Abstract**—Para analizar la respuesta en frecuencia de amplificadores con transistores se usa un modelo que contenga los efectos capacitivos (híbrido  $\pi$  del BJT y modelo de alta frecuencia del FET) correspondientes a  $C_\pi$  y  $C_\mu$  o  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . Para amplificadores de una etapa, conviene aproximar la función de transferencia a una función de primer orden, el polo entregará la frecuencia de corte inferior o superior. Para multietapas,  $\omega_L = \sum \frac{1}{R_j C_j}$ , determinado mediante las constantes de tiempo en cortocircuito con los capacitores de baja. En la frecuencia  $\omega_H = \frac{1}{\sum R_j C_j}$ , se determina encontrando las constantes de tiempo en circuito abierto con los capacitores de alta.

**Index Terms**—Respuesta en frecuencia, Ancho de Banda de Amplificadores.

## I. INTRODUCTION

La respuesta en frecuencia en los amplificadores establece el rango en el cual trabajará el sistema sin distorsionar la señal. Este se conoce como *ancho de banda* ( $BW$ , *Band Width*) y determina las frecuencias para las cuales se produce el proceso de amplificación. El valor de este parámetro depende de los dispositivos y de la configuración amplificadora. En los siguientes apartados, se describen las zonas de trabajo de un amplificador, se analiza la respuesta en frecuencia de configuraciones básicas y se plantea una metodología que permite determinar el ancho de banda para un amplificador multietapa.

## II. RESPUESTA EN FRECUENCIA Y MODELOS

La respuesta en frecuencia de un amplificador tiene tres áreas:

- La región de baja frecuencia, descrita por la respuesta de un filtro pasaalto
- Una región independiente de la frecuencia (área central de la curva)
- La región de alta frecuencia, descrita por la respuesta de un filtro pasabajos

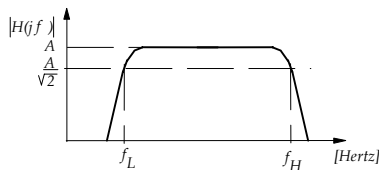


Fig. 1. Respuesta en frecuencia de un amplificador.

La región de baja frecuencia se caracteriza por una frecuencia de corte inferior  $f_L$  (ó  $\omega_L$ ), la región de alta frecuencia se describe a través de la frecuencia de corte superior,  $f_H$  (ó  $\omega_H$ ). Se define ancho de banda como

$$BW = f_H - f_L \quad (1)$$

En la práctica, si los circuitos son acoplados directamente,  $BW = f_H$ .

Para determinar la respuesta en frecuencia de un amplificador monoetapa, se consideran tanto los efectos producidos por los condensadores de acoplo, como los efectos capacitivos del dispositivo activo. Para el BJT se debe usar un modelo que describa los efectos de alta frecuencia, éste se conoce como *modelo híbrido  $\pi$* .

### A. Modelo híbrido $\pi$

La red de la Fig. 2, corresponde al modelo de alta frecuencia del BJT, donde  $C_\pi$ , es la suma de la capacitancia de difusión en el emisor y la capacitancia de la unión en el emisor [Savant], debido a que el primero es mayor se considera casi igual a la capacitancia de difusión.  $C_\mu$ , es la capacidad de unión del colector,  $r_x$  (ó  $r_b$ ) representa un efecto resistivo parásito de contacto (llamada resistencia de difusión de la base),  $r_\pi$ , equivale a la resistencia de la base.

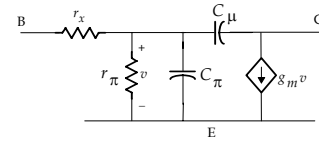


Fig. 2. Modelo híbrido  $\pi$ .

Los parámetros  $C_\pi$  y  $C_\mu$ , son llamados  $C_{be}$  y  $C_{bc}$  respectivamente y en las hojas de especificación de transistores aparecen como  $C_{ib}$  (capacitancia de entrada en base común) y  $C_{ob}$  [Horenstein] (Capacitancia de salida en la configuración base común) respectivamente. El modelo puede ser completado usando un resistor  $r_o$  en paralelo con la fuente de corriente.

El parámetro  $g_m$ , se conoce como *transconductancia* y se define en términos de los parámetros de polarización como  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$  y en términos de  $h_{fe}$  se tiene que  $g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi}$ .

