

Universidad Autónoma de Baja California

Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño



Notas de Diseño Analógico

Ingeniería Electrónica

5o. Semestre

Miguel Enrique Martínez Rosas
Manuel Moisés Miranda Velasco

Ensenada, Baja California, Agosto de 2016.

Índice general

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Repaso de diseño de amplificadores con BJT | 1 |
| 1.1 | Amplificadores Básicos con BJT | 1 |
| 1.1.1 | Primera configuración | 1 |
| 1.1.2 | Segunda configuración | 3 |
| 1.1.3 | Tercera configuración | 5 |
| 1.2 | Sensibilidad | 9 |
| 1.2.1 | Expresiones de $S_{h_{FE}}$ a partir de la ecuación general | 11 |
| 1.3 | Ganancia | 12 |
| 1.3.1 | Desacoplamiento de cd | 13 |
| 1.3.1.1 | Análisis del Amplificador cuando se incluye el resistor R_E | 14 |
| 1.4 | Excursión simétrica máxima | 17 |
| 1.4.1 | Respuesta en frecuencia de amplificadores | 18 |
| 1.4.1.1 | Respuesta debida a C_1 | 19 |
| 1.4.1.2 | Respuesta debida a C_2 | 19 |
| 1.4.1.3 | Respuesta debida a C_E | 20 |
| 1.4.1.4 | Respuesta total debida a C_1 , C_2 y C_E | 20 |
| 2 | Amplificadores Diferenciales | 21 |
| 2.1 | Amplificador diferencial básico | 21 |
| 2.2 | Análisis de c.d. | 22 |
| 2.3 | Señales en configuración de <i>modo común</i> y <i>modo diferencial</i> | 22 |
| 2.4 | Punto de reposo Q | 23 |
| 2.5 | Análisis de c.a. | 26 |
| 3 | Realimentación | 27 |
| 3.1 | Introducción | 27 |
| 3.2 | ¿Que Efectos tiene la realimentación negativa en los sistemas? | 28 |
| 3.3 | Sensibilidad a las variaciones de ganancia en lazo abierto. | 29 |
| 3.4 | Tipos de Amplificadores | 30 |
| 3.4.1 | Amplificador de Voltaje | 30 |
| 3.4.1.1 | “Efecto” de la resistencia del generador en el amplificador. | 31 |
| 3.4.1.2 | “Efecto” de la resistencia de carga sobre en el amplificador. | 31 |
| 3.4.2 | Amplificador de corriente | 32 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.4.3 | Amplificador de Transconductancia | 33 |
| 3.4.4 | Amplificador de Transresistencia | 34 |
| 3.5 | Amplificadores con Realimentación | 35 |
| 3.5.1 | Amplificador de Voltaje realimentado | 35 |
| 3.5.2 | Amplificador de Corriente realimentado | 39 |
| 3.5.3 | Amplificador de Transconductancia realimentado | 42 |
| 3.5.4 | Amplificador de Transresistencia realimentado | 44 |
| 3.5.5 | Metodología para analizar Amplificadores Realimentados. | 47 |
| 4 | Amplificadores Operacionales (Amp Op) | 48 |
| 4.1 | Introducción a los Amp Op. | 48 |
| 4.1.1 | Amplificador Operacional considerado “Ideal” | 48 |
| 4.2 | Corriente de Polarización de Entrada I_B (Input Bias Current) | 49 |
| 4.3 | Efecto de la Corriente de Polarización de Entrada I_B en un Circuito Inversor | 50 |
| 4.4 | Corriente de Polarización en un Circuito No-Inversor. | 52 |
| 4.5 | Corriente de Desbalance de Entrada (Input Offset Current) I_{io} | 53 |
| 4.6 | Corriente de Desbalance (I_{io}) en inversores. | 53 |
| 4.7 | Voltaje de Desbalance de Entrada (Input Offset Voltage) V_{io} | 54 |
| 4.8 | Aplicaciones lineales de los Amplificadores Operacionales | 56 |
| 4.8.1 | Amplificador no inversor con Amplificadores Operacionales | 56 |
| 4.8.2 | Amplificador inversor | 58 |
| 4.8.3 | Aplicaciones lineales con amplificadores operacionales (Continuación) | 62 |
| 4.9 | Aplicaciones no lineales de los amplificadores operacionales | 69 |
| 4.9.1 | Rectificadores de Precisión | 69 |

Índice de figuras

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Primer caso, Amplificador básico con BJT. | 2 |
| 1.2 | Recta de carga en la malla de salida del amplificador caso 1. | 2 |
| 1.3 | Recta de carga para la malla de entrada del amplificador caso 1. | 3 |
| 1.4 | Segundo caso, Amplificador BJT con resistencia en el emisor. | 4 |
| 1.5 | Recta de carga en la malla de salida del caso 2. | 5 |
| 1.6 | Recta de carga en la malla de entrada del caso 2. | 5 |
| 1.7 | Tercer caso del Amplificador BJT. | 7 |
| 1.8 | Recta de carga de la malla de salida del caso 3. | 7 |
| 1.9 | Recta de carga de la malla de entrada del caso 3. | 8 |
| 1.10 | Diagrama para análisis con parámetros híbridos. | 12 |
| 1.11 | Amplificador básico caso 3 con BJT y capacitores | 18 |
| 2.1 | Amplificador Diferencial. | 21 |
| 2.2 | Interpretación gráfica de los voltajes en modo diferencial v_d y modo común v_a | 23 |
| 2.3 | Equivalente por simetría del Amplificador Diferencial. | 24 |
| 2.4 | Recta de carga en modo común del Amplificador Diferencial. | 25 |
| 2.5 | Diagrama del Amplificador diferencial | 26 |
| 3.1 | Diagrama genérico de un Sistema Realimentado. | 27 |
| 3.2 | Descripción por Bloques de un Amplificador en lazo abierto. | 30 |
| 3.3 | Amplificador de Voltaje. | 30 |
| 3.4 | Amplificador de Corriente. | 32 |
| 3.5 | Amplificador de Transconductancia. | 33 |
| 3.6 | Amplificador de Transresistencia. | 34 |
| 3.7 | Descripción por Bloques de un Amplificador Realimentado. | 35 |
| 3.8 | Amplificador de Voltaje con realimentación. | 36 |
| 3.9 | Amplificador de Corriente realimentado. | 39 |
| 3.10 | Amplificador de Corriente realimentado. | 42 |
| 3.11 | Amplificador de Corriente realimentado. | 44 |
| 4.1 | Esquemático del Amplificador Operacional Ideal. | 50 |
| 4.2 | Corriente de polarización de base del Amp Op. | 50 |
| 4.3 | Corriente de polarización de entrada en un circuito inversor. | 51 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.4 | Corrección de desbalance (offset) de entrada por medio de la inserción de R_3 | 51 |
| 4.5 | Corriente de polarización de entrada en un circuito inversor. | 52 |
| 4.6 | Compensación del cambio de resistencia de generador en un circuito no-inversor. | 53 |
| 4.7 | Amplificador Operacional con corrientes de polarización desiguales. . . | 54 |
| 4.8 | Representación del voltaje de desbalance de entrada en un Amplificador Operacional. | 55 |
| 4.9 | Modelo de un Amplificador Operacional real. | 55 |
| 4.10 | Circuito Equivalente. | 55 |
| 4.11 | Amplificador no inversor | 56 |
| 4.12 | Amplificador no inversor con a bloques | 57 |
| 4.13 | Amplificador inversor | 58 |
| 4.14 | Amplificador inversor a bloques | 58 |
| 4.15 | Sumador inversor | 59 |
| 4.16 | Amplificador Restador | 61 |
| 4.17 | configuración inversora | 62 |
| 4.18 | Integrador con Capacitor | 63 |
| 4.19 | Integrador con Inductor | 64 |
| 4.20 | Derivador con capacitor | 65 |
| 4.21 | Integrador con Inductor | 66 |
| 4.22 | Amplificador Logarítmico | 68 |
| 4.23 | Amplificador antilogarítmico | 68 |
| 4.24 | Diagrama del Amplificador Multiplicador | 68 |
| 4.25 | Diagrama del Amplificador Divisor | 69 |
| 4.26 | configuración inversora | 69 |
| 4.27 | Rectificador de Precisión inversor de media onda | 70 |
| 4.28 | Rectificador de Precisión inversor de media onda | 70 |
| 4.29 | Rectificador de Precisión de onda completa | 71 |
| 4.30 | Oscilador de onda cuadrada | 72 |
| 4.31 | Oscilador de onda cuadrada con "Schmitt Trigger" (comparador con histéresis) | 72 |

Índice de tablas

| | | |
|-----|---|----|
| 3.1 | Resumen de características de Amplificadores con realimentación Negativa. | 46 |
| 4.1 | Parámetros ideales del Amplificador Operacional. | 49 |

Capítulo 1

Repaso de diseño de amplificadores con BJT

1.1. Amplificadores Básicos con BJT

1.1.1. Primera configuración

Es importante conocer las ecuaciones de entrada y salida, ya que éstas nos sirven para encontrar las gráficas de las rectas de carga.

Aplicando la LVK en la malla de entrada, se obtiene la ecuación del lazo de Entrada:

$$-V_{CC} + R_B I_B + V_{BE} = 0 \quad (1.1)$$

de la ecuación 1.1 se obtiene la Recta de carga de entrada

$$I_B = -\frac{1}{R_B} V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (1.2)$$

Aplicando la LVK en la malla de salida, se obtiene la ecuación del lazo de Salida:

$$-V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} = 0 \quad (1.3)$$

de la ecuación 1.3 se obtiene la Recta de carga de salida

$$I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.4)$$

Sabemos que:

$$I_C = h_{FE} I_B \quad (1.5)$$

$$V_{BE} \approx 0.7V \text{ (Silicio)} \quad (1.6)$$

$$V_{BE} \approx 0.3V \text{ (Germanio)} \quad (1.7)$$

Se observa que la ecuación 1.4 es de la forma $y = mx + b$, por lo que a partir de esta ecuación se obtiene la recta de carga para la malla de salida (ver Figura 1.2). El punto Q debe estar siempre sobre la recta de carga.

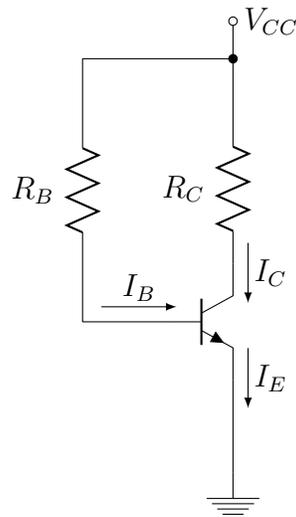


Figura 1.1: Primer caso, Amplificador básico con BJT.

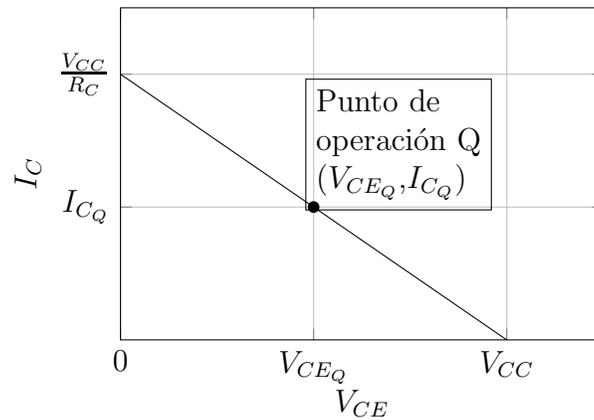


Figura 1.2: Recta de carga en la malla de salida del amplificador caso 1.

Para la malla de entrada, a partir de la ecuación 1.2 y de forma similar al procedimiento de la malla de salida se obtiene la recta de carga mostrada en la Figura 1.3.

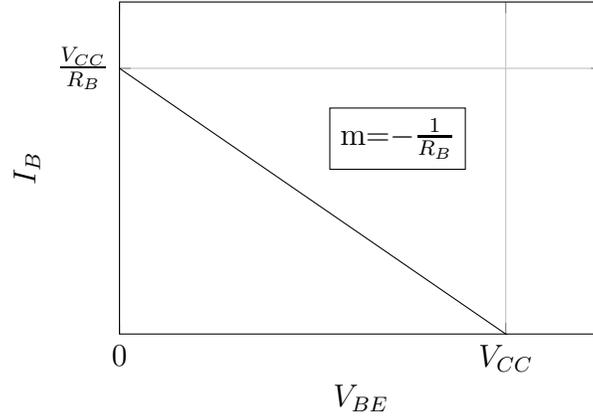


Figura 1.3: Recta de carga para la malla de entrada del amplificador caso 1.

1.1.2. Segunda configuración

Para el segundo caso, se tiene una resistencia en el emisor R_E , por lo que aplicando la LVK en la malla de entrada se obtiene la siguiente ecuación:

$$-V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 0 \quad (1.8)$$

considerando que:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.9)$$

y además

$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \approx I_C \\ &= h_{FE} I_B + I_B \\ &= (h_{FE} + 1) I_B \end{aligned} \quad (1.10)$$

Como $h_{FE} \gg 1$

$$I_E \approx h_{FE} I_B = I_C \quad (1.11)$$

$$I_E \approx I_C \quad (1.12)$$

Se sustituye en la ec. de la malla de entrada y se obtiene la recta de carga correspondiente:

$$I_B \approx -\frac{1}{R_B + h_{FE} R_E} V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B + h_{FE} R_E} \quad (1.13)$$

Para el caso de la Malla de salida, se aplica la LVK y de forma similar se obtiene:

$$-V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E = 0 \quad (1.14)$$

$$-V_{CC} + I_C (R_C + R_E) + V_{CE} \approx 0 \quad (1.15)$$

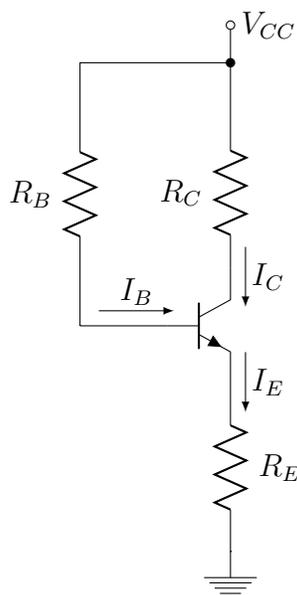


Figura 1.4: Segundo caso, Amplificador BJT con resistencia en el emisor.

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E}V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (1.16)$$

Sustituyendo la ec. 1.11 en las ecuaciones 1.8 y 1.14, se obtienen respectivamente:

$$-V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} + h_{FE} I_B R_E \approx 0 \quad (1.17)$$

$$-V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} + h_{FE} I_B R_E \approx 0 \quad (1.18)$$

A partir de la ecuación (1.18), se puede deducir la expresión para la malla de salida:

$$I_C \approx -\frac{1}{R_C + R_E}V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (1.19)$$

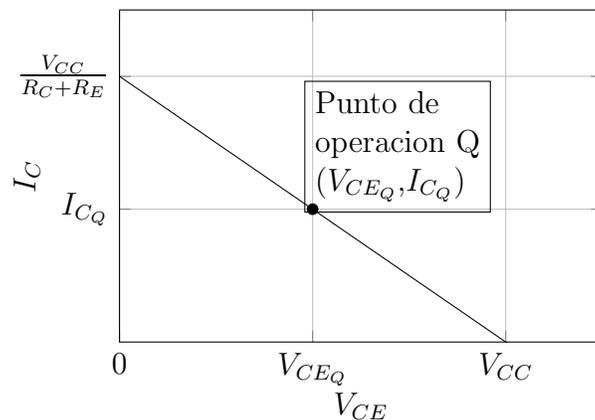


Figura 1.5: Recta de carga en la malla de salida del caso 2.

