

Práctica 1

Amplificadores de RF

1. Objetivo

En primer lugar, en esta práctica montaremos un amplificador de banda ancha mediante una etapa emisor común y mediante una etapa cascode, con el fin de estudiar la respuesta en frecuencia de estas dos configuraciones.

A continuación, diseñaremos un amplificador sintonizado, que permite el paso sólo de las componentes de la señal de entrada dentro de un rango determinado de frecuencias.

2. Amplificadores de banda ancha

2.1. Introducción

Antes de comentar el circuito que se montará en el laboratorio, realizaremos un repaso del efecto Miller.

2.1.1. El efecto Miller

Como se sabe, el efecto Miller se presenta cuando se sitúa una impedancia realimentando dos puntos entre los cuales existe la siguiente relación:

$$V_2 = AV_1, \quad (1)$$

siendo A cierta ganancia. Esta situación se ilustra en la figura 1.

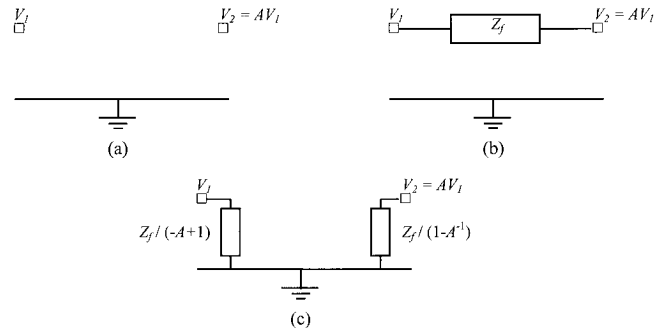


Figura 1: Efecto Miller

Desde el punto de vista del terminal 1, la influencia de Z_f consiste en desviar corriente hacia el nodo 2, y viceversa. Podemos, por tanto, substituir la impedancia

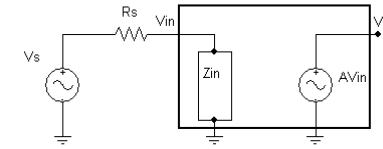


Figura 2: Circuito amplificador de tensión

Z_f por dos impedancias conectadas entre cada nodo y tierra de forma que desvíen la misma corriente que Z_f (como se indica en la figura 1-c). Los valores de estas impedancias son:

$$Z_1 = \frac{Z_f}{-A + 1} \quad (\text{impedancia entre el nodo 1 y tierra}), \quad (2a)$$

$$Z_2 = \frac{Z_f}{1 - \frac{1}{A}} \quad (\text{impedancia entre el nodo 2 y tierra}). \quad (2b)$$

Estas impedancias que representan la influencia de la impedancia de realimentación (efecto Miller) se denominan impedancias Miller.

La influencia de la impedancia de realimentación es mayor desde el punto de vista del nodo 1 (para los casos usuales con $|A| \gg 1$), como resulta lógico al observar que una variación en la tensión V_1 se propaga al nodo V_2 amplificada en un factor A .

Si la impedancia de realimentación es la correspondiente a una capacidad C_f y la ganancia A es negativa, las impedancias Miller son:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_f (1 + |A|)}, \quad (3)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_f \left(1 + \frac{1}{|A|}\right)}. \quad (4)$$

Es decir, desde el punto de vista del nodo 1 es como si colocásemos una capacidad $(1 + |A|)$ mayor que C_f , lo cual puede limitar notablemente el comportamiento en frecuencia del circuito como comprobaremos a continuación (básicamente, la impedancia Z_1 baja la tensión del nodo 1 al establecer un camino hacia tierra de baja impedancia a altas frecuencias).

2.1.2. Influencia del efecto Miller sobre el ancho de banda de un amplificador de tensión

Supongamos el circuito de la figura 2, que está formado por un amplificador de tensión de ganancia A y con cierta impedancia de entrada Z_{in} . Como entrada del circuito tenemos la señal V_s proporcionada por una fuente de tensión con resistencia interna R_s . Supongamos que el amplificador no está realimentado y que su impedancia de entrada es puramente resistiva. En este caso:

$$Z_{in} = R_{in}, \quad (5)$$

y la relación entre la salida y la señal de entrada es (si $R_s \ll R_{in}$):

$$\frac{V_0}{V_s} = A \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \simeq A. \quad (6)$$

Como puede verse, esta relación es independiente de la frecuencia (si lo es A).