### B. Modelo de alta frecuencia del FET

El modelo de alta frecuencia del FET se indica en la Fig. 3, éste describe tanto el JFET como el MOSFET canal n. Por lo general, las capacidades indicadas tienen un valor bajo en pF.

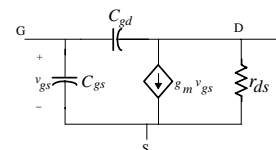


Fig. 3. Modelo del FET para alta frecuencia.

Las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , representan las capacidades distribuidas que atraviesan el óxido entre la puerta y el canal [Malik]. En el JFET representan las capacidades de deplexión. El modelo se mejora agregando un resistor  $r_o$  en la salida ( $r_{ds}$ ).

### III. ANÁLISIS BÁSICO DE RESPUESTA EN FRECUENCIA

Sea el circuito de la Fig. 4, luego para ca, reemplazando el modelo híbrido, de acuerdo a la Fig. 5.

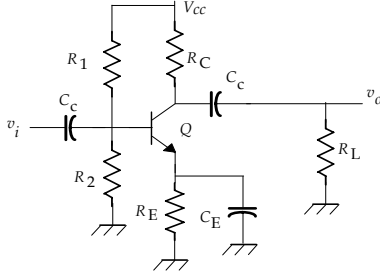


Fig. 4. Amplificador básico Multietapa.

La respuesta en frecuencia se encuentra obteniendo la función de transferencia  $H(s)$ , luego haciendo  $s = j\omega$ , se determina el módulo y la fase.

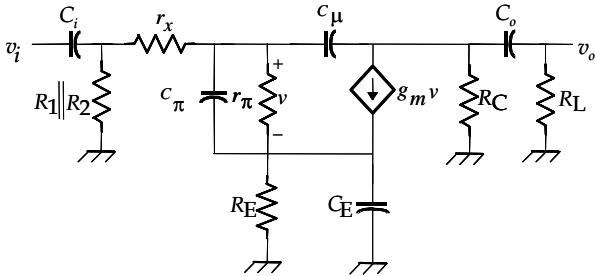


Fig. 5. Reemplazo del modelo híbrido pi.

La determinación de  $H(s)$  puede ser compleja, por lo tanto el análisis se puede dividir en dos partes, la zona de baja y la zona de alta frecuencia.

#### A. Análisis en baja frecuencia

Para el análisis a baja frecuencia los capacitores  $C_\pi$  y  $C_\mu$ , se reemplazan por un circuito abierto, quedando sólo el efecto de los capacitores de baja frecuencia, de acuerdo a la Fig. 6.

Como  $f_L$  depende de  $C_{C_i}$ ,  $C_{C_o}$  y  $C_E$ , la función de transferencia será de orden superior. Esto se podría simplificar suponiendo que  $f_L$  sólo depende de una sola de las capacidades, considerando la otra mucho mayor, luego:

- $f_L$  dependerá sólo de  $C_E$ , haciendo  $C_{C_i}$  y  $C_{C_o}$  un cortocircuito ( $C_{C_o}, C_{C_i} \gg C_E$ ).
- $f_L$  dependerá sólo de  $C_{C_i}$  y  $C_{C_o}$  si  $C_E$  se reemplaza por un cortocircuito ( $C_E \gg C_{C_o}, C_{C_i}$ ).

Así, la función de transferencia será de la forma

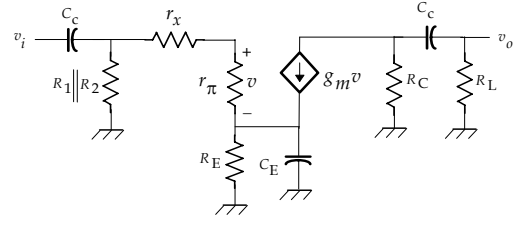


Fig. 6. Circuito de baja frecuencia

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K_1 s}{s + s_p} = \frac{K s}{T_p s + 1} \quad (2)$$

Donde  $s_p$ , establece la frecuencia de corte, es decir  $\omega_L = s_p$  o  $f_L = \frac{s_p}{2\pi}$ .

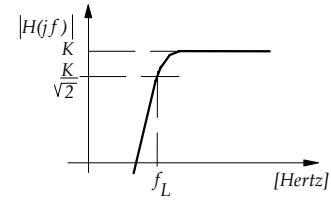


Fig. 7. Frecuencia de corte inferior.