A partir de la ecuación (1.17), se puede deducir la expresión para la malla de entrada:

$$I_B \approx -\frac{1}{R_B + h_{fe}R_E}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B + h_{fe}R_E} \quad (1.20)$$

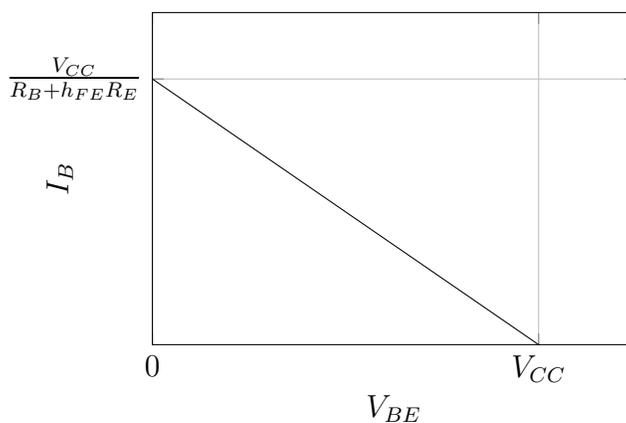


Figura 1.6: Recta de carga en la malla de entrada del caso 2.

1.1.3. Tercera configuración

Para el caso 3, se alimenta el circuito con un divisor de voltaje y se emplea el circuito equivalente de Thévenin para facilitar el análisis

Aplicando la LVK en la Malla de entrada se obtiene la Ecuación de malla correspondiente:

$$-V_{TH} + R_{TH}I_B + V_{BE} + I_E R_E = 0 \quad (1.21)$$

$$-V_{TH} + (R_{TH} + h_{FE}R_E)I_B + V_{BE} = 0 \quad (1.22)$$

$$I_B = -\frac{1}{R_{TH} + h_{FE}R_E}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_{TH} + h_{FE}R_E} \quad (1.23)$$

Aplicando la LVK en la Malla de salida se obtiene la Ecuación de malla correspondiente:

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E}V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (1.24)$$

se observa que es la misma ecuación del caso 2.

En donde:

$$R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.25)$$

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_{CC} \quad (1.26)$$

$$\frac{V_{TH}}{V_{CC}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{R_{TH}}{R_1} \quad (1.27)$$

$$R_1 = R_{TH} \frac{V_{CC}}{V_{TH}} \quad (1.28)$$

$$R_2 = \frac{V_{TH}}{V_{CC}}(R_1 + R_2) \rightarrow R_2 - \frac{V_{TH}}{V_{CC}}R_2 = R_1 \frac{V_{TH}}{V_{CC}} = R_2 \left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{CC}}\right) \quad (1.29)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{TH}}{V_{CC}} - 1} \quad (1.30)$$

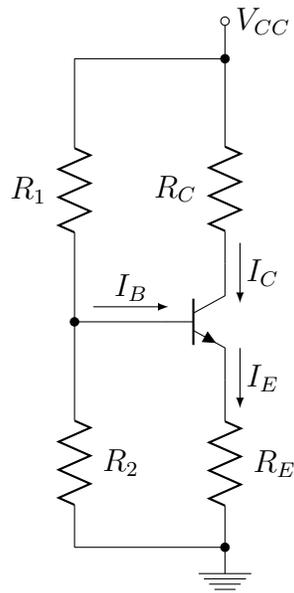


Figura 1.7: Tercer caso del Amplificador BJT.

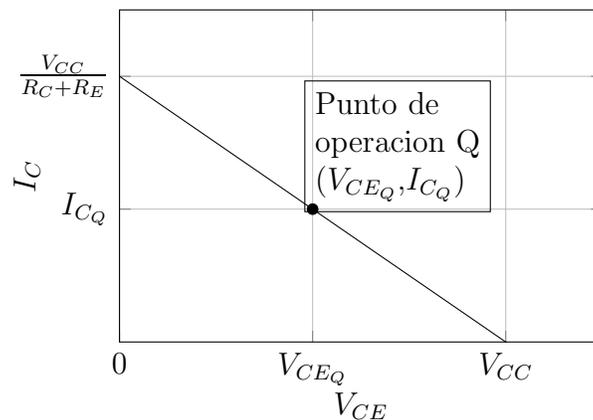


Figura 1.8: Recta de carga de la malla de salida del caso 3.

Problema: Calcular los valores de las resistencias para los 3 casos anteriores sabiendo que: $V_{CC} = 20 \text{ V}$, $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$, $V_{CEQ} = 10 \text{ V}$, $h_{FE} = 100$, $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$. Además, en caso necesario se tiene que: $V_E = I_E R_E = \frac{V_{CC}}{10}$ y $R_1 = R_2$.

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = \frac{10\text{mA}}{100} = 0.1\text{mA}$$

Para el caso 1:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20\text{V} - 0.7\text{V}}{0.1\text{mA}} = 193 \text{ k}\Omega$$

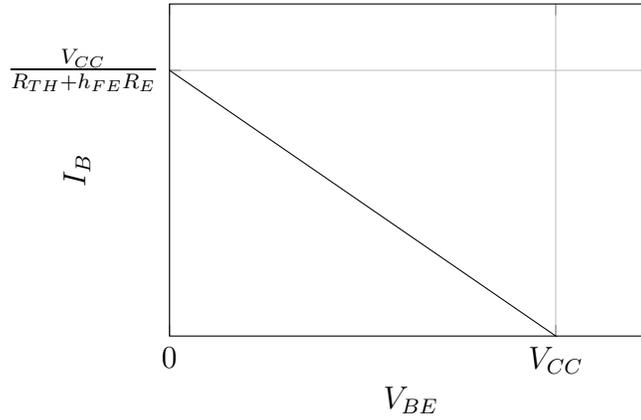


Figura 1.9: Recta de carga de la malla de entrada del caso 3.

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{20\text{V} - 10\text{V}}{10\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

Para el caso 2:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_E R_E}{I_B} = \frac{20\text{V} - 0.7\text{V} - 2\text{V}}{0.1\text{mA}} = 173\text{k}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - I_E R_E}{I_C} = \frac{20\text{V} - 10\text{V} - 2\text{V}}{10\text{mA}} = 800 \Omega$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_B R_B}{I_E} = \frac{20\text{V} - 17.3\text{V} - 0.7\text{V}}{10\text{mA}} = 200 \Omega$$

Para el caso 3: Dado que se tienen los mismos valores del caso dos, entonces:

$$R_C = 800 \Omega$$

$$R_E = 200 \Omega$$

si $R_1 = R_2 = R$ entonces:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{R}{2R} V_{CC} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{20\text{V}}{2} = 10\text{V}$$

$$R_{TH} = \frac{V_{TH} - V_{BE} - I_E R_E}{I_B} = \frac{10\text{V} - 0.7\text{V} - 2\text{V}}{100\mu\text{A}} = 73\text{k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 2R_{TH} = 146\text{k}\Omega$$

1.2. Sensibilidad

La sensibilidad S esta definida como una razón de cambio de una función con respecto a una variable y se describe por la siguiente ecuación:

$$S_x = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta f(x)}{\Delta x} = \frac{\partial f(x)}{\partial x} \quad (1.31)$$

En donde:

$f(x)$: Parámetro afectado por x .

x : Perturbación

“A mayor valor de S_x , la función $f(x)$ se perturba con mayor facilidad (es más inestable), mientras que a menor valor de S_x , la función se perturba con menos facilidad (es más estable)”.

En forma particular, la Sensibilidad S de I_C con respecto al parámetro h_{FE} (también designado comúnmente como β) se puede describir por medio de:

$$S_{h_{FE}} = \frac{\partial I_C(h_{FE})}{\partial h_{FE}} = \frac{\partial I_C(\beta)}{\partial \beta} = S_\beta$$

Caso 1.- Se desea calcular el valor de $S_{h_{FE}}$ para la primera configuración del Amplificador con BJT. En primer lugar se debe obtener una expresión de I_C que esté en función de h_{FE} , tal como se indica en la ecuación 1.32.

$$I_C = f(h_{FE}) \quad (1.32)$$

Utilizando la ecuación 1.4, correspondiente a la malla de salida del primer caso:

$$I_C = -\frac{1}{R_C}V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Es facil observar que la corriente I_C **No** esta en función de h_{FE} y por lo tanto no se puede emplear en el cálculo de la sensibilidad.

Recurriendo ahora a la ecuación 1.2, correspondiente a la malla de entrada:

$$I_B = -\frac{1}{R_B}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B}$$

Como $I_C = h_{FE}I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$

$$\frac{I_C}{h_{FE}} = -\frac{1}{R_B}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (1.33)$$

$$I_C = \left(-\frac{1}{R_B}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B} \right) h_{FE} \quad (1.34)$$

En este caso la corriente I_C **Si** esta en función de h_{FE} y por lo tanto se puede emplear para calcular la sensibilidad deseada.

$$S_{h_{FE}} = \frac{dI_C}{dh_{FE}} = \frac{d}{dh_{FE}} \left(-\frac{1}{R_B}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B} \right) h_{FE}$$

$$S_{h_{FE_1}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (1.35)$$

Caso 2.- Para la segunda configuración del Amplificador con BJT, el valor de $S_{h_{FE}}$ se puede calcular siguiendo el procedimiento de la primera configuración, la expresión de I_C en función de h_{FE} se obtiene de la ecuación 1.17, correspondiente a la malla de entrada.

$$I_B = -\frac{1}{R_B + h_{FE}R_E}V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_B + h_{FE}R_E} = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (1.36)$$

$$I_C = \frac{(V_{CC} - V_{BE})h_{FE}}{R_B + h_{FE}R_E} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + R_E} \quad (1.37)$$

$$S_{h_{FE_2}} = \frac{d}{dh_{FE}} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + R_E} \right)$$

$$= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(1 + \frac{R_E h_{FE}}{R_B}\right)^2} R_B \quad (1.38)$$

$$= \frac{S_{h_{FE_1}}}{\left(1 + \frac{R_E h_{FE}}{R_B}\right)^2}$$

Por lo tanto el primer circuito es mas sensible a los cambios de h_{FE} que el segundo (el cual mejoró su desempeño gracias a la introducción del resistor R_E).

Caso 3.- Siguiendo con el mismo procedimiento que en los casos anteriores se tiene que

$$S_{h_{FE_3}} = \frac{d}{dh_{FE}} \left(\frac{V_{TH} - V_{BE}}{\frac{R_{TH}}{h_{FE}} + R_E} \right) \quad (1.39)$$

Note que ésta expresión describe el caso general para calcular el valor de $S_{h_{FE}}$ en cualquiera de los tres amplificadores básicos que se han analizado.

$$S_{h_{FE_3}} = \frac{(V_{TH} - V_{BE})}{R_{TH}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_E h_{FE}}{R_{TH}}\right)^2} \quad (1.40)$$

1.2.1. Expresiones de $S_{h_{FE}}$ a partir de la ecuación general

A partir de la ecuación general de Sensibilidad con respecto a h_{FE} , se pueden obtener las expresiones de la sensibilidad para cada caso si se aplican las restricciones de diseño indicadas a continuación:

Caso 1: Para la primera configuración no se tiene resistor R_E , en su lugar se tiene un “corto-circuito”, tampoco se tiene el resistor R_2 , en su lugar existe un “circuito-abierto” y el resistor R_B corresponde al resistor R_1 , por lo que se puede utilizar la ecuación general haciendo las siguientes consideraciones:

$$\begin{aligned}R_E &= 0 \Omega \text{ (“corto-circuito”)} \\R_2 &\rightarrow \infty \text{ (“circuito-abierto”)} \\R_1 &= R_B\end{aligned}$$

Con lo cual se obtiene:

$$\begin{aligned}R_{Th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(R_1)(\infty)}{R_1 + \infty} \rightarrow R_{Th} \approx R_1 = R_B \\V_{Th} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{\infty}{R_1 + \infty} V_{CC} \rightarrow V_{Th} \approx V_{CC}\end{aligned}$$

Caso 2: Para la segunda configuración si se tiene resistor R_E , pero, se tienen las mismas condiciones para el resistor R_2 (“circuito-abierto”) y el resistor R_B (igual al resistor R_1), por lo tanto:

$$\begin{aligned}R_E &\neq 0 \Omega \\R_2 &\rightarrow \infty \text{ (“circuito-abierto”)} \\R_1 &= R_B\end{aligned}$$

Por lo que de manera similar al caso 1 se tiene:

$$\begin{aligned}R_{Th} &\approx R_1 = R_B \\V_{Th} &\approx V_{CC}\end{aligned}$$

Caso 3: Para la tercera configuración se tienen los resistores R_E , R_1 y R_2 , por lo tanto se utilizan las ecuaciones sin ninguna aproximación:

$$\begin{aligned}R_{Th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\V_{Th} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}\end{aligned}$$

Si se quiere asegurar que el amplificador sea muy estable, se debe cumplir que:

$$S_{h_{FE}} \rightarrow 0$$

Problema: Calcule los valores de $S_{h_{FE}}$ para los 3 casos de Amplificadores con BJT calculados previamente, sabiendo que se utilizaron los siguientes valores de diseño: $V_{CC} = 20\text{V}$, $V_{BE} = 0.7\text{V}$, $R_{B1} = 193\text{k}\Omega$, $R_{B2} = 173\text{k}\Omega$, $R_{E2} = R_{E3} = 200\Omega$, $V_{Th} = 10\text{V}$ y $R_{Th} = 73\text{k}\Omega$

$$S_{h_{FE1}} = \frac{(20 - 0.7)\text{V}}{196\text{k}\Omega} = 100\mu\text{A}$$

$$S_{h_{FE2}} = \frac{(20 - 0.7)\text{V}}{196\text{k}\Omega} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{200\Omega}{173\text{k}\Omega} * 100\right)^2} = 89.3\mu\text{A}$$

$$S_{h_{FE3}} = \frac{(10 - 0.7)\text{V}}{73\text{k}\Omega} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{200\Omega}{73\text{k}\Omega} * 100\right)^2} = 78.49\mu\text{A}$$

1.3. Ganancia

Para calcular la ganancia de un amplificador con BJT se debe realizar el análisis de pequeña señal (*ca*). En primer lugar se debe sustituir el transistor (elemento activo) por su modelo equivalente de parámetros híbridos (ver Figura 1.10).

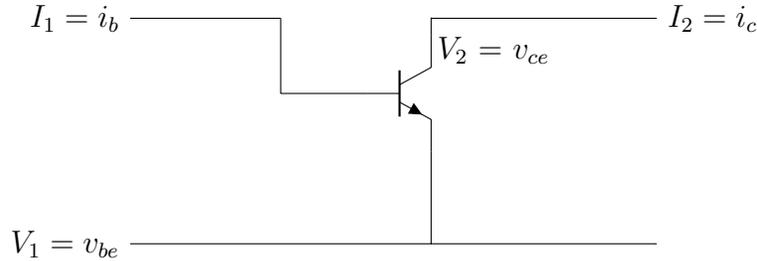


Figura 1.10: Diagrama para análisis con parámetros híbridos.

Desarrollando las ecuaciones de mallas y nodos del circuito equivalente, se obtienen las expresiones de los “parámetros híbridos” que se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{aligned} \quad (1.41)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Los parámetros mostrados en la ecuación 1.41, también pueden expresarse con la siguiente nomenclatura:

$$\begin{aligned} v_{be} &= h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce} \\ i_c &= h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce} \end{aligned} \quad (1.43)$$

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

La nomenclatura empleada en la ecuación 1.43 corresponde al tipo de equivalente eléctrico y configuración empleada para caracterizar al elemento activo. Para el caso de una configuración Emisor Común (EC), se utiliza la siguiente convención:

$$h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_Q = h_{ie} : \text{Resistencia de entrada (Input Resistance)}[\Omega]$$

$$h_{12} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_Q = h_{re} : \text{Ganancia "inversa" de voltaje (Reverse Voltage Gain)}[A_v]$$

$$h_{21} = \frac{i_c}{i_b} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_Q = h_{fe} : \text{Ganancia "en directa" de corriente (Forward Current Gain)}[A_i]$$

$$h_{22} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_Q = h_{oe} : \text{Conductancia de salida (Output Admittance)}[\mathcal{U}]$$

Como la ganancia se calcula para un valor específico de Q , en dicho punto se consideran constantes los valores de los parámetros híbridos y se puede utilizar el modelo simplificado descrito: Suponiendo que (como sucede en la mayoría de dispositivos comerciales) los valores de h_{re} y h_{ce} son despreciables, es posible utilizar un modelo simplificado de parámetros híbridos en donde solo se consideran los parámetros h_{ie} y h_{fe} .