Sin embargo, veamos qué sucede si realimentamos la entrada del amplificador con la salida mediante una capacidad C_f . Entonces, según el efecto Miller la impedancia de entrada Z_{in} vendrá dada por:

$$Z_{in} = R_{in} || Z_1 = \frac{R_{in}}{1 + j\omega C R_{in}}, \quad (7)$$

con $C = C_f(1 - A)$ y, por tanto, se cumple que (si $R_s \ll R_{in}$):

$$\frac{V_0}{V_i} = A \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} = A \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{in}} + j\omega C R_s} \simeq A \frac{1}{1 + j\omega C R_s}, \quad (8)$$

Como vemos, ahora la salida depende de la frecuencia, según una función de transferencia de primer orden con un polo situado en:

$$\omega_c = \frac{1}{C R_s} = \frac{1}{C_f(1 - A) R_s}. \quad (9)$$

Por tanto, se verifica que cuanto mayor sea la ganancia del amplificador, mayor será el efecto de la impedancia Miller y menor ancho de banda tendrá el amplificador realimentado. Además, para ganancias $|A| \gg 1$ se cumple que el producto del ancho de banda del amplificador realimentado por la ganancia A es constante:

$$A\omega_c = \frac{A}{C_f(1 - A) R_s} \simeq \frac{-1}{C_f R_s} = cte. \quad (10)$$

2.1.3. Influencia del efecto Miller sobre el ancho de banda de una etapa emisor común sin resistencia de emisor

A continuación vamos a estudiar la respuesta en frecuencia de una etapa emisor común sin resistencia de emisor (figura 3) aplicando las conclusiones que hemos visto, en el apartado anterior, para amplificadores de tensión en general.

Para esta etapa, y con frecuencias suficientemente bajas como para poder despreciar las capacidades internas del modelo de pequeña señal (C_μ y C_π), la resistencia de entrada viene dada por (ver figura 4):

$$R_{in} = r_\pi || R_{BB} \approx r_\pi, \quad (11)$$

y la ganancia (teniendo en cuenta la resistencia de la fuente) por:

$$\frac{V_0}{V_s} = A \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \approx A, \quad (12)$$

siendo $A = -g_m(R_c || Z_L)$.

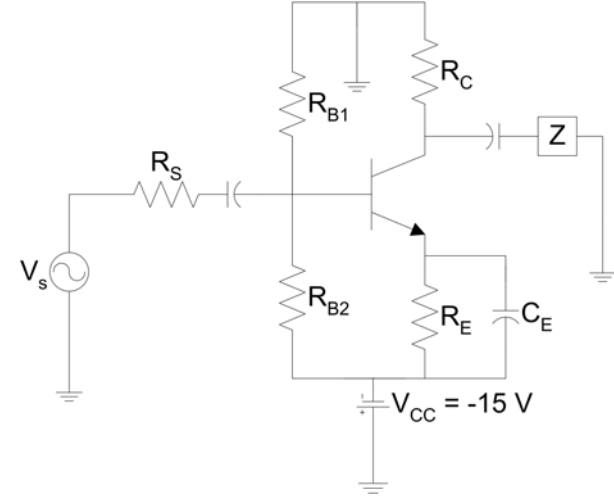


Figura 3: Amplificador emisor común sin resistencia de emisor.

Si aumentamos la frecuencia, se debe considerar el efecto de las capacidades parásitas. Además, la capacidad C_μ realimenta la salida y la entrada del BJT, por lo que sufre efecto Miller de forma que desde la entrada aparece como una capacidad de valor¹ $(1 - A)C_\mu$. Por tanto, la impedancia de entrada viene realmente dada por:

$$Z_{in} = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + (1 - A)C_\mu)}, \quad (13)$$

como puede deducirse de (7) teniendo en cuenta, además, la contribución de C_π . Como puede verse, el módulo de Z_{in} decrece al aumentar la frecuencia, por lo que la ganancia del amplificador (desde el punto de vista de la fuente, V_0/V_s) también disminuirá (ecuación (8)). Además, si $C_\pi \ll (1 - A)C_\mu$, se cumple que el producto $\omega_c A$ es constante, como se ha demostrado en el apartado anterior.

2.2. Laboratorio

1. Diseñar una etapa emisor común sin resistencia de emisor con ganancia igual a 200 (figura 3) y alimentada entre -15 y 0 V.
2. Comprobar en el laboratorio la ganancia y la frecuencia superior de corte.

¹Para aplicar la transformación de Miller es necesario que entre la tensión de salida y de entrada del amplificador haya una relación proporcional (con cierta ganancia A) que no se vea afectada al añadir la impedancia de realimentación. Al ser el BJT en emisor común un amplificador de transconductancia esto no es estrictamente cierto, pues la ganancia depende de la corriente que desvía C_μ . No obstante, el error cometido no es mucho porque el valor de C_μ es muy pequeño y la intensidad que pasa por ella despreciable frente a la que proporciona la fuente $g_m v_{be}$.