#### A.1 Análisis del efecto de $C_E$

Sea ahora  $C_{C_i} \rightarrow \infty$  y  $C_{C_o} \rightarrow \infty$  se tiene el circuito de la Fig. 8.

$$V_o(s) = -g_m V \cdot (R_C || R_L) \quad (3)$$

Por LVK en la entrada se tiene

$$V_i(s) = r_x \cdot \frac{V}{r_\pi} + V + \left( \frac{V}{r_\pi} + g_m V \right) \left( R_E || \frac{1}{s C_E} \right) \quad (4)$$

Despejando  $V$  de (4) y reemplazando en (3), se tiene

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-g_m \cdot (R_C || R_L)}{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \left( \frac{1}{r_\pi} + g_m \right) \left( R_E || \frac{1}{s C_E} \right)} \quad (5)$$

Desarrollando el paralelo se tiene que

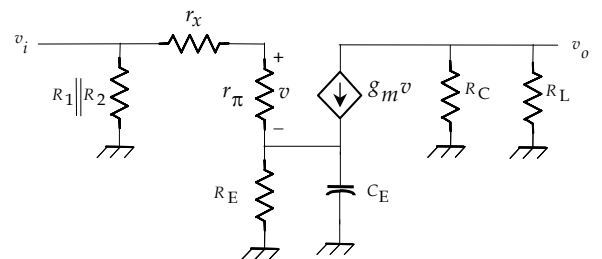


Fig. 8. Efecto de  $C_E$ .

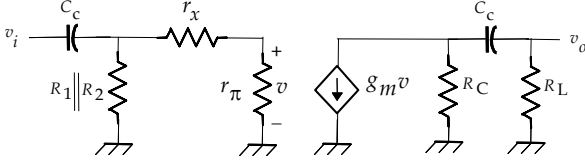


Fig. 9. Efecto de CC.

$$\begin{aligned}
 \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= -\frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \frac{R_E(\frac{1}{r_\pi} + g_m)}{sC_E R_E + 1}} \\
 &= -\frac{g_m(R_C \parallel R_L)(sC_E R_E + 1)}{(sC_E R_E + 1)\left(1 + \frac{r_x}{r_\pi}\right) + R_E\left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right)} \\
 &= -\frac{\frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{C_E R_E(1 + \frac{r_x}{r_\pi})}(sC_E R_E + 1)}{s + \frac{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \frac{R_E}{r_\pi} + R_E g_m}{C_E R_E(1 + \frac{r_x}{r_\pi})}} \quad (6)
 \end{aligned}$$

En forma canónica

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \frac{R_E}{r_\pi} + R_E g_m}(sC_E R_E + 1)}{\frac{C_E R_E(1 + \frac{r_x}{r_\pi})}{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \frac{R_E}{r_\pi} + R_E g_m}s + 1} \quad (7)$$

Donde  $\omega_L = \frac{1 + \frac{r_x}{r_\pi} + \frac{R_E}{r_\pi} + R_E g_m}{C_E R_E(1 + \frac{r_x}{r_\pi})}$ .

#### A.2 Análisis del efecto de $C_{C_i}$ y $C_{C_o}$

Haciendo  $C_E \rightarrow \infty$  en el circuito de la Fig. 6, se obtiene el circuito de la Fig. 9, planteando la LVK

$$\begin{aligned}
 V_o(s) &= -R_L \cdot \left( \frac{g_m V(s) \frac{1}{\frac{1}{sC_{C_o}} + R_L}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{C_o}} + R_L}} \right) \\
 &= -\frac{g_m R_L V(s)}{\frac{1}{sC_{C_o} R_C} + \frac{R_L}{R_C} + 1} \\
 &= -\frac{g_m R_L s C_{C_o} R_C}{1 + \left(\frac{R_L}{R_C} + 1\right) C_{C_o} R_C s} V(s) \quad (8)
 \end{aligned}$$

Por otro lado

$$V(s) = V_{R_1 \parallel R_2} \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \quad (9)$$

$$V_{R_1 \parallel R_2} = V_i(s) \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + r_x)}{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + r_x) + \frac{1}{sC_{C_i}}} \quad (10)$$

Haciendo  $R_{eq} = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + r_x)$ , reemplazando (10) en (9) y luego en (8), se llega a