1.3.1. Desacoplamiento de cd

Una vez que se elige un punto de operación (Q), este sirve como referencia y por lo tanto es indispensable desacoplar las señales de ca de manera que no "desplacen" al punto Q , para tal fin se utilizan capacitores de "desacoplo", para la configuración más sencilla se utilizan $C_1 = C_2 = \infty$ (capacitores ideales), cuya reactancia capacitiva se expresa por medio de: $X_C = \frac{1}{j\omega C}$. Para capacitores ideales $X_C \rightarrow 0 \Omega$, es decir se comportan como "cortos-circuitos". En cuanto al generador o fuente de señal, para realizar el análisis de las ganancias se utiliza un circuito equivalente de Norton a la entrada, por lo que:

$$R_{eq} = R_g // R_{Th} = \frac{R_g R_{Th}}{R_g + R_{Th}} \quad (1.45)$$

La corriente de base puede obtenerse por medio de un divisor de corriente:

$$i_b = \frac{R_{eq1}}{R_{eq1} + h_{ie}} i_g = \frac{1}{\left(1 + \frac{h_{ie}}{R_{eq1}}\right)} i_g \quad (1.46)$$

$$\frac{i_b}{i_g} = \frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{R_{eq1}}} \quad (1.47)$$

De manera similar se puede calcular la corriente de salida i_L :

$$i_L = \frac{R_C}{(R_C + R_L)} (-h_{fe} i_e) = \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C}}\right) (-h_{fe} i_b) \quad (1.48)$$

$$\frac{i_L}{i_b} = \frac{-h_{fe}}{1 + \frac{R_L}{R_C}} \quad (1.49)$$

Por lo tanto la ganancia de corriente queda expresada como:

$$A_i = \left(\frac{i_b}{i_g}\right) \left(\frac{i_L}{i_b}\right) = \frac{i_L}{i_g} \quad (1.50)$$

$$A_i = \left(\frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{R_{eq1}}}\right) \left(\frac{-h_{fe}}{1 + \frac{R_L}{R_C}}\right) \quad (1.51)$$

Para calcular la ganancia de voltaje se observa que:

$$V_i = h_{ie} i_b \quad (1.52)$$

y

$$V_o = R_L i_L \quad (1.53)$$

Por lo tanto, la ganancia de voltaje A_V estará expresada por:

$$A_V = \frac{V_O}{V_I} = \frac{R_L i_L}{h_{ie} i_b} = \left(\frac{R_L}{h_{ie}}\right) \left(-\frac{h_{fe}}{1 + \frac{R_L}{R_C}}\right) \quad (1.54)$$

1.3.1.1. Análisis del Amplificador cuando se incluye el resistor R_E

Utilizando el modelo simplificado de parámetros híbridos

$$V_x = i_b h_{ie} + V_{R_E} = i_b h_{ie} + i_b (1 + h_{fe}) R_E \quad (1.55)$$

Como la corriente es la misma se dice que están en serie, por lo que el circuito equivalente de entrada es

Para la salida

$$V_y = V_{Z_i} + i_b (1 + h_{fe}) R_E \quad (1.56)$$

La impedancia equivalente de una fuente de corriente tiende a infinito (abierto).

Por divisor de voltaje

$$V_{Z_i} = Z_i / (Z_i + yR_E) V_y \quad (1.57)$$

Como $Z_i \gg yR_E$ por lo tanto $Z_i + yR_E \approx Z_i$

$$V_{Z_i} \approx V_y \quad (1.58)$$

$$V_{R_E} = h_{fe} i_b y R_E(A) = i_b (1 + h_{fe}) R_E(B) \quad (1.59)$$

(A) = etapa de salida

(B) = etapa de entrada

$$y = \frac{(1 + h_{fe})}{h_{fe}} = \frac{1}{\alpha} \approx 1 \quad (1.60)$$

porque $1 + h_{fe} \approx h_{fe}$ ya que $h_{fe} \gg 1$

$$I_C \approx I_E \quad (1.61)$$

El nuevo modelo equivalente queda de forma siguiente

Por divisores de corriente

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{R_{eq1}}{(R_{eq1} + h_{ie} + R_E(h_{fe} + 1))} i_g \\ &= \frac{R_{eq1}}{(R_{eq1} + h_{ie} + R_E h_{fe})} i_g \end{aligned} \quad (1.62)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{1 + \frac{(h_{ie} + R_E h_{fe})}{R_{eq1}}} i_g \\ \frac{i_b}{i_g} &= \frac{1}{1 + \frac{(h_{ie} + R_E h_{fe})}{R_{eq1}}} \end{aligned} \quad (1.63)$$

Divisor de corriente de salida

$$i_L = \frac{R_C}{(R_C + R_L)} (-h_{fe} i_b) = -\frac{h_{fe}}{1 + \frac{R_L}{R_C}} i_b \quad (1.64)$$

$$\frac{i_L}{i_b} = -\frac{h_{fe}}{(1 + \frac{R_L}{R_C})} \quad (1.65)$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_g} = \left(\frac{i_L}{i_b} \right) \left(\frac{i_b}{i_g} \right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{(h_{ie} + R_E h_{fe})}{R_{eq1}}} \right) \left(-\frac{h_{fe}}{1 + \frac{R_L}{R_C}} \right) \quad (1.66)$$

La ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{V_L}{V_i} = \left(\frac{i_L}{i_b} \right) \left(\frac{R_L}{h_{ie} + R_E h_{fe}} \right) \quad (1.67)$$

Primer caso: $R_B = 186 \text{ k}\Omega$ y $R_C = 1 \text{ k}\Omega$

Segundo caso: Malla de entrada

$$\begin{aligned}
 -V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E &= 0 \\
 -V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} + I_B(1 + h_{fe})R_E &= 0 \\
 -V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} + I_B h_{fe} R_E &\approx 0 \\
 I_B(R_B + h_{fe} R_E) &\approx V_{CC} - V_{BE} \\
 R_B + h_{fe} R_E &\approx \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{I_B}
 \end{aligned} \tag{1.68}$$

Malla de salida

$$\begin{aligned}
 -V_{cc} + I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E &= 0 \\
 -V_{cc} + I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E &\approx 0 \\
 I_C &\approx I_E \\
 I_C(R_C + R_E) &\approx V_{CC} - V_{CE} \\
 R_C + R_E &\approx \frac{(V_{CC} - V_{CE})}{I_C}
 \end{aligned} \tag{1.69}$$

Se propone: $V_E = I_E R_E = \frac{V_{CC}}{10}$ (Propuesta arbitraria).

$$V_E \approx I_C R_E \approx \frac{V_{CC}}{10} = 1\text{V} \tag{1.70}$$

$$R_E = \frac{1\text{V}}{I_C} = \frac{1\text{V}}{5\text{mA}} = 200\Omega \tag{1.71}$$

Sustituyendo 1.71 en 1.69

$$R_C + 200\Omega = (10 - 5\text{V})/5\text{mA} \rightarrow 1\text{k}\Omega - 200\Omega = R_C = 800\Omega$$

Sustituyendo 1.71 en 1.68

$$\begin{aligned}
 R_B + (200\Omega)100 &\approx (10 - 0.7)\text{V}/50\mu\text{A} \\
 R_B + 20\text{k}\Omega &= 186\text{k}\Omega && \text{*Para mantener el punto Q.} \\
 R_B &= 186\text{k}\Omega - 20\text{k}\Omega \\
 R_B &= 166\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

Tercer caso Si se toma en consideración: $V_E = I_E R_E = \frac{V_{CC}}{10}$ y se sabe que las mallas de salida del segundo y tercer caso son iguales, entonces:

$$R_E = 200 \Omega$$

$$R_C = 800 \Omega$$

Malla de entrada

$$\begin{aligned} -V_{Th} + R_{Th}I_B + V_{BE} + I_E R_E &= 0 \\ R_{Th}I_B + h_{fe}I_B R_E &\approx V_{Th} - V_{BE} \\ I_B(R_{Th} + h_{fe}R_E) &\approx V_{Th} - V_{BE} \\ R_{Th} &\approx \frac{(V_{Th} - V_{BE})}{I_B} - h_{fe}R_E \end{aligned} \tag{1.72}$$

Utilizando ahora como propuesta arbitraria: $R_1 = R_2 = 2R_{Th}$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} V_{Th} &= \frac{V_{CC}}{2} = 5V \\ R_{Th} &\approx \frac{(V_{Th} - V_{BE})}{I_B} - h_{fe}R_E \\ R_{Th} &= \frac{(5 - 0.7)V}{50 \text{ mA}} - 100 \times 200\Omega \\ R_{Th} &= 86 \text{ k}\Omega - 20 \text{ k}\Omega = 66 \text{ k}\Omega \\ R_{Th} &= 66 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= R_2 = 132 \text{ k}\Omega \end{aligned} \tag{1.73}$$

1.4. Excursión simétrica máxima

Para asegurar la Excursión Simétrica Máxima de la señal de salida de un Amplificador, es necesario calcular los valores de componentes de manera que el punto Q esté ubicado en el punto medio de la recta de carga de *c.a.* La recta de carga de *c.a.* se puede expresar por la fórmula general de una recta que pasa por un punto conocido: $(y - Y_0) = m \cdot (x - X_0)$, en donde (X_0, Y_0) son las coordenadas del punto de referencia, que para nuestro caso corresponde a la intersección entre las rectas de carga de *c.c.* y *c.a.*

$$\begin{aligned} (i_c - I_{CQ}) &= m(v_{ce} - V_{CEQ}) \\ (i_c - I_{CQ}) &= -\frac{1}{R_C}(v_{ce} - V_{CEQ}) \end{aligned} \tag{1.74}$$

Como en este caso desconocemos el valor de V_{CEQ} , ya que sólo se tiene como parámetro de diseño el valor de I_{CQ} , entonces, sabiendo que cuando

$$v_{ce} = 0 \rightarrow i_c = 2I_{CQ} \quad (1.75)$$

Sustituyendo los valores de la ecuación 1.75 en la ec. 1.74:

$$(2I_{CQ} - I_{CQ}) = -\frac{1}{R_C}(0 - V_{CEQ}) \quad (1.76)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CEQ}}{R_C} \quad (1.77)$$

$$V_{CEQ} = R_C I_{CQ} \quad (1.78)$$

Recordando que la ecuación de la recta de carga de *c.c.* es:

$$0 = -V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \approx -V_{CC} + I_C(R_C + R_E) + V_{CE} \quad (1.79)$$

Sustituyendo 1.78 en 1.79

$$0 = -V_{CC} + I_{CQ}(R_C + R_E) + I_{CQ}R_C = -V_{CC} + I_{CQ}(2R_C + R_E) \quad (1.80)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{(2R_C + R_E)} \quad (1.81)$$

1.4.1. Respuesta en frecuencia de amplificadores

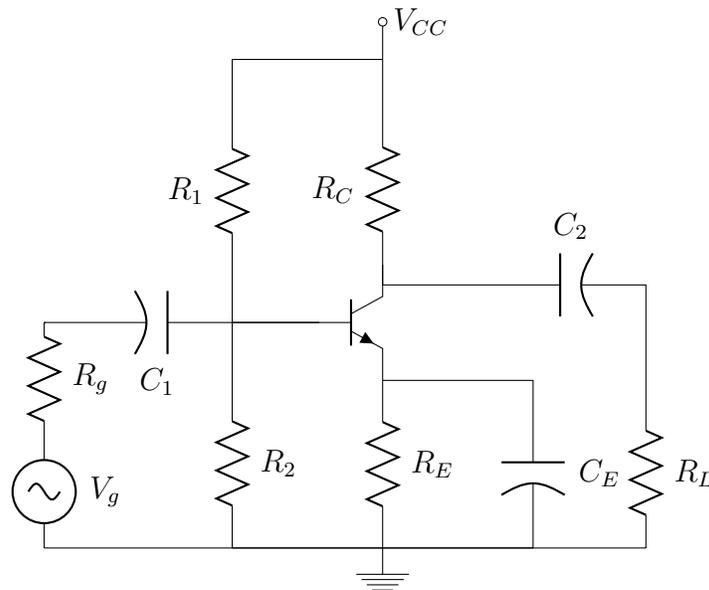


Figura 1.11: Amplificador básico caso 3 con BJT y capacitores

Para describir el efecto que tienen los capacitores, se debe obtener una función que represente la curva que corresponde a un filtro pasa-altas, el circuito eléctrico del arreglo más simple que da esta respuesta es un filtro RC de 1er. orden.

La respuesta a baja frecuencia del amplificador en configuración en emisor común esta determinada por el capacitor de desacoplo de emisor C_E y los capacitores de acoplamiento C_1 y C_2 . Usualmente, en los circuitos amplificadores a transistor, el capacitor de acoplamiento C_1 limita la respuesta en baja frecuencia.

Estos capacitores de acoplamiento, son externos al transistor y producen el descenso de la respuesta en baja frecuencia del amplificador debido a su impedancia equivalente, que llega a ser grande en frecuencias bajas.

Para cada circuito, existe una banda de frecuencias en la que la magnitud de la ganancia es igual o relativamente cercana al valor de la banda media ($|A| = |A_m|$). Para fijar las fronteras de frecuencia a una ganancia relativamente alta se selecciona 0.7071 como la ganancia para los niveles de corte, dicha frecuencia (ω_c) también es conocida como frecuencia de media potencia, ya que el nivel de potencia de salida a la frecuencia ω_c corresponde a la mitad de la potencia de salida obtenida en la banda media.

Los amplificadores en configuración *Emisor-Común* introducen un desplazamiento de fase de 180° entre la señal de entrada y la señal de salida. Este caso solo ocurre para la región de banda media. Para bajas frecuencias, existe un desplazamiento de fase tal que desfasa a V_i por un ángulo mayor. Para altas frecuencias, el desplazamiento de fase cae por debajo de 180° .