En el libro de Gray y Meyer (capítulo 7) se muestra una comparación con un cálculo exacto.

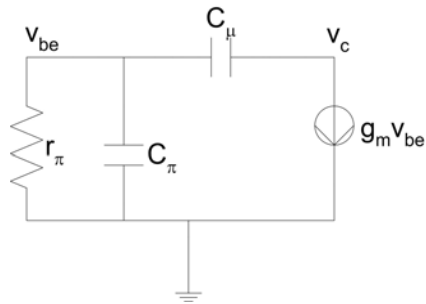


Figura 4: Modelo de pequeña señal de un BJT

3. Colocar varias resistencias de carga (de valor comprendido en el intervalo $[50\Omega, R_C]$) y comprobar cómo afecta a la ganancia y al ancho de banda.
4. Diseñar una etapa cascode de forma que tenga la misma ganancia que el anterior diseño y repetir los pasos 2 y 3. Alimentar entre -15 y 15 V.

Notas. Obsérvese que la etapa emisor común la hemos alimentado entre 0 y -15 V. Con esto conseguimos que añadir la etapa base común suponga únicamente conectar el colector del transistor con el emisor del nuevo BJT (el que actúa en BC), situar la impedancia de colector y de carga en el colector de este transistor (BC) y llevar su base a tierra. Además, la corriente de colector está básicamente fijada por la polarización del primer transistor, por lo que será la misma en las dos configuraciones. Por tanto, como se puede demostrar fácilmente, la ganancia de las dos etapas (EC y cascode) debe ser la misma.

Para conseguir señales de entrada de pequeña amplitud (la amplitud mínima proporcionada por el generador de señales es 200 mV) se debe usar un divisor de tensión cuya resistencia Thevenin equivalente sea pequeña (50 a 100 ohmios).

2.3. Cuestiones

1. Justificar los resultados obtenidos en el punto 3 del apartado 2.2.
2. Comparar los anchos de banda obtenidos con la etapa emisor común y con la configuración cascode. Justificar los resultados.
3. Simular con Pspice y comparar los resultados.

3. Amplificadores sintonizados

3.1. Introducción

Como se sabe, la ganancia de las dos etapas empleadas en esta práctica (emisor común sin resistencia de emisor y cascode) es directamente proporcional a $R_C || Z_L$.

En determinadas aplicaciones conviene que sólo se amplifiquen las componentes de la señal dentro de un determinado rango de frecuencias. Esto se puede lograr haciendo que el valor de la impedancia de carga Z_L sea muy bajo excepto para las frecuencias de interés.

3.2. Adaptación de impedancia con una red *tapped-capacitor*

A menudo, en los circuitos sintonizados, la resistencia de carga está fijada de antemano. Supongamos que para seleccionar sólo ciertas frecuencias en torno a la frecuencia de resonancia se emplea una red RLC en paralelo, con R igual a la resistencia de carga. El valor de R será justamente el valor de la impedancia de la red RLC a la frecuencia de resonancia (R_t). Sin embargo, normalmente interesa que la impedancia sea mucho mayor o tenga determinado valor (para conseguir más ganancia o el máximo de transferencia de potencia, por ejemplo).

Se puede usar entonces la configuración $L || RC$, mostrada en la figura 5. Con este circuito se puede obtener una impedancia R_t (distinta de R) a la frecuencia de resonancia que viene dada por:

$$R_t = R(Q_t^2 + 1), \quad (14)$$

sin más que elegir adecuadamente el factor de calidad del circuito (Q_t).

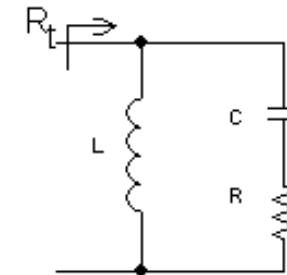


Figura 5: Circuito $L || RC$

Sin embargo, fijada R , la frecuencia de resonancia y el valor de R_t , el ancho de banda del circuito queda determinado. Si tenemos una especificación adicional sobre el ancho de banda se puede usar una red *tapped-capacitor* (ver figura 6), en la que se añade una capacidad para tener un parámetro libre adicional.

Para encontrar los valores adecuados de L , C_1 y C_2 se transforma el paralelo formado por C_2 y R_L en una red serie (ver figura 8) para obtener el circuito $L || RC$ de la figura 5, y poder aplicar las ecuaciones de diseño correspondientes (figura 9). La figura 7 esquematiza este proceso.

3.3. Laboratorio

1. Diseñar una red *tapped-capacitor* que cumpla los siguientes requisitos:

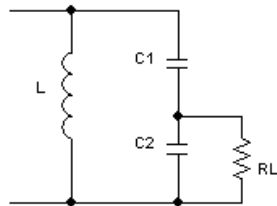


Figura 6: Red tapped-capacitor para la adaptación de la impedancia R_L .