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{g_m R_L}{\frac{1}{sC_{C_o} R_C} + \frac{R_L}{R_C} + 1} \left\{ \left( \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{sC_{C_i}}} \right) \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \right\} \quad (11)$$

Note que (11) es una función de 2º orden. Para simplificar el análisis y tener una función de acuerdo a (2), se considera el capacitor de salida  $C_{C_o} \gg C_{C_i}$ , luego se tiene

$$\begin{aligned}
 \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &\approx -\frac{g_m R_L}{\frac{R_L}{R_C} + 1} \left\{ \left( \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{sC_{C_i}}} \right) \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \right\} \\
 &= -\frac{s \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_L}{R_C} + 1} \right) \left( \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \right)}{s + \frac{1}{C_{C_i} R_{eq}}} \\
 &= -\frac{s \frac{g_m R_L r_\pi C_{C_i} R_{eq}}{(r_\pi + r_x) \left( \frac{R_L}{R_C} + 1 \right)}}{C_{C_i} R_{eq} s + 1} \quad (12)
 \end{aligned}$$

De la cual se desprende que  $\omega_L = \frac{1}{C_{C_i} R_{eq}}$ .

Otra opción seria hacer  $C_{C_i} \gg C_{C_o}$  luego se tiene que

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} \approx -\frac{g_m R_L}{\frac{1}{sC_{C_o} R_C} + \frac{R_L}{R_C} + 1} \left( \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \right) \quad (13)$$

$$= -\frac{g_m R_L \left( \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \right) s C_{C_o} R_C}{1 + s C_{C_o} R_C \left( \frac{R_L}{R_C} + 1 \right)} \quad (14)$$

De esta forma se obtiene

$$\omega_L = \frac{1}{C_{C_o} R_C \left( \frac{R_L}{R_C} + 1 \right)}$$

#### A.3 Análisis determinando la función de transferencia

Para el análisis completo se puede encontrar  $H(s)$  del circuito de la Fig. 6. Por LCK en  $R_C$ , se encuentra  $V_o$  será

$$\begin{aligned}
 V_o &= -g_m V \left( \frac{R_C}{R_C + \frac{1}{sC_{C_o}} + R_L} \right) R_L \\
 &= -g_m R_L V \left( \frac{sC_{C_o} R_C}{sC_{C_o} (R_C + R_L) + 1} \right) \quad (15)
 \end{aligned}$$

Haciendo transformación de fuentes en la entrada y luego planteando la LCK, se tiene

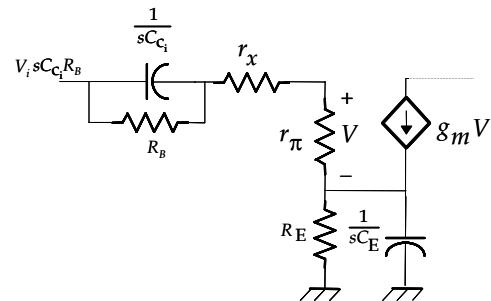


Fig. 10. Modificación del circuito.

Por LVK, se tiene

$$\begin{aligned}
V_i(s) &= \left( \frac{1}{sC_i} \parallel R_B + r_x \right) \frac{V}{r_\pi} \\
&\quad + V + \left( g_m V + \frac{V}{r_\pi} \right) \left( R_E \parallel \frac{1}{sC_E} \right) \\
V_i(s) &= \left( \frac{R_B}{sC_i R_B + 1} + r_x \right) \frac{V}{r_\pi} \\
&\quad + V + \frac{\left( g_m V + \frac{V}{r_\pi} \right) R_E}{sC_E R_E + 1} \\
V_i(s) &= V \left\{ \frac{\frac{R_B}{sC_i R_B + 1} + r_x}{r_\pi} + 1 + \frac{\left( g_m + \frac{1}{r_\pi} \right) R_E}{sC_E R_E + 1} \right\} \\
&= V \left\{ \frac{\frac{R_B}{r_\pi}}{sC_i R_B + 1} + \frac{r_x}{r_\pi} + 1 + \frac{\left( g_m + \frac{1}{r_\pi} \right) R_E}{sC_E R_E + 1} \right\}
\end{aligned}$$