1.4.1.1. Respuesta debida a C_1

La ganancia del amplificador, considerando los valores reales de C_1 está dada por:

$$A_I = \left(\frac{1}{1 - j \frac{\omega_{C1}}{\omega}} \right) \cdot A_{Im}$$

$$\omega_{C1} = \frac{1}{C_1 \cdot (R_g + R_{Th} || h_{ie})}$$

1.4.1.2. Respuesta debida a C_2

La ganancia del amplificador, considerando los valores reales de C_2 está dada por:

$$A_I = \left(\frac{1}{1 - j \frac{\omega_{C2}}{\omega}} \right) \cdot A_{Im}$$

$$\omega_{C2} = \frac{1}{C_2(R_C + R_L)}$$

1.4.1.3. Respuesta debida a C_E

La ganancia del amplificador, considerando los valores reales de C_E , está dada por:

$$A_I = \left(\frac{1}{1 + \frac{K}{1+j\omega C_E R_E}} \right) \cdot A_{Im}$$
$$K = \frac{R_E(1 + h_{fe})}{R_{eq1} + h_{ie}}$$
$$R_{eq1} = R_g || R_{Th}$$

1.4.1.4. Respuesta total debida a C_1 , C_2 y C_E

La respuesta en frecuencia del Amplificador que combina todas las respuestas individuales de los capacitores está dada por:

$$A_I = \left(\frac{1}{1 - j\frac{\omega C_1}{\omega}} \right) \left(\frac{1}{1 - j\frac{\omega C_2}{\omega}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{K}{1+j\omega C_E R_E}} \right) \cdot A_{Im}$$

Se debe recordar que:

$$|H(j\omega)| = \frac{|NUM(j\omega)|}{|DEN(j\omega)|} = \frac{\sqrt{Re[NUM]^2 + Im[NUM]^2}}{\sqrt{Re[DEN]^2 + Im[DEN]^2}}$$

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |H(j\omega)|$$

$$\theta(j\omega) = \arctan \left(\frac{Im[NUM]}{Re[NUM]} \right) - \arctan \left(\frac{Im[DEN]}{Re[DEN]} \right)$$

Capítulo 2

Amplificadores Diferenciales

2.1. Amplificador diferencial básico

El amplificador diferencial es una configuración que se utiliza como etapa de entrada en los Amplificadores Operacionales (OpAmp). En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de un amplificador diferencial básico, en el cual (para facilitar el análisis del circuito) se considera que $T_1 = T_2$, es decir, los transistores que forman el par diferencial son idénticos.

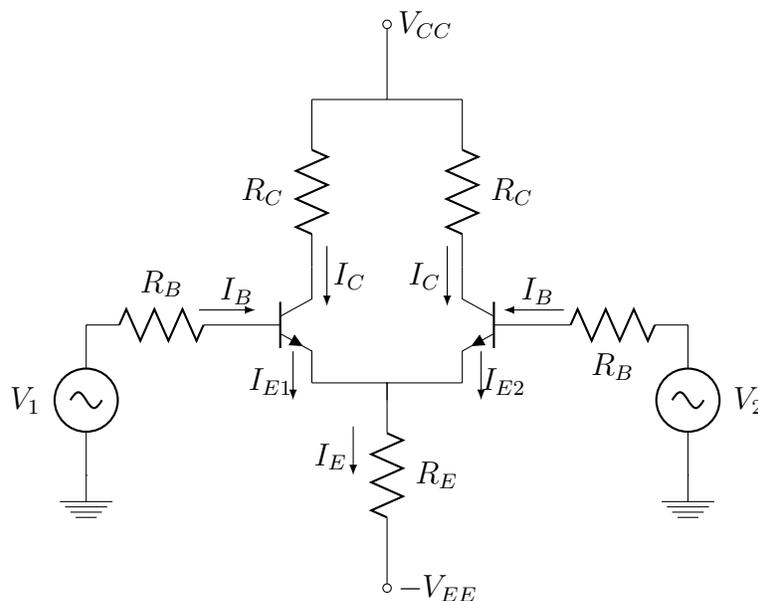


Figura 2.1: Amplificador Diferencial.

Los amplificadores diferenciales tienen las siguientes características:

- 2 Fuentes de alimentación ($+V_{CC}$ y $-V_{EE}$).

- 2 Entradas (v_1 y v_2).
- 3 Salidas (v_{o1} , v_{o2} y $v_{o2} - v_{o1}$).
- Amplifica c.d. y c.a.
- Utiliza dos transistores idénticos ($T_1 = T_2$).

Las señales de entrada se forman por dos componentes, un componente de “modo común” v_a y un componente de “modo diferencial” v_d . Los cuáles se expresan de la siguiente manera:

$$v_a = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

$$v_d = v_2 - v_1$$

Despejando y sustituyendo:

$$v_1 = v_2 - v_d$$

$$v_a = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_2 - v_d + v_2}{2} = \frac{2v_2 - v_d}{2} = v_2 - \frac{v_d}{2}$$

$$v_2 = v_1 + v_d$$

$$v_1 = v_a - \frac{v_d}{2}$$

$$v_2 = v_a + \frac{v_d}{2}$$

2.2. Análisis de c.d.

2.3. Señales en configuración de *modo común* y *modo diferencial*

Como el amplificador diferencial se utiliza principalmente para amplificar la diferencia de las señales de entrada, se define v_d como la diferencia de los voltajes de entrada, es decir:

$$v_d = v_2 - v_1 \tag{2.1}$$

Esta relación es llamada voltaje de entrada en modo diferencial o modo diferencia. Otro término empleado en el análisis es el valor medio de voltajes de entrada:

$$v_a = \frac{v_1 + v_2}{2} \tag{2.2}$$

v_a es conocido como voltaje de entrada de modo común. Partiendo de las ecuaciones 2.1 y 2.2, se puede deducir que:

$$\begin{aligned} v_2 &= v_a + \frac{v_d}{2} \\ v_1 &= v_a - \frac{v_d}{2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

De las expresiones anteriores se observa que los voltajes de entrada se pueden expresar en términos de la tensión de entrada de modo común y la tensión de entrada de modo diferencial. La interpretación gráfica de las definiciones anteriores se muestra en la Figura 2.2.

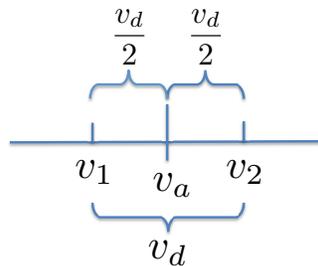


Figura 2.2: Interpretación gráfica de los voltajes en modo diferencial v_d y modo común v_a .

En aplicaciones típicas del amplificador diferencial, la entrada de modo diferencial es la señal deseada que se amplifica, mientras que la entrada de modo común debe suprimirse y por lo tanto no debe ser amplificada.

Para fines prácticos, se pueden calcular fácilmente las señales de entrada en modo totalmente común o en modo totalmente diferencial. Por ejemplo, si $v_1 = v_2$, la entrada de modo diferencial es cero y la entrada de modo común es: $v_a = v_1 = v_2$. Por otra parte, si $v_1 = -v_2$, la entrada de modo común es cero, mientras que la entrada en modo diferencial es: $v_d = 2v_2 = -2v_1$.

2.4. Punto de reposo Q

Al analizar las etapas individuales de un amplificador se observó que la recta de carga (*c.a.* o *c.d.*) definía completamente la curva de funcionamiento del circuito de colector dentro de los límites de variación de la señal de entrada. Dicha curva se mantiene como línea recta cuando el circuito contiene únicamente resistores y fuentes de voltaje. Ahora se tiene una situación diferente; existen “dos” señales de entrada. Cada transistor funcionará dentro de una región de las características del colector a la que corresponden valores máximo y mínimo de las 2 señales de entrada.

Cuando se desea determinar el punto Q de un amplificador, se ajusta a cero la señal de entrada. Para el amplificador diferenciales conveniente partir del análisis del punto Q suponiendo que la entrada de modo diferencial es cero, es decir cuando $v_a = v_1 = v_2$.

Gracias a la simetría del circuito se pueden separar los emisores, intercalando una resistencia $2R_E$ en cada rama del emisor, tal como se muestra en la Figura 2.3.

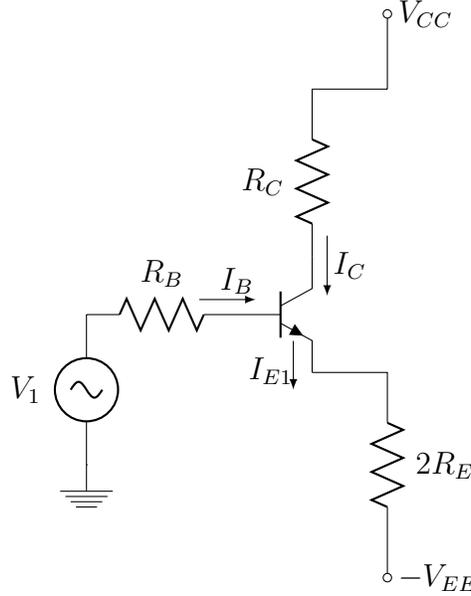


Figura 2.3: Equivalente por simetría del Amplificador Diferencial.

Empleando la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) en el circuito original se observa que la caída de tensión del emisor no ha cambiado.

$$v_{E_1} = v_{E_2} = (I_{E_1} + I_{E_2})R_E - V_{EE} \quad (2.4)$$

Cuando $v_1 = v_2$, se tiene por simetría $I_{E_1} = I_{E_2} = I_E$, por lo que:

$$v_{E_1} = v_{E_2} = I_E(2R_E) - V_{EE} \quad (2.5)$$

La ecuación de la recta de carga, válida para $v_a = v_1 = v_2$ se obtiene aplicando la LVK en la malla de colector-emisor, como se muestra en la ecuación 2.6:

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E(2R_E) - (-V_{EE}) \\ &\approx V_{CC} + V_{EE} - I_C(R_C + 2R_E) \end{aligned} \quad (2.6)$$

La corriente de emisor (o de colector) se obtiene aplicando la LVK en la malla base-emisor.

$$v_a = I_B R_B + V_{BE} + I_E(2R_E) + (-V_{EE}) \quad (2.7)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{I_E}{\beta} \quad (2.8)$$

$$V_{BE} \approx 0.7 \text{ V (para transistores de Si)} \quad (2.9)$$

$$I_C \approx \frac{v_a + V_{EE} - 0.7}{2R_E + R_B/\beta} \quad (2.10)$$

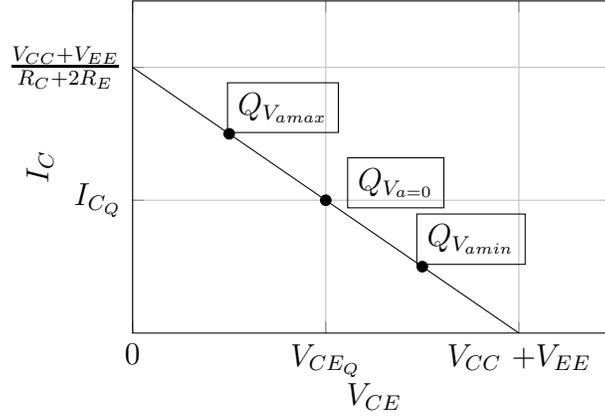


Figura 2.4: Recta de carga en modo común del Amplificador Diferencial.

La recta de carga de modo común del amplificador diferencial se representa por medio de la Figura 2.4. Puesto que en éste caso se encuentra presente únicamente el voltaje en modo común, el punto Q es el punto estático obtenido al ajustar a cero la entrada en modo común v_a . Los puntos Q_{max} y Q_{min} representan los puntos de trabajo obtenidos cuando la entrada de modo común v_a varía desde su valor más positivo $V_{a_{max}}$ hasta su valor más negativo $V_{a_{min}}$ “Con la entrada de modo diferencial igual a cero”. Se aplica la misma recta de carga a cada transistor, debido a que la corriente de colector de cada uno es la misma si los voltajes de entrada son iguales, independientemente del valor de v_a .

Como las corrientes son las mismas y el circuito es simétrico, las tensiones de colector son iguales y el voltaje de salida $v_{o1} - v_{o2}$ será cero independientemente del valor de v_a siempre que $v_1 = v_2$. Los voltajes individuales v_{o1} y v_{o2} variarán con las variaciones de v_a .

La región de funcionamiento especificada corresponde a la entrada de modo diferencial igual a cero. Ahora, para determinar el efecto de una entrada no-nula del modo diferencial $v_2 = -v_1 = \frac{v_d}{2}$, se tiene que la entrada en modo común es nula y el punto Q representado será el mostrado en la recta de carga $v_2 = \frac{v_d}{2}$ y $v_1 = \frac{-v_d}{2}$.

Cuando v_2 aumenta, también aumenta I_{E2} y cuando disminuye v_1 , también disminuye I_{E1} , por lo tanto $I_{E1} + I_{E2}$ permanece constante en R_E y por lo tanto $V_{E1} = V_{E2}$. Como I_{E1} e I_{E2} varían, entonces $V_{CE1} = V_{CE2}$ también deben variar.

$$\Delta v_{CE1} = -R_C \Delta I_{C1} \quad (2.11)$$

$$v_{ce1} = -R_C i_{c1} \quad (2.12)$$

$$\Delta v_{CE2} = -R_C \Delta I_{C2} \quad (2.13)$$

$$v_{ce2} = -R_C i_{c2} \quad (2.14)$$

Las ecuaciones anteriores corresponden a la recta de carga de modo diferencial y su pendiente es: $-\frac{1}{R_C}$.

La combinación de las rectas de carga de modo diferencial y de modo común definen la región de funcionamiento de cada transistor. Puesto que cada señal de entrada tendrá en general ambas componentes, se pueden establecer los límites de la región de operación si se conocen los valores máximo y mínimo de las señales o de sus componentes en modo diferencial y en modo común respectivamente.

Ejemplo: Para el circuito de la Figura 2.5, en donde $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V, $R_B = 0$ Ω , $R_E = 900$ Ω , $R_C = 200$ Ω y el margen de entrada en modo común es $-7 \leq v_a \leq 7$. Hallar los valores máximos permitidos de i_{c1} e i_{c2} debidas a la señal de modo diferencial para que el funcionamiento sea lineal.

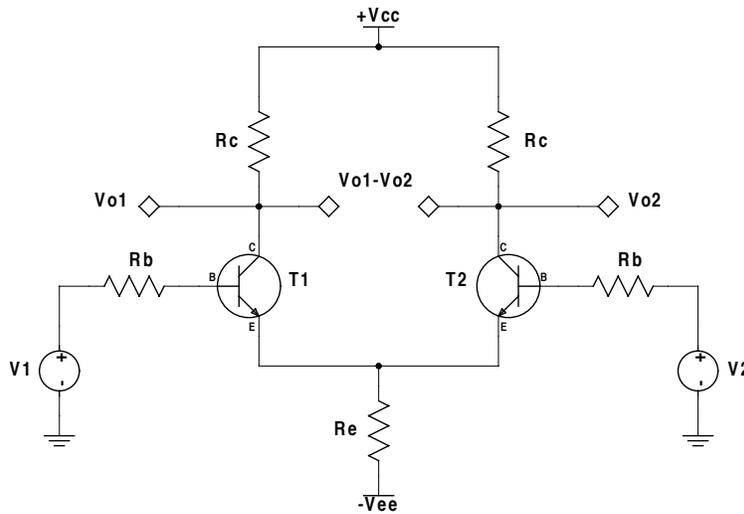


Figura 2.5: Diagrama del Amplificador diferencial .

2.5. Análisis de c.a.

La importancia del amplificador diferencial estriba en el hecho de que las salidas son proporcionales a la diferencia entre las dos señales de entrada. El circuito se puede emplear entonces para amplificar la diferencia entre las dos entradas o amplificar una sola señal de entrada, conectando la otra entrada a tierra.

Capítulo 3

Realimentación

3.1. Introducción

La realimentación implica básicamente tomar una porción de la señal de salida de un sistema e inyectarla a la entrada del mismo sistema. La realimentación puede ser positiva o negativa. Para el caso de Amplificadores (y en general sistemas en los que se espera una respuesta lineal) se busca la realimentación negativa. El estudio de la realimentación positiva se aplica por otro lado para diseñar osciladores.

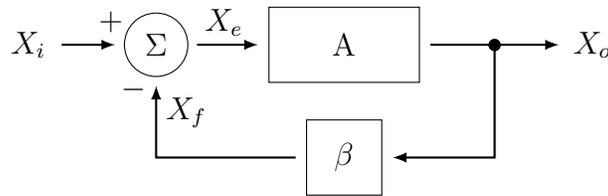


Figura 3.1: Diagrama genérico de un Sistema Realimentado.