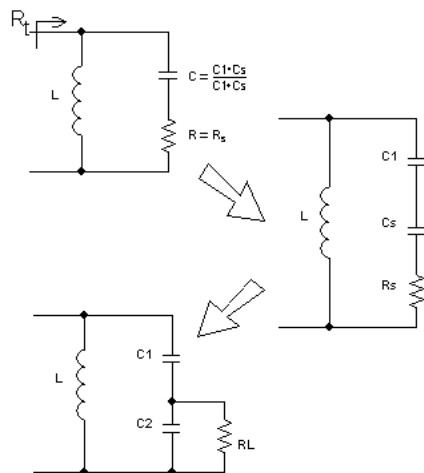
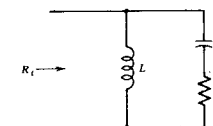


Figura 7: Conversión de una red tapped-capacitor en su equivalente $L||RC$.

Definir: $X_0 = \frac{1}{\omega C_p}$ $Q_p = \frac{R_p}{X_0}$	Definir: $X_0 = \frac{1}{\omega C_s}$ $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$
Equivalente paralelo de la red serie	Equivalente serie de la red paralelo
FORMULAS EXACTAS	
$R_{ps} = R_s(1 + Q_s^2)$	$R_{ss} = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$
$X_{ps} = X_s \left(\frac{Q_s^2 + 1}{Q_s^2} \right)$	$X_{ss} = X_p \left(\frac{Q_p^2}{Q_p^2 + 1} \right)$
$C_{ps} = C_s \left(\frac{Q_s^2 + 1}{Q_s^2} \right)$	$C_{ss} = C_p \left(\frac{Q_p^2 + 1}{Q_p^2} \right)$
FORMULAS APROXIMADAS	
Si $Q_p \geq 10$	Si $Q_s \geq 10$
$R_{ps} \approx R_s Q_s^2$	$R_{ss} \approx \frac{R_p}{Q_p^2}$
$X_{ps} \approx X_s$	$X_{ss} \approx X_p$
$C_{ps} \approx C_s$	$C_{ss} \approx C_p$

Figura 8: Fórmulas de conversión paralelo-serie para redes RC.



Cantidad	Expresión Exacta	Unidades	Expresión Aproximada $Q_i \geq 10$
ω_0	$= \left(\frac{1}{LC - R^2 C^2} \right)^{1/2}$	rad/s	$\approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Q_i	$= \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{R}{\omega_0 L}$		$\approx \frac{\omega_0 L}{R}$
$\omega_0 L$	$= \frac{1}{\omega_0 C} \left(\frac{Q_i^2 + 1}{Q_i^2} \right)$	ohms	$\approx \frac{1}{\omega_0 C}$
R_i	$= \frac{L}{CR} = \omega_0 L Q_i$ $= R(Q_i^2 + 1)$	ohms	$\approx Q_i^2 R = \frac{Q_i}{\omega_0 C}$
B		hertz	$\approx \frac{f_0}{Q_i} = \frac{1}{2\pi CR_i}$

Figura 9: Fórmulas de diseño para el circuito resonante $RC||L$.

- Resistencia de carga, $R_L = 50 \Omega$
 - Frecuencia de resonancia, $f_0 = 0.5 \text{ MHz}$
 - Ancho de banda, $B = 50 \text{ KHz}$
 - Impedancia equivalente a la frecuencia de resonancia, $R_t = 500 \Omega$
2. Determinar experimentalmente la impedancia del circuito. Determinar la frecuencia de resonancia, el ancho de banda y la resistencia equivalente a la frecuencia de resonancia de la red *tapped-capacitor*.
 3. Montarla como impedancia de carga de uno de los amplificadores que hemos usado anteriormente.
 4. Comprobar la frecuencia de resonancia, ganancia y ancho de banda del amplificador resultante

3.4. Cuestiones

1. Comparar con los resultados obtenidos mediante simulación con Pspice.
2. ¿Hay discrepancia entre la frecuencia de resonancia de la red *tapped-capacitor* y la del amplificador sintonizado? En caso afirmativo, ¿por qué?

4. Importante

Para la realización de las prácticas es importante tener en cuenta que:

- Es obligatorio llevar al laboratorio la práctica con los montajes previamente diseñados y simulados con Spice (también se aconseja montarlos antes de la sesión de prácticas para optimizar el tiempo de laboratorio).
- Las fuentes de alimentación proporcionan una tensión de $\pm 15 \text{ V}$.
- Se usan transistores BC547B de Philips.