así reemplazando ( ) en ( ) se tiene

$$\begin{aligned}
V_o(s) &= - \frac{g_m R_L \left( \frac{sC_{C_o} R_C}{sC_{C_o} (R_C + R_L) + 1} \right) V_i(s)}{\frac{\frac{R_B}{r_\pi}}{sC_i R_B + 1} + \frac{r_x}{r_\pi} + 1 + \frac{R_E \left( g_m + \frac{1}{r_\pi} \right)}{sC_E R_E + 1}} \\
&= - \frac{\frac{sC_{C_o} R_C g_m R_L}{sC_{C_o} (R_C + R_L) + 1}}{\frac{r_x}{r_\pi} + 1 + \frac{\frac{R_B}{r_\pi}}{sC_i R_B + 1} + \frac{R_E \left( g_m + \frac{1}{r_\pi} \right)}{sC_E R_E + 1}}
\end{aligned}$$

Como se observa, es una función de orden superior, la cual se hace bastante engorroso su desarrollo. El siguiente paso es dibujar el diagrama de bode para determinar el  $\omega_L$ .

#### IV. ANÁLISIS EN ALTA FRECUENCIA

Sea el circuito en alta frecuencia de la Fig. 11. correspondiente al circuito de la Fig. 4

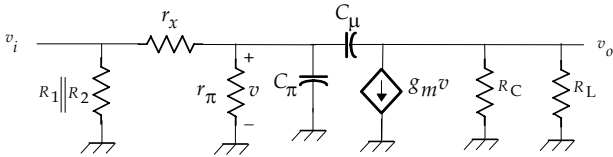


Fig. 11. Circuito de alta frecuencia.

Sea  $R'_L = R_L \parallel R_C$ , planteando la LCK en el dominio  $s$ , se tiene

$$\frac{V_o(s)}{R'_L} + g_m V = (V - V_o) sC_\mu \quad (16)$$

$$\frac{V_i(s) - V}{r_x} = \frac{V}{r_\pi} + V sC_\pi + (V - V_o) sC_\mu \quad (17)$$

Reordenando

$$\begin{aligned}
V_o(s) &= \frac{V (sC_\mu - g_m) R'_L}{1 + sC_\mu R'_L} \\
V &= \frac{V_i(s) + V_o sC_\mu r_x}{\left( \frac{r_x}{r_\pi} + s(C_\pi + C_\mu) r_x + 1 \right)}
\end{aligned}$$

Reemplazando  $V$ , se tiene

$$V_o(s) \frac{1 + sC_\mu R'_L}{(sC_\mu - g_m) R'_L} = \frac{V_i(s) + V_o sC_\mu r_x}{\left( \frac{r_x}{r_\pi} + s(C_\pi + C_\mu) r_x + 1 \right)}$$

Finalmente

$$\begin{aligned}
\frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= \frac{(sC_\mu - g_m) R'_L}{\frac{r_x}{r_\pi} + 1 + s \left( (C_\pi + C_\mu) r_x + \frac{C_\mu R'_L}{\left( \frac{r_x}{r_\pi} + r_x g_m + 1 \right)^{-1}} \right) + s^2 C_\mu C_\pi r_x R'_L} \\
&= \frac{(sC_\mu - g_m) R'_L}{s^2 + s \frac{(C_\pi + C_\mu) r_x + C_\mu R'_L \left( \frac{r_x}{r_\pi} + r_x g_m + 1 \right)}{C_\mu C_\pi r_x R'_L} + \frac{\frac{r_x}{r_\pi} + 1}{C_\mu C_\pi r_x R'_L}} \quad (18)
\end{aligned}$$

Donde (18) corresponde a una función de la forma

$$H(s) = \frac{K(s + a)}{s^2 + Bs + \omega_H^2} \quad (19)$$

El último término del denominador representa  $\omega_H^2$ , de esta forma se tiene

$$\omega_H^2 = \frac{\frac{r_x}{r_\pi} + 1}{C_\mu C_\pi r_x R'_L} \quad (20)$$

Si se cumple que  $|sC_\pi| \ll g_m$  y  $|sC_\mu| \ll g_m$ , entonces,  $|s^2 C_\mu C_\pi| \ll g_m$ , la función será de primer orden

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-g_m \frac{R'_L}{r_x}}{sC_\mu R'_L \left( g_m + \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right) + \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x}} \quad (21)$$

Donde  $\omega_H = \frac{\left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right)}{C_\mu R'_L \left( g_m + \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right)}$  (ó  $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$ ).