Del diagrama a bloques de un sistema realimentado genérico (como el mostrado en la Figura 3.1) se deduce fácilmente que:

$$X_o = AX_e \quad (3.1)$$

$$X_e = X_i - X_f \quad (3.2)$$

$$X_f = \beta X_o \quad (3.3)$$

La ganancia de lazo cerrado (con realimentación) corresponderá entonces a:

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} \quad (3.4)$$

Sustituyendo equivalencias obtenemos:

$$X_e = X_i - \beta X_o \quad (3.5)$$

Ademas:

$$X_o = AX_e = A(X_i - \beta X_o) \quad (3.6)$$

Desarrollando:

$$X_o = AX_i - A\beta X_o \quad (3.7)$$

$$X_o + A\beta X_o = AX_i \quad (3.8)$$

$$(1 + A\beta)X_o = AX_i \quad (3.9)$$

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (3.10)$$

Por lo tanto:

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (3.11)$$

El término βA , también se conoce como ganancia de lazo $T = \beta A$. Si se tiene la condición $\beta A \gg 1, T \gg 1$, entonces:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (3.12)$$

3.2. ¿Que Efectos tiene la realimentación negativa en los sistemas?

- Incrementa la estabilidad
- Modifica las impedancias de entrada y salida
- Aumenta el ancho de banda
- Reduce las no-linealidades
- Aumenta la inmunidad al ruido
- Reduce la ganancia
- Mayor complejidad en el análisis

3.3. Sensibilidad a las variaciones de ganancia en lazo abierto.

$$S_A = \frac{\partial A_F}{\partial A} \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{A}{1 + \beta A} \right) = \frac{(1 + \beta A) \frac{dA}{dA} - A \frac{d(1 + \beta A)}{dA}}{(1 + \beta A)^2} = \frac{(1 + \beta A) - \beta A}{(1 + \beta A)^2} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \quad (3.14)$$

$$S_A = \frac{\partial A_F}{\partial A} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial A_F}{\partial A} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \rightarrow \partial A_F = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \partial A \quad (3.16)$$

$$\Delta A_F = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \Delta A \quad (3.17)$$

dividiendo la ecuación 3.17 entre $A_F = \frac{A}{1 + \beta A}$ se obtiene:

$$\frac{\Delta A_F}{A_F} = \frac{\Delta A}{(1 + \beta A)^2} \frac{1}{\frac{A}{(1 + \beta A)}} = \frac{1}{(1 + \beta A)} \frac{\Delta A}{A} \quad (3.18)$$

Ejemplo: Suponga que se tienen los siguientes parámetros: $\beta = \frac{1}{5}$ y $A = 100$, si además se sabe que se produce un cambio del 10% de A , es decir $\Delta A = 10$. ¿Cuál es la proporción de variación de la ganancia con realimentación?

$$1 + \beta A = 1 + \frac{100}{5} = 21$$

$$\frac{\Delta A_F}{A_F} = \left(\frac{1}{21} \right) \left(\frac{10}{100} \right) = \frac{1}{210}$$

3.4. Tipos de Amplificadores

Si consideramos un amplificador con ganancia A , su representación en diagramas de bloques es la mostrada en la Figura 3.2.

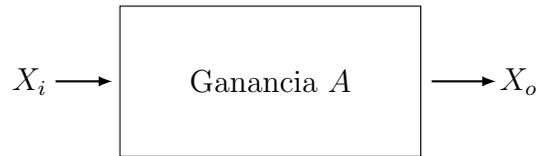


Figura 3.2: Descripción por Bloques de un Amplificador en lazo abierto.

Existen 4 diferentes tipos de Amplificadores y se clasifican de la siguiente manera:

- Amplificadores de Voltaje [A_V]
- Amplificadores de Corriente [A_I]
- Amplificadores de Transconductancia [G_m]
- Amplificadores de Transresistencia [R_m]

3.4.1. Amplificador de Voltaje

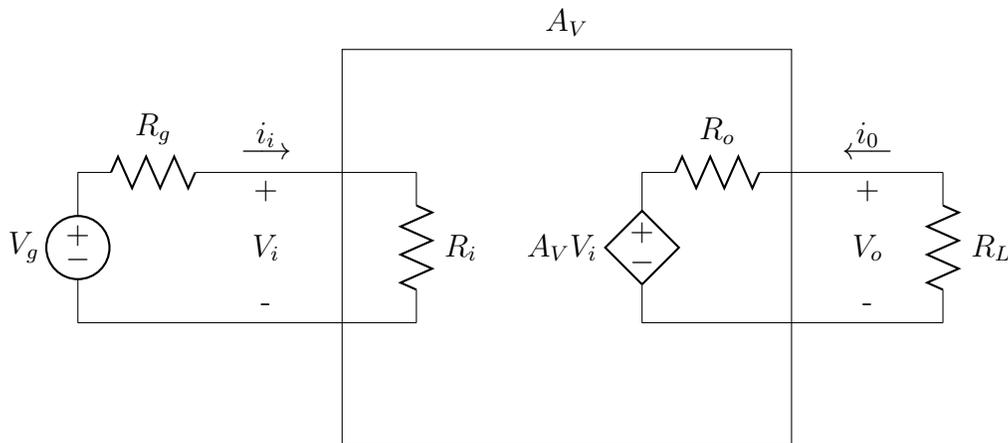


Figura 3.3: Amplificador de Voltaje.

en donde:

R_i : Resistencia de entrada.

V_i : Voltaje de entrada.

R_o : Resistencia de salida.

V_o : Voltaje de salida.

A_v : Ganancia de voltaje

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}$$

3.4.1.1. “Efecto” de la resistencia del generador en el amplificador.

Utilizando un divisor de voltaje, se tiene:

$$V_i = \left(\frac{R_i}{R_i + R_g} \right) (V_g)$$

$$V_i = \left(\frac{V_g}{1 + \frac{R_g}{R_i}} \right)$$

El valor máximo de V_i se obtendrá cuando $\frac{R_g}{R_i} \rightarrow 0$
es decir: $R_i \gg R_g$

Por lo tanto un buen amplificador de voltaje debe cumplir con la siguiente condición:

$$R_i \gg R_g$$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_i \rightarrow \infty$.

3.4.1.2. “Efecto” de la resistencia de carga sobre en el amplificador.

Utilizando un divisor de voltaje, se tiene:

$$V_i = \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right) (A_v)(V_i)$$

$$V_i = \left(\frac{(A_v)(V_i)}{1 + \frac{R_o}{R_L}} \right)$$

El valor máximo de V_o se obtendrá cuando $\frac{R_o}{R_L} \rightarrow 0$
es decir: $R_L \gg R_o$

Por lo tanto un buen amplificador de voltaje debe cumplir con la siguiente condición:

$$R_L \gg R_o$$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_o \rightarrow 0$.

3.4.2. Amplificador de corriente

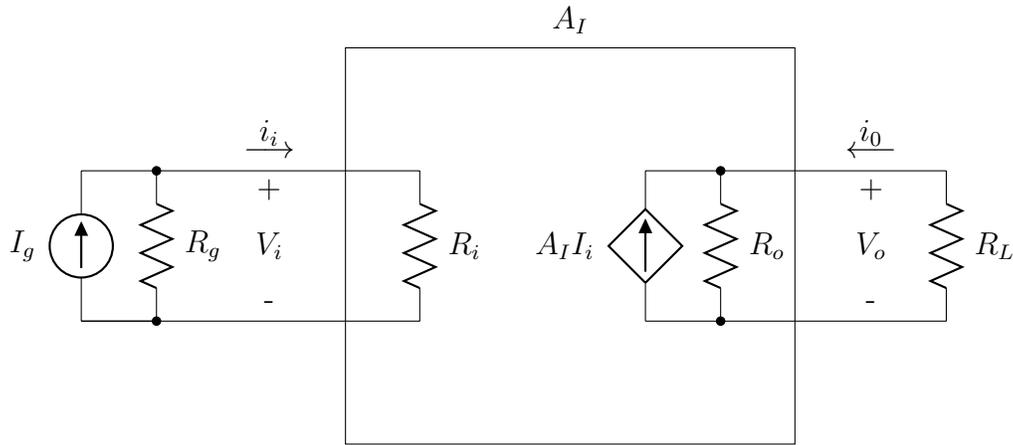


Figura 3.4: Amplificador de Corriente.

$$A_I = \frac{I_o}{I_i}$$

Para conocer el valor de I_i debemos emplear un divisor de corriente, por lo tanto:

$$I_i = \left(\frac{R_g}{R_g + R_i} \right) (I_g) = \frac{I_g}{1 + \frac{R_i}{R_g}}$$

El valor máximo de I_i será I_g y se obtiene cuando $\frac{R_i}{R_g} \rightarrow 0$. Es decir: $R_g \gg R_i$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_i \rightarrow 0$.

Para el caso de la corriente de salida, de nueva cuenta se tiene un divisor de corriente, por lo tanto:

$$I_o = \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) (A_I)(I_i) = \frac{(A_I)(I_i)}{1 + \frac{R_L}{R_o}}$$

El valor máximo de I_o será $A_I I_i$ y se obtiene cuando $\frac{R_L}{R_o} \rightarrow 0$. Es decir:

$$R_o \gg R_L$$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_o \rightarrow \infty$.

3.4.3. Amplificador de Transconductancia

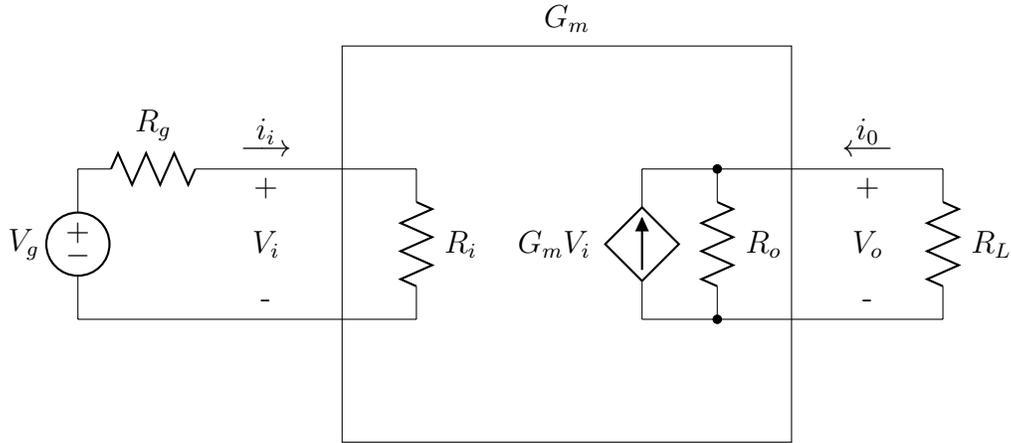


Figura 3.5: Amplificador de Transconductancia.

$$G_m = \frac{I_o}{V_i}$$

Por divisor de voltaje en la entrada, tenemos que:

$$V_i = \left(\frac{R_i}{R_g + R_i} \right) (V_g) = \frac{V_g}{1 + \frac{R_g}{R_i}}$$

Para el caso de la corriente de salida, de nueva cuenta se tiene un divisor de corriente, por lo tanto:

$$I_o = \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) (G_m)(V_i) = \frac{(G_m)(V_i)}{1 + \frac{R_L}{R_o}}$$

El valor máximo de V_i será V_g y se obtiene cuando $\frac{R_g}{R_i} \rightarrow 0$. Es decir:

$$R_i \gg R_g$$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_i \rightarrow \infty$.

El valor máximo de I_o será $A_I I_i$ y se obtiene cuando $\frac{R_L}{R_o} \rightarrow 0$. Es decir:

$$R_o \gg R_L$$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_o \rightarrow \infty$.

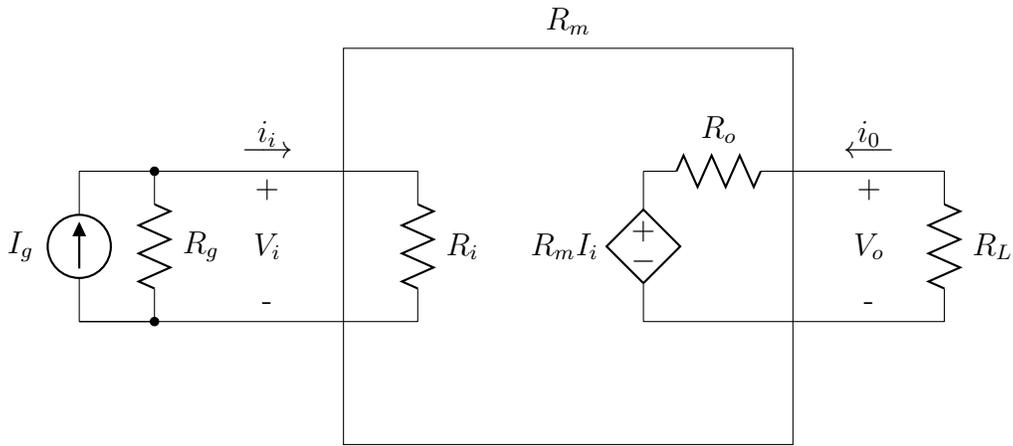


Figura 3.6: Amplificador de Transresistencia.

3.4.4. Amplificador de Transresistencia

$$R_m = \frac{V_o}{I_i}$$

Para conocer el valor de I_i debemos emplear un divisor de corriente, por lo tanto:

$$I_i = \left(\frac{R_g}{R_g + R_i} \right) (I_g) = \frac{I_g}{1 + \frac{R_i}{R_g}}$$

El valor máximo de I_i será I_g y se obtiene cuando $\frac{R_i}{R_g} \rightarrow 0$. Es decir: $R_g \gg R_i$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_i \rightarrow 0$.

Para la salida, tenemos que por divisor de voltaje:

$$V_o = \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right) (R_m)(I_i) = \frac{R_m I_i}{1 + \frac{R_o}{R_L}}$$

El valor máximo de V_o se obtendrá cuando $\frac{R_o}{R_L} \rightarrow 0$ es decir: $R_L \gg R_o$

Lo cual solo puede asegurarse cuando $R_o \rightarrow 0$.

3.5. Amplificadores con Realimentación

El diagrama a bloques de un sistema con Realimentación se muestra en la Figura 3.7.

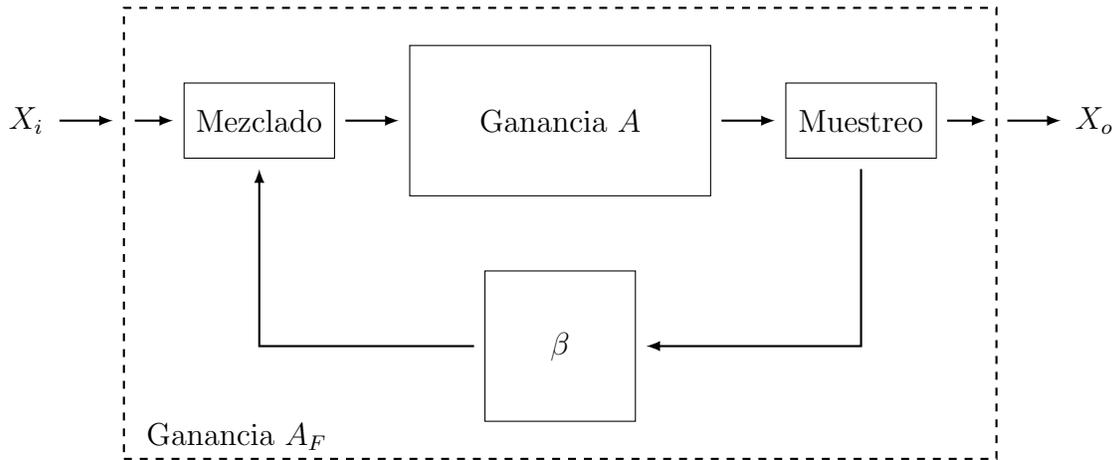


Figura 3.7: Descripción por Bloques de un Amplificador Realimentado.

3.5.1. Amplificador de Voltaje realimentado

Muestrea voltaje y mezcla voltaje.

$$\beta = \frac{V_F}{V_o} \quad (3.19)$$

(Ganancia de voltaje)

Aplicando la LVK a la entrada del amplificador, tenemos que:

$$-V_g + V_i + V_F + I_g I_i = 0$$

$$V_g = V_i + V_F + I_g I_i$$

Sabiendo que $I_i \rightarrow 0$ tenemos lo siguiente:

$$V_g = V_i + V_F \Rightarrow V_i = V_g - V_F \quad (3.20)$$

Aplicando la LVK en la salida, tenemos que:

$$-A_V V_i + R_o I_o + V_o = 0$$

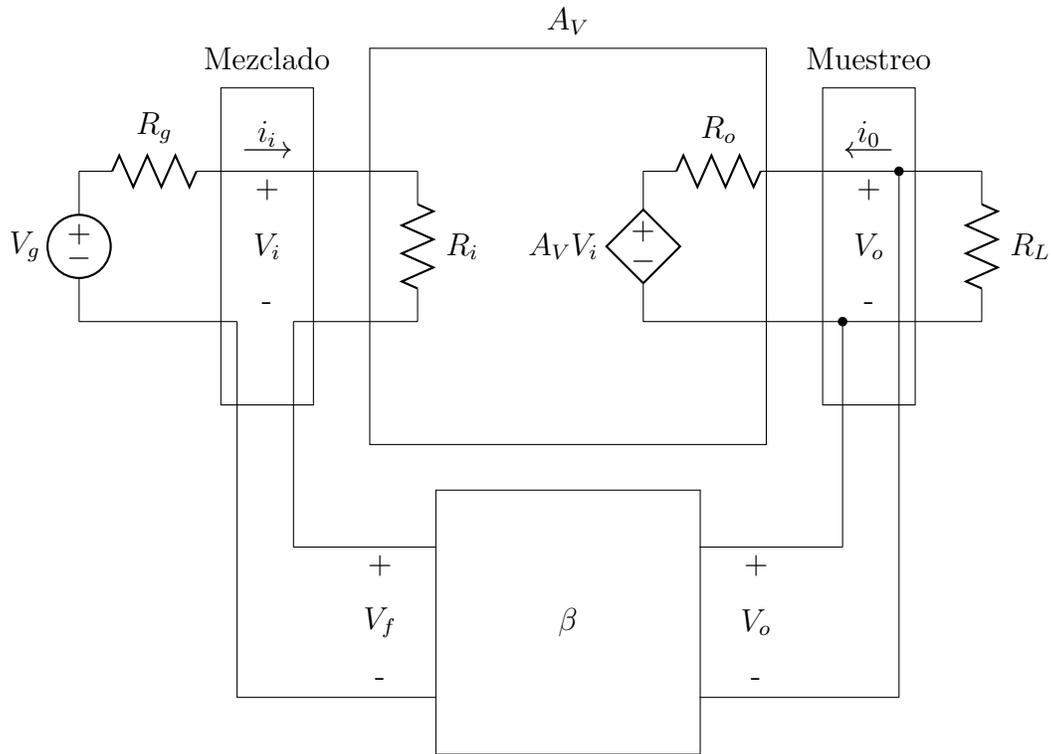


Figura 3.8: Amplificador de Voltaje con realimentación.

Considerando que $R_o \rightarrow 0$

$$\begin{aligned} V_o &= A_V V_i \\ A_V &= \frac{V_o}{V_i} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Sustituyendo 1 en 2:

$$V_i = V_g - \beta V_o \quad (3.22)$$

Sustituyendo 3 en 4:

$$\begin{aligned} V_i &= V_g - \beta A_V V_i \\ \frac{V_o}{A_V} &= V_g - \beta V_o \\ V_i(1 + \beta A_V) &= V_g \rightarrow V_i = \frac{V_g}{1 + \beta A_V} \\ V_o\left(\frac{1}{A_V} + \beta\right) &= V_g \rightarrow V_o = \frac{V_g}{\frac{1}{A_V} + \beta} \end{aligned}$$

$$A_{Vf} = \frac{V_o}{V_f} = \frac{1}{\frac{1}{A_V} + \beta} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V}$$

(Ganancia de lazo cerrado)

Ahora podemos determinar la impedancia de realimentación:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_g + V_f}{I_i} = \frac{I_i R_i + V_f}{I_i}$$

Considerando que:

$$V_f = \beta V_o = \beta A_V V_i = \beta A_V I_i R_i$$

Podemos deducir que:

$$R_{if} = R_i(1 + \beta A_V)$$

$$R_{if} \gg R_i$$

Para realizar el calculo de la resistencia de salida con realimentación es necesario “apagar” la fuente de entrada, es decir, se sustituye por un “corto circuito”.

De la ecuación de lazo cerrado de entrada es:

$$V_i + V_f = 0$$

$$V_i = -V_f \quad (3.23)$$

Considerando que la salida presenta el voltaje V_o :

$$V_o = I_o R_o + A_V V_i \quad (3.24)$$

$$V_o = I_o R_o + A_V V_i \quad (3.24)$$

$$V_i = -V_f = -\beta V_o \quad (3.25)$$

Sustituyendo 3.25 en 3.24 :

$$V_o = I_o R_o - A_V \beta V_o \quad (3.26)$$

$$I_o R_o = V_o + A_V \beta V_o \quad (3.27)$$

$$I_o R_o = V_o (1 + \beta A_V) \quad (3.28)$$

Recordando que:

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} \quad (3.29)$$

Podemos deducir lo siguiente:

$$V_o = \frac{I_o R_o}{1 + \beta A_V} \quad (3.30)$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{1 + \beta A_V} \quad (3.31)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta A_V} \quad (3.32)$$

$$R_o \gg R_{of} \quad (3.33)$$

3.5.2. Amplificador de Corriente realimentado

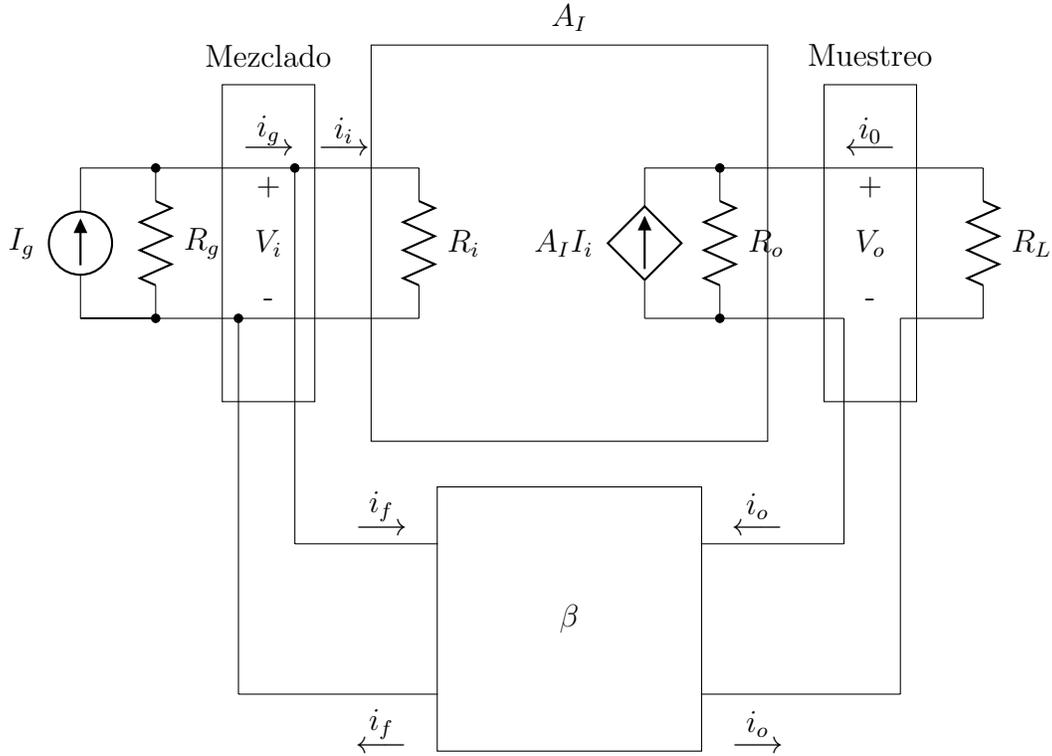


Figura 3.9: Amplificador de Corriente realimentado.

Muestrea corriente y mezcla corriente.

$$A_{If} = \frac{I_o}{I_g} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I}$$

(Ganancia de corriente en lazo cerrado)

Aplicando la LCK en el nodo de entrada (red de mezclado)

$$\begin{aligned} i_g + i_f - i_i &= 0 \\ i_i &= i_g + i_f \end{aligned}$$

$$I_o \approx A_I i_i = A_I (i_g + I_i)$$

$$I_o = A_I (i_g - \beta I_o)$$

$$I_o + \beta A_I I_o = i_g A_I$$

$$I_o (1 + \beta A_I) = i_g A_I$$

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I}$$

Observando el diagrama sabemos que:

$$\begin{aligned} V_i &= i_i R_i \\ i_i &= \frac{V_i}{R_i} \end{aligned} \tag{3.34}$$

Por tanto:

$$\begin{aligned} i_g &= \left(\frac{V_i}{R_i} \right) (1 + \beta A_I) \\ V_i &= \frac{R_i i_g}{1 + \beta A_I} \\ R_{if} &= \frac{V_i}{i_g} = \frac{R_i i_g}{i_g (1 + \beta A_I)} \\ R_{if} &= \frac{R_i}{1 + \beta A_I} \\ R_i &\gg R_{if} \end{aligned}$$

Para calcular R_{of} necesitamos “apagar” la fuente de entrada. Para una fuente de corriente, su equivalente es un circuito “abierto”.

$$\begin{aligned} -i_i - i_f &= 0 \\ i_i + i_f &= 0 \\ i_i &= -i_f \\ i_f &= \beta I_o \end{aligned}$$

Aplicando la LVK

$$-V_o + V_{Ro} + V_\beta = 0$$

Sabiendo que $R_{i\beta} \rightarrow 0$, podemos despreciar V_β , y por tanto:

$$V_o = V_{Ro}$$

Aplicando la LCK en el nodo de salida:

$$I_o - I_{Ro} - A_I i_i = 0 \tag{3.35}$$

$$V_{Ro} = I_{Ro} R_o \tag{3.36}$$

Sustituyendo 10 en 9:

$$I_o - \frac{V_{Ro}}{R_o} - A_I i_i = 0$$

$$I_o - \frac{V_o}{R_o} - A_I i_i = 0 \quad (3.37)$$

En base a ésto podemos deducir que:

$$I_o - \frac{V_o}{R_o} + A_I i_f = 0$$

$$I_o - \frac{V_o}{R_o} + A_I \beta I_o = 0$$

$$I_o(1 + A_I \beta) - \frac{V_o}{R_o} = 0$$

$$R_o(1 + A_I \beta) = \frac{V_o}{I_o} = R_{of}$$

$$R_{of} = R_o(1 + A_I \beta)$$

$$R_{of} \gg R_o$$

3.5.3. Amplificador de Transconductancia realimentado

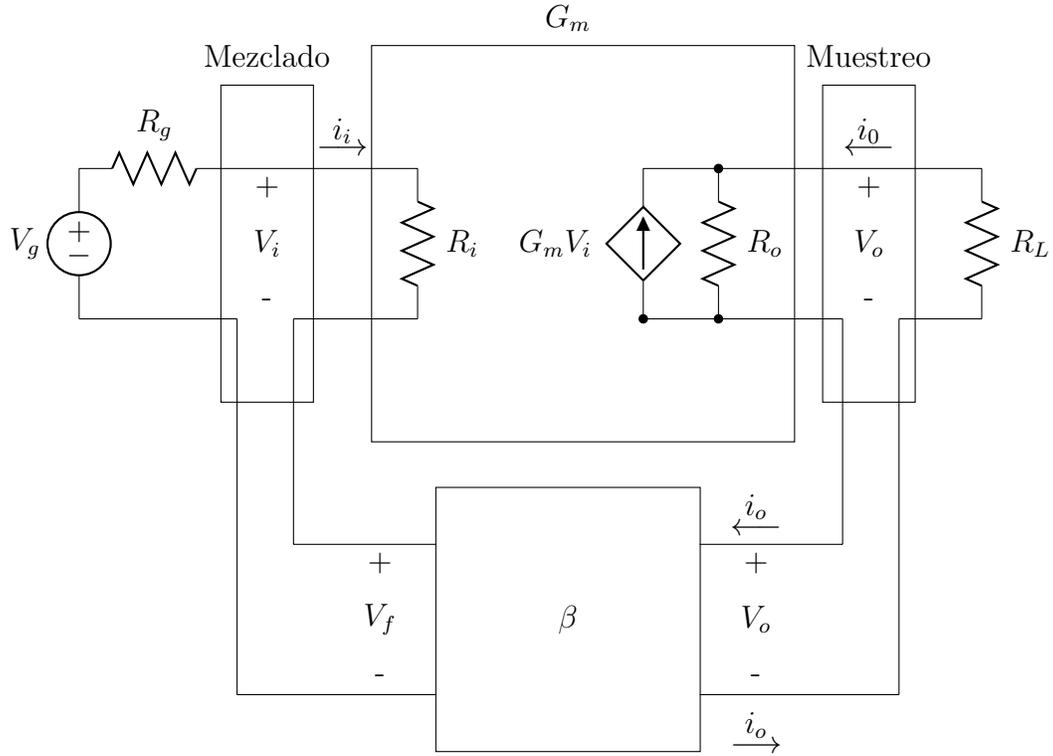


Figura 3.10: Amplificador de Corriente realimentado.

$$G_m = \frac{I_o}{V_i}$$

$$\beta = \frac{V_f}{I_o}$$

Aplicando la LVK en el lazo de entrada:

$$-V_g + i_i R_g + V_i + V_f = 0$$

Sabiendo que $R_g \rightarrow 0$, podemos despreciar $i_i R_g$, y por tanto:

$$V_i = V_g - V_f \quad (3.38)$$

$$V_f = \beta I_o \quad (3.39)$$

Tomando en cuenta que $R_o \rightarrow \infty$ y aplicando la LCK en el nodo de salida, sabemos que:

$$I_o - I_{OR} - G_m V_i = 0$$

$$I_o = G_m V_i \quad (3.40)$$

Sustituyendo 14 en 13

$$V_f = \beta G_m V_i \quad (3.41)$$

Sustituyendo 15 en 12

$$\begin{aligned} V_i &= V_g - \beta G_m V_i \\ V_g &= V_i + V_i(\beta G_m) \\ V_g &= V_i(1 + \beta G_m) \end{aligned}$$

Recordando que $G_{mf} = \frac{I_o}{V_g}$:

$$G_{mf} = \frac{I_o}{V_g} = \frac{G_m}{1 + \beta G_m}$$

Si sabemos que $V_g = V_i(1 + \beta G_m)$, entonces:

$$R_{if} = \frac{V_i(1 + \beta G_m)}{I_i}$$

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

$$R_{if} = R_i(1 + \beta G_m)$$

$$R_{if} \gg R_i$$

Para calcular R_{of} necesitamos “apagar” la fuente de entrada. Para una fuente de voltaje, su equivalente es un “corto circuito”.