La respuesta en frecuencia exacta estará dada por la función de transferencia (18) de segundo orden. La aproximación mostrada permitirá obtener un valor cercano a la frecuencia real de corte superior.

#### V. RESPUESTA EN FRECUENCIA PARA AMPLIFICADORES MULTITAPA

Cuando la cantidad de transistores aumenta, aumenta la cantidad de capacitores, haciendo que la determinación de la función de transferencia se torne inmanejable. Un método sencillo basado en aproximaciones permitirá encontrar la respuesta en frecuencia.

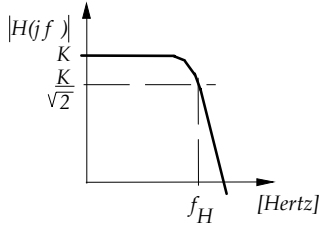


Fig. 12. Respuesta de primer orden.

#### A. Método de la constante de tiempo en circuito abierto

Para estimar la frecuencia de corte superior,  $\omega_H$ , en un circuito equivalente en alta frecuencia con  $k$  capacitores, se determinan las  $k$  constantes de tiempo de acuerdo a (22).

$$R_j C_j = \tau_j \quad (22)$$

Donde  $C_j$  es el capacitor del circuito equivalente y  $R_j$  es la resistencia equivalente que ve  $C_j$  cuando los demás capacitores están en circuito abierto. Así, la frecuencia de corte superior se estima como

$$\omega_H = \frac{1}{\sum_{j=1}^k \tau_j} = \frac{1}{\sum_{j=1}^k R_j C_j} \quad (23)$$

$C_j$ , será  $C_\pi$  o  $C_\mu$  de la etapa bajo análisis.

#### B. Método de las constantes de tiempo en cortocircuito

Para estimar la frecuencia de corte inferior  $\omega_L$ , de un circuito equivalente en baja frecuencia que contenga  $n$  capacitores, se calculan

$$\omega_{L_j} = \frac{1}{R_j C_j}$$

Donde  $R_j$  es la resistencia de salida vista por  $C_j$ , cuando los demás capacitores están en cortocircuito.

$$\omega_L \approx \sum_{j=1}^n \omega_{L_j} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j C_j} \quad (24)$$

### VI. PROBLEMA DESARROLLADO

Sea el siguiente circuito

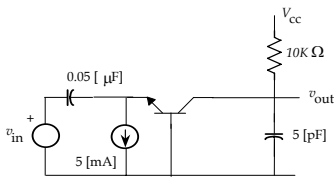


Fig. 13. Circuito en base común.

Considerando que  $r_b = r_x = 50 [\Omega]$ ,  $\frac{1}{g_m} = 100 [\Omega]$ ,  $r_\pi = 2 [K\Omega]$ ,  $C_\pi = 8 [pF]$  y  $C_\mu = 1.5 [pF]$ . Determinar la respuesta en frecuencia de circuito.

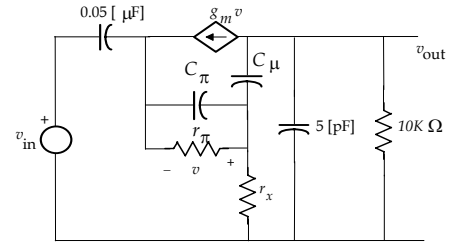


Fig. 14. Reemplazo del Modelo.

Reemplazando el modelo híbrido  $\pi$  del transistor, en el circuito de la Fig. 13, se obtiene la red de la Fig. 14.

Se observa que el capacitor de  $5 [pF]$  es comparable a los capacitores del modelo del transistor por lo tanto, dicho capacitor será tratado como de alta frecuencia.

- En baja frecuencia, se anula la fuente de excitación, se reemplaza el capacitor por una fuente de prueba.

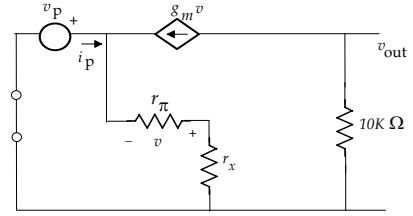


Fig. 15. Circuito de baja frecuencia.