$$\begin{aligned} V_i + V_f &= 0 \\ V_i &= -V_f \end{aligned}$$

$$V_f = \beta I_o$$

$$I_o - G_m V_i - \frac{V_o}{R_o} = 0$$

$$I_o + G_m V_f - \frac{V_o}{R_o} = 0$$

$$I_o + G_m \beta I_o = \frac{V_o}{R_o}$$

$$\frac{V_o}{R_o} = I_o(1 + G_m \beta)$$

Por lo tanto:

$$R_{of} = R_o(1 + G_m \beta)$$

$$R_{of} \gg R_o$$

3.5.4. Amplificador de Transresistencia realimentado

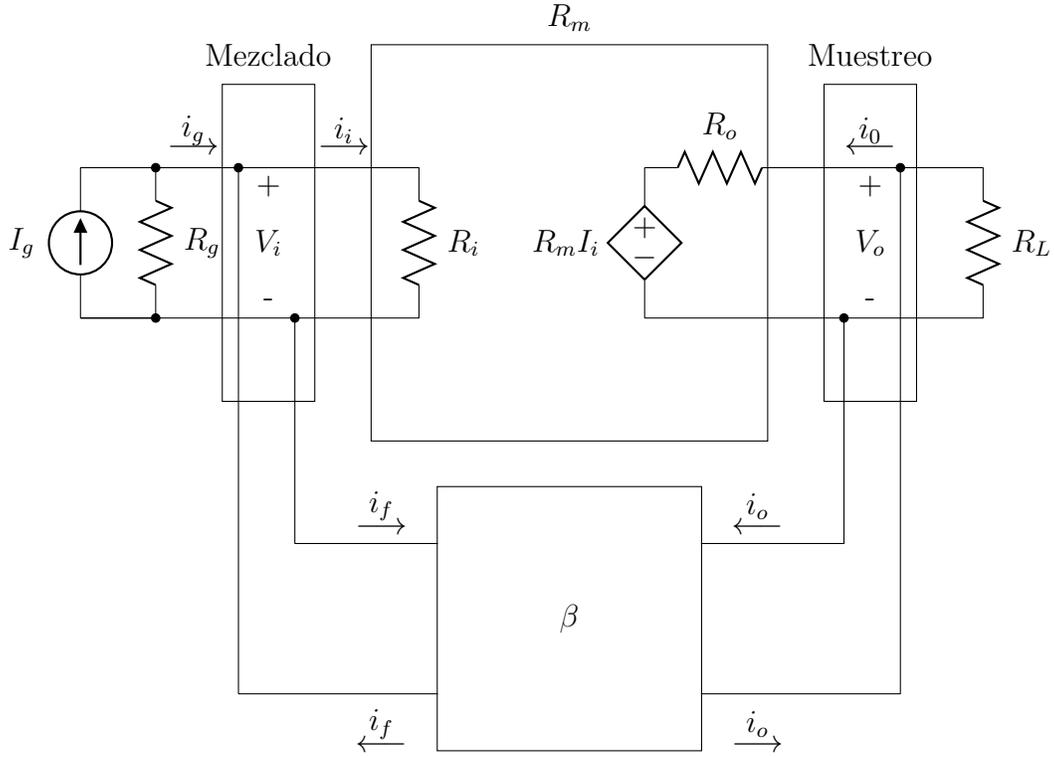


Figura 3.11: Amplificador de Corriente realimentado.

$$R_m = \frac{V_o}{I_i}$$

$$\beta = \frac{I_f}{V_o}$$

Aplicando la LCK en el nodo de entrada:

$$i_g - i_f - i_i = 0$$

$$i_f = i_g - i_i \quad (3.42)$$

$$i_f = \beta V_o \quad (3.43)$$

Aplicando la LVK en el lazo de salida

$$-R_m + i_o R_o + V_o = 0$$

Ya que $R_o \rightarrow 0$, tenemos que:

$$V_o = R_m I_i$$

De 16 y 17, tenemos que:

$$\begin{aligned}\beta V_o &= I_g - \frac{V_i}{R_i} \\ I_i &= i_g - \beta R_m I_i \\ i_g &= i_g(1 + \beta R_m) \\ R_{mf} &= \frac{R_m}{1 + \beta R_m}\end{aligned}$$

Para determinar R_{if} :

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_g} = \frac{V_i}{I_i(1 + \beta R_m)} = \frac{R_i I_i}{I_i(1 + \beta R_m)} = \frac{R_i}{1 + \beta R_m}$$

$$R_i \gg R_{if}$$

Para calcular R_{of} se apaga la fuente de corriente de la entrada:

$$I_f = -I_i$$

$$i_f = \beta V_o$$

$$V_o = R_m I_i - I_o R_o, \beta V_o = -i_i$$

$$I_o R_o = V_o(1 + \beta R_m)$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{1 + \beta R_m}$$

$$R_o \gg R_{of}$$

En la Tabla 3.1, se muestra un resumen de las características de los 4 tipos de amplificadores realimentados estudiados.

| | Voltaje en Serie | Corriente en Serie | Corriente en Derivación | Voltaje en Derivación |
|---|---|---|---|---|
| Ganancia con Realimentación | A_{VF} $= \frac{A_V}{1+\beta A_V}$ | A_{GF} $= \frac{A_G}{1+\beta A_G}$ | A_{IF} $= \frac{A_I}{1+\beta A_I}$ | A_{RF} $= \frac{A_R}{1+\beta A_R}$ |
| Estabilidad | Decrece | Decrece | Decrece | Decrece |
| Respuesta en Frecuencia | Aumenta | Aumenta | Aumenta | Aumenta |
| Distorsión | Decrece | Decrece | Decrece | Decrece |
| Ruido | Decrece | Decrece | Decrece | Decrece |
| Resistencia de Entrada R_{if} | $R_i(1 + \beta A_V)$ (Aumenta) | $R_i(1 + \beta A_G)$ (Aumenta) | $\frac{R_i}{1+\beta A_I}$ (Decrece) | $\frac{R_i}{1+\beta A_R}$ (Decrece) |
| Resistencia de Salida R_{of} | $\frac{R_o}{1+\beta A_V}$ (Decrece) | $R_o(1 + \beta A_G)$ (Aumenta) | $R_o(1 + \beta A_I)$ (Aumenta) | $\frac{R_o}{1+\beta A_R}$ (Decrece) |

Tabla 3.1: Resumen de características de Amplificadores con realimentación Negativa.

3.5.5. Metodología para analizar Amplificadores Realimentados.

Paso 1.- Identificar la topología (Tipo de realimentación).

- a) Para encontrar el tipo de red de muestreo:
 - i) Se “Corto-circuita” la salida ($V_o = 0$), si la señal de retroalimentación (X_f) se hace cero, se tiene un “muestreo de voltaje”
 - ii) Se “Abre” el lazo de salida ($I_o = 0$), si la señal de retroalimentación (X_f) se hace cero, se tiene un “muestreo de corriente”
- b) Para encontrar el tipo de red de mezclado:
 - i) Si la señal de retroalimentación que se obtiene de la señal externa se aplica como voltaje, se tiene un “mezclado en serie”
 - ii) Si la señal de retroalimentación que se obtiene de la señal externa se introduce en el lazo de entrada como corriente, se tiene un “mezclado en derivación”

Al determinar el tipo de muestreo y mezclado, se puede conocer el tipo de amplificador que se está analizando.

Paso 2.- Encontrar el circuito de Entrada.

- a) Para el voltaje de muestreo se hace $V_o = 0$ (“Corto Circuito”).
- b) Para la corriente de muestreo se hace $I_o = 0$ (“Circuito Abierto”).

Paso 3.- Encontrar el circuito de Salida.

- a) Para mezclado en serie se hace $I_i = 0$ (Se abre el lazo de entrada).
- b) Para mezclado en derivación (“Shunt”) se hace $V_i = 0$ (“Corto-circuitando” la entrada).

Los pasos 2 y 3 aseguran que la realimentación se hace cero, sin afectar (“Cargar”) al amplificador básico.

Paso 4.- (Opcional) Se reemplazan los dispositivos activos por su modelo de pequeña señal (Parámetros $[h]$).

Paso 5.- Se calcula la ganancia de lazo abierto (A) del amplificador (es decir sin realimentación).

Paso 6.- Se identifican X_f y X_o en el circuito y se evalúa $\beta = \frac{X_f}{X_o}$

Paso 7.- A partir de A y β se calculan los parámetros restantes: T , A_f , R_{if} y R_{of} .

Capítulo 4

Amplificadores Operacionales (Amp Op)

4.1. Introducción a los Amp Op.

4.1.1. Amplificador Operacional considerado “Ideal”

El nombre de Amplificador Operacional (Amp Op -OpAmp en inglés-) Ideal se utiliza en la mayoría de los análisis debido a que sus parámetros eléctricos se suponen perfectos. En realidad no existe tal Amp Op ideal, pero en la actualidad el comportamiento de los Amp Op se acerca mucho al caso ideal y por lo tanto su análisis también es muy cercano al de los casos ideales. El comportamiento de los Amp Op “reales” se aleja del “ideal” en dos maneras. En primer lugar, los parámetros de cd , tales como el voltaje de desbalance de entrada son suficientemente grandes para separarse del caso ideal. El caso ideal supone que el voltaje de desbalance de entrada es cero. En segundo lugar, los parámetros de ca tales como la ganancia están en función de la frecuencia, así que pasan de grandes valores en cd a valores muy pequeños a altas frecuencias.

Por lo tanto, suponer que el Amp Op es ideal simplifica su análisis y comprensión. *Es mucho más sencillo ver el bosque cuando la maleza y arboles altos no estorban.* Aunque el análisis del Amp Op utiliza parámetros perfectos, el análisis generalmente es válido, debido a que algunos AmpOp se aproximan a la perfección. Además, cuando se trabaja a baja frecuencia (algunos kHz), el análisis del AmpOp produce respuestas exactas. En éste Capítulo se cubrirán aspectos de Amplificadores realimentados con Amplificadores Operacionales. Se realizará el análisis empleando varias consideraciones, en primer lugar se considera que el flujo de corriente en las terminales de entrada del Amp Op es cero. Esta consideraciones es prácticamente verdadera para Amp Op que utilizan Transistores de Efecto de Campo (FET) en sus etapas diferenciales, ya que sus corrientes de entrada pueden ser menores 1 pA, pero esto no siempre es cierto para los Amp Op que utilizan Transistores Bipolares (BJT) de alta velocidad ya que pueden tener corrientes de entrada de decenas de μA . Por otro lado, la ganancia de los Amp Op se supone infinita, lo cual permitiría tener voltajes de salida de cualquier valor para

satisfacer las condiciones de entrada. En realidad, la saturación ocurre cuando el voltaje de salida se acerca al nivel del voltaje de la fuente de alimentación, aunque no se puede negar que la suposición solo tiene ese límite. En la suposición de ganancia infinita se encuentra implícita la necesidad de señal de entrada cero. Esto nos lleva a la tercera suposición: el voltaje entre las terminales de entrada es cero. Esto implica que si por ejemplo una de las terminales se encuentra conectada a tierra, la otra también se debe conectar al mismo potencial. El flujo de corriente entre las terminales de entrada es cero, así que la impedancia de entrada del Amp Op es infinita.

La cuarta suposición, indica que la impedancia de salida del Amp Op es cero. El Amp Op ideal puede “manejar” cualquier carga sin presentar caída de tensión en su impedancia de salida. La impedancia de salida de la mayoría de los Amp Op es una fracción de ohm para flujos de corriente pequeños, así que también esta suposición es válida para la mayoría de los casos. Quinta suposición, la respuesta en frecuencia del Amp Op ideal es plana; esto significa que la ganancia no varía a medida que la frecuencia aumenta. Si se limita el uso del Amp Op a bajas frecuencias, la suposición se vuelve realidad. La Tabla 4.1 muestra la lista las suposiciones básicas de un Amplificador Operacional Ideal, mientras que la Figura 4.1 muestra el diagrama esquemático de dicho Amp Op ideal [7].

| PARAMETRO | | |
|---|-----------|----------|
| NOMBRE | SIMBOLO | VALOR |
| Voltaje de desbalance de Entrada | V_{OS} | 0 |
| Impedancia de Entrada | Z_{IN} | ∞ |
| Impedancia de Salida | Z_{OUT} | 0 |
| Ganancia | a | ∞ |

Tabla 4.1: Parámetros ideales del Amplificador Operacional.

4.2. Corriente de Polarización de Entrada I_B (Input Bias Current)

Puesto que los transistores son dispositivos operados por corriente, se requiere de corrientes de polarización de base para operar adecuadamente a los transistores que forman el Amplificador Diferencial de entrada al Amplificador Operacional (AmpOp), tal como se muestra en la Figura 4.2.

En los manuales aparece una característica llamada corriente de polarización de entrada I_B y ésta se define como el promedio de las dos corrientes de polarización de base.

$$I_B = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{2} \quad (4.1)$$

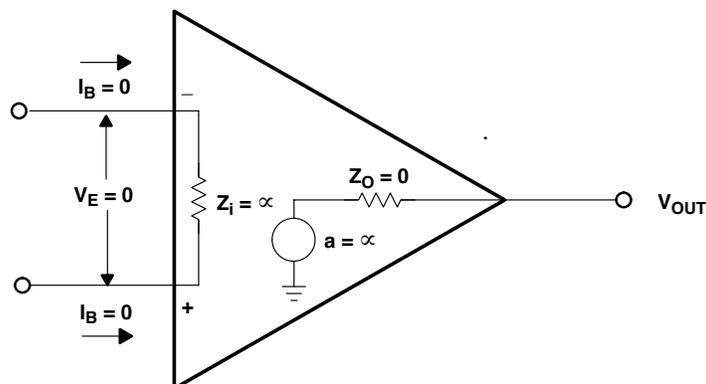


Figura 4.1: Esquemático del Amplificador Operacional Ideal.

Figura 4.2: Corriente de polarización de base del Amp Op.

Considerando que I_{B_1} e I_{B_2} son aproximadamente iguales, entonces I_B es aproximadamente igual a cualquiera de ellas.

$$I_B \approx I_{B_1} \approx I_{B_2} \quad (4.2)$$

4.3. Efecto de la Corriente de Polarización de Entrada I_B en un Circuito Inversor

De la Figura 4.3 se observa que la corriente I_{B_1} , fluye de dos trayectorias R_1 y R_2 . Esta corriente ve a R_1 y R_2 en paralelo produciendo un voltaje a través de ellas, el cual corresponde al voltaje en la entrada inversora (punto 1) con respecto a tierra (el voltaje en el punto 2 es: $V_2 = 0$) y está expresado por:

$$V_1 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{B_1} \quad (4.3)$$

Figura 4.3: Corriente de polarización de entrada en un circuito inversor.

El voltaje diferencial de entrada es:

$$V_d = V_1 - V_2 \quad (4.4)$$

este voltaje se amplifica por la ganancia del circuito, obteniendo a la salida un voltaje de desbalance (offset) debido a $I_{B_1} = I_B$.

$$E_{os}(I_{B_1}) = A_V V_1 = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{B_1} = -\frac{R_2^2 I_{B_1}}{R_1 + R_2} \quad (4.5)$$

debido a que generalmente $R_2 \gg R_1$:

$$E_{os}(I_{B_1}) = -R_2 I_B \quad (4.6)$$

Una forma de corregir éste desbalance a la salida es agregar un resistor a la entrada no-inversora, tal como se muestra en la Figura 4.4, en donde la corriente I_{B_2} producirá un voltaje a través de R_3 igual a $V_2 = I_{B_2} R_3$. Haciendo $V_1 = V_2$ la salida será cero.

Figura 4.4: Corrección de desbalance (offset) de entrada por medio de la inserción de R_3 .

$$\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) I_B = R_3 I_B \Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7)$$

Si la resistencia R_s del generador no es muy pequeña comparada con R_1 como para despreciarse, entonces:

$$R_3 = \frac{R_2(R_1 + R_s)}{R_2 + (R_1 + R_s)} \quad (4.8)$$

4.4. Corriente de Polarización en un Circuito No-Inversor.

En un circuito No-inversor como el mostrado en la Figura 4.5, para que el voltaje de salida sea cero se debe cumplir la siguiente condición: $R_s = R_1 || R_2$, en donde R_s corresponde a la resistencia interna del generador.