Se determina un  $R_{eq}$  visto desde el condensador

$$i_p = -g_m v - \frac{v}{r_\pi} = -v \left( g_m + \frac{1}{r_\pi} \right) \quad (25)$$

$$v_p = -v - \frac{v}{r_\pi} r_x = -v \left( 1 + \frac{r_x}{r_\pi} \right) \quad (26)$$

Luego  $R_{eq} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{1 + \frac{r_x}{r_\pi}}{g_m + \frac{1}{r_\pi}}$ , finalmente

$$\omega_L = \frac{1}{\frac{(1 + \frac{r_x}{r_\pi})}{(g_m + \frac{1}{r_\pi})} C} = \frac{1}{\frac{(1 + \frac{50}{2000})}{(0.01 + \frac{1}{2000})} 0.05 [\mu F]} = 204,9 [Krad/seg] \quad (27)$$

$$f_L \approx 32 [KHz] \quad (28)$$

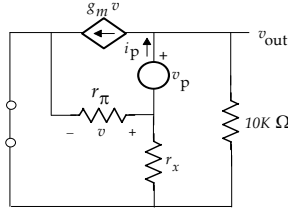
- En alta frecuencia

Considerando el capacitor  $C_\mu$ , éste se reemplaza por una fuente de prueba y se determina la resistencia equivalente.

$$i_p = -\frac{v}{r_\pi} - \frac{v}{r_x} = -v \left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right) \quad (29)$$

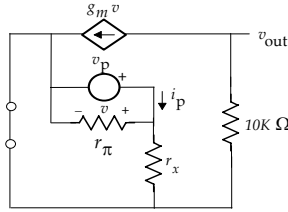
$$i_p = g_m v + \frac{(v_p + v)}{R_L} \quad (30)$$

Luego  $R_{eq} = \left( 1 + \frac{g_m + \frac{1}{R_L}}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x}} \right) R_L$ , por lo tanto

Fig. 16. Calculando el efecto de  $C_\mu$ .

$$\tau_1 = \left( 1 + \frac{g_m + \frac{1}{R_L}}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x}} \right) R_L C_\mu = 22.4 [nseg] \quad (31)$$

- Considerando  $C_\pi$

Fig. 17. Efecto de  $C_\pi$ .

$$i_p = \frac{v}{r_\pi} + \frac{v}{r_x} = v \left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right) \quad (32)$$

$$v_p = v \quad (33)$$

Luego  $R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x}}$ , finalmente

$$\tau_2 = \frac{1}{\left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_x} \right)} C_\pi = 0.39 [nseg] \quad (34)$$

- Considerando  $5 [pF]$

$$i_p = \frac{v_p}{10K\Omega} + g_m v \quad (35)$$

$$v = 0 \quad (36)$$

Así  $R_{eq} = 10 [K\Omega]$ , luego

$$\tau_3 = 10 [K\Omega] 5 [pF] = 50 [nseg] \quad (37)$$

De acuerdo a la ecuación (23), se tiene que

$$\omega_H = \frac{1}{22.4 [nseg] + 0.39 [nseg] + 50 [nseg]} \quad (38)$$

o

$$f_H = 2.19 [MHz] \quad (39)$$

## VII. CONCLUSIONES

La determinación de la respuesta en frecuencia de un amplificador se describe a través del  $BW$ ,  $\omega_L$  y  $\omega_H$ . La determinación exacta de dicha respuesta se realiza reemplazando el modelo de los dispositivos activos que consideran el efecto de la variación de la frecuencia, luego, mediante la función de transferencia se obtiene el diagrama de bode. Este método puede resultar inmanejable cuando se tienen más de dos capacitores. Se recomienda para amplificadores multietapas, determinar las constantes de tiempo introducidas por cada capacitor, luego el inverso de la sumatoria de dichas constantes determinará la frecuencia superior del amplificador. Para determinar la frecuencia inferior, se calculan los inversos de cada constante de tiempo con los capacitores en corto circuito, las que se suman para obtener la frecuencia de corte inferior.

## REFERENCES

- [1] Savat, C., Roden, M., 1992. *Diseño Electrónico*. Addison-Wesley
- [2] Horenstein, M. 1996. *Microelectronics Circuits and Device*. Prentice-Hall
- [3] Malik, R. 1996. *Circuitos Electrónicos. Análisis, Diseño y Simulación*. Prentice-Hall.
- [4] Sedra, A. Smith, K, 1998. *Microelectronics Circuits*. Oxford Press.