Figura 4.5: Corriente de polarización de entrada en un circuito inversor.

Ejemplo 1.- Calcular el valor de R_1 y R_2 en un circuito No-inversor para obtener una ganancia $A_V = 100$ y que se cancele el error debido a I_B , sabiendo que $R_s = 600 \Omega$.

$$R_s = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \Rightarrow R_2 = R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = R_s A_V$$

$$R_2 = 600 \times 100 = 60 \text{ K}\Omega$$

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = A_V - 1$$

$$\therefore R_1 = \frac{R_2}{A_V - 1} = \frac{60 \text{ K}\Omega}{99} \approx 600 \Omega$$

Figura 4.6: Compensación del cambio de resistencia de generador en un circuito no-inversor.

En caso de haber hecho el cálculo tanto de R_1 , como de R_2 , si se cambia el generador y por tanto R_s , el método práctico utilizado para compensar la modificación es agregar al circuito ya calculado otra resistencia R_3 , tal como se muestra en la Figura 4.6.

$$R_s = R_3 + (R_1 || R_2) \quad (4.9)$$

$$R_3 = R_s - (R_1 || R_2) \quad (4.10)$$

4.5. Corriente de Desbalance de Entrada (Input Offset Current) I_{io} .

En Amplificadores Operacionales reales, las dos corrientes de polarización de entrada no son iguales. La diferencia entre ellas es llamada corriente de desbalance de entrada. El diagrama esquemático mostrado en la Figura 4.7, muestra la interpretación de la corriente de desbalance de entrada.

4.6. Corriente de Desbalance (I_{io}) en inversores.

La corriente I_B , fluye a través de las trayectorias de R_1 y R_2 por lo tanto ve a éstas resistencias como si estuvieran en paralelo, por lo que se tienen los siguientes voltajes:

$$V_1 = I_{B1} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.11)$$

$$V_2 = I_{B2} R_3 \quad (4.12)$$

El voltaje diferencial de entrada (recordando que $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$) será:

$$V_1 - V_2 = I_{B1} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) - \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{B2} \quad (4.13)$$

Figura 4.7: Amplificador Operacional con corrientes de polarización desiguales.

Por lo tanto, el voltaje de salida será:

$$E_{os} = - \left(\frac{R_2^2}{R_1 + R_2} \right) (I_{B_1} - I_{B_2}) \quad (4.14)$$

sustituyendo $I_{io} = I_{B_1} - I_{B_2}$, se tiene:

$$E_{os} = - \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} I_{io} \quad (4.15)$$

y puesto que generalmente $R_2 \gg R_1$, entonces:

$$E_{os} = -R_2 I_{io} \quad (4.16)$$

4.7. Voltaje de Desbalance de Entrada (Input Offset Voltage) V_{io} .

Este voltaje es producido por el desacoplo en los voltajes base-emisor de los transistores del amplificador de entrada, combinado con varios desbalances en otras etapas, de tal forma que resulta una salida de desbalance con ninguna señal de entrada (ver Figura 4.8).

Al voltaje diferencial de entrada necesario para tener una salida cero se le llama voltaje de desbalance de entrada. El voltaje de desbalance de entrada puede ser representado con una fuente de voltaje en serie con una de las terminales de entrada de un Amplificador Operacional ideal, tal como se muestra en la Figura 4.9.

Figura 4.8: Representación del voltaje de desbalance de entrada en un Amplificador Operacional.

Figura 4.9: Modelo de un Amplificador Operacional real.

El circuito equivalente para un Amplificador inversor utilizando un AmpOp se muestra en la Figura 4.10. En donde el voltaje de error a la salida esta dado por:

$$E_{os}(V_{io}) = V_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.17)$$

Figura 4.10: Circuito Equivalente.

Ejemplo 2.- Para un Amplificador en configuración No-inversor, se tienen los siguientes valores de componentes: $R_1 = 1 K\Omega$ y $R_2 = 100 K\Omega$ para implementar el circuito se utiliza un AmpOp LM741 y en la hoja de especificaciones se indica un

valor de voltaje de $V_{io} = 20$ mV. Calcule el nivel del voltaje de la señal de salida y el nivel de voltaje de desbalance de salida E_{os} .

4.8. Aplicaciones lineales de los Amplificadores Operacionales

4.8.1. Amplificador no inversor con Amplificadores Operacionales

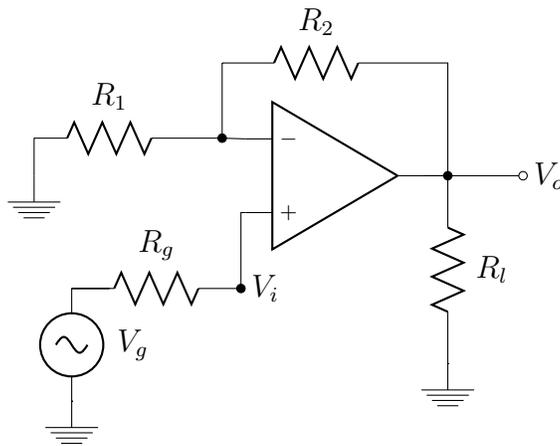


Figura 4.11: Amplificador no inversor

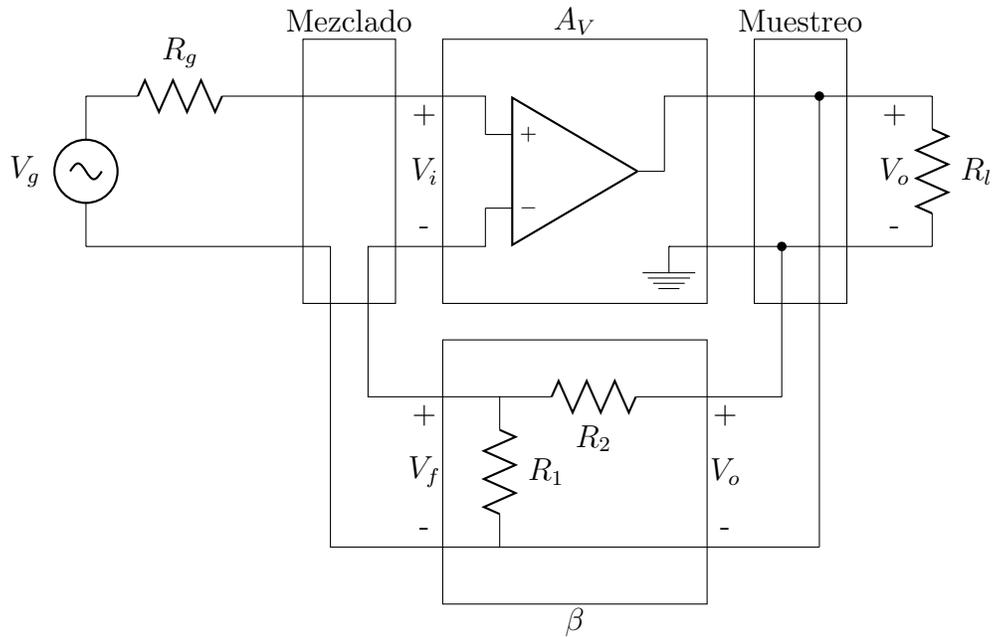


Figura 4.12: Amplificador no inversor con a bloques

Donde:

$$B = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_V = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_o$$

Como debemos calcular la ganancia:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) * V_o} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$D = 1 + \beta A_v \approx \beta A_v = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * \frac{V_o}{V_g}$$

Como:

$$\frac{V_o}{V_f} \rightarrow \infty$$

Entonces:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} * \frac{V_o}{V_g} \gg 1$$

Esto quiere decir que:

$$A_{vf} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{if} = D * R_i = 1 + \beta A_V * R_i \approx \beta A_V R_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * \frac{V_o}{V_g} * R_i$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{R_o}{1 + \beta A_V} \approx \frac{R_o}{\beta A_V} = \frac{R_o}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} * \frac{V_o}{V_i}}$$

4.8.2. Amplificador inversor

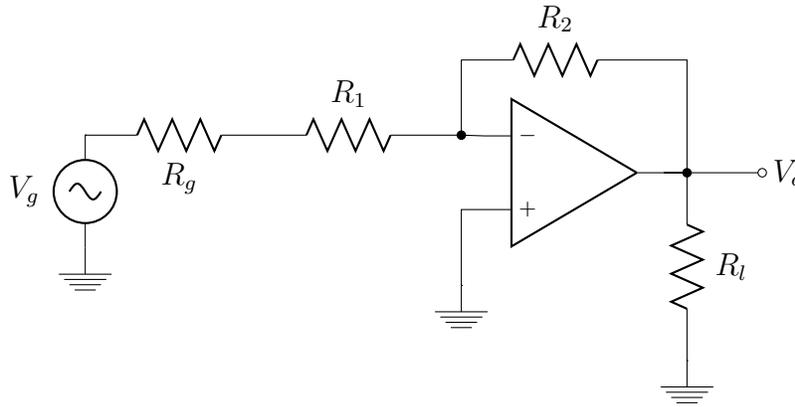


Figura 4.13: Amplificador inversor

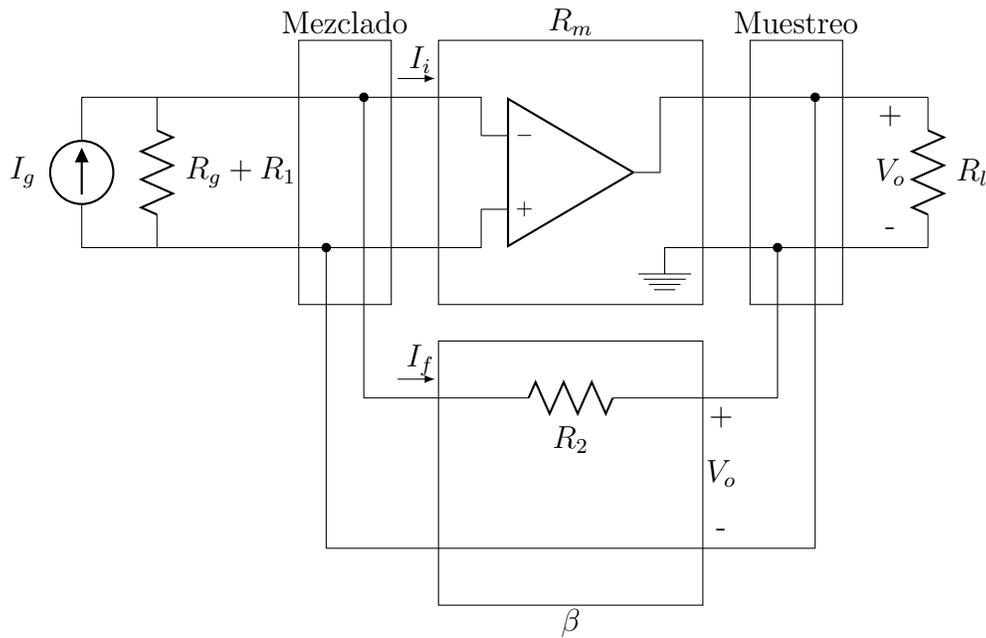


Figura 4.14: Amplificador inversor a bloques

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_i}{V_o}$$

$$\beta = \frac{i_f}{V_o} = -\frac{1}{R_2}$$

$$V_i \approx (R_1 || R_2) * i_g$$

$$V_o \approx A_V * V_i$$

$$V_o \approx A_V * (R_1 || R_2) * i_g$$

$$R_m = \frac{V_o}{i_g} \approx -A_v * (R_1 || R_2)$$

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta R_m} = -\frac{A_v * (R_1 || R_2)}{1 + (-\frac{1}{2})(-A_v * (R_1 || R_2))}$$

$$R_{mf} = -\frac{A_v * (\frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2})}{1 + (-\frac{1}{2})(-A_v * \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2})} = \frac{-A_v * R_1 * R_2}{R_1 + R_2 + A_v * R_1}$$

$$A_v * R_1 \gg R_1 + R_2$$

$$R_{mf} = -\frac{A_v * R_1 * R_2}{A_v * R_1} = -R_2$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Sumador inversor

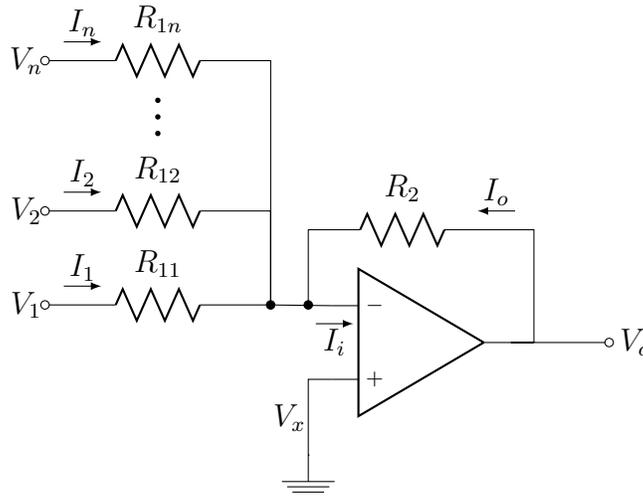


Figura 4.15: Sumador inversor

Aplicando LCK en el nodo de entrada

$$i_1 + i_2 + \dots + i_n + i_o = 0 \quad (4.1)$$

$$i_1 = \frac{V_1 - V_x}{R_{11}}$$

$$i_2 = \frac{V_2 - V_x}{R_{12}}$$

$$i_n = \frac{V_n - V_x}{R_{1n}} \quad (4.2)$$

$$i_o = \frac{V_o - V_x}{R_2} \quad (4.3)$$

Sustituyendo (2) y (3) en (1) y sabiendo que $V_x = 0$

$$\frac{V_1}{R_{11}} + \frac{V_2}{R_{12} + \dots + \frac{V_n}{R_{1n}} + \frac{V_o}{R_2}} = 0 \quad (4.4)$$

Para simplificar el calculo se definen:

$$R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1n} = R_1$$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1 + \dots + \frac{V_n}{R_1} + \frac{V_o}{R_2}} = 0 \quad (4.5)$$

$$\frac{1}{R_1}(V_1 + V_2 + \dots + V_n) + \frac{V_o}{R_2} = 0$$

$$\frac{1}{R_1}(V_1 + V_2 + \dots + V_n) = -\frac{V_o}{R_2}$$

$$\frac{V_o}{R_2} = -\frac{V_1}{R_1}$$

Reacomodando términos:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = A_v$$

Reacomodando:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} * (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} * \sum_{j=1}^{\infty} V_j = 1$$

Amplificador Restador

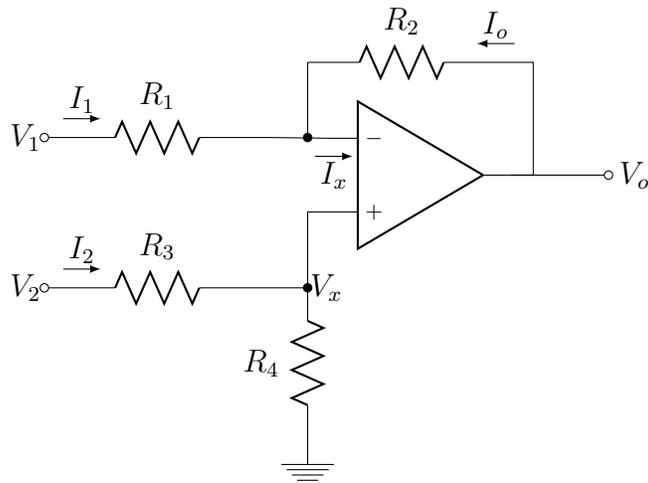


Figura 4.16: Amplificador Restador

Utilizando el principio de superposición

$$V_{o1} + V_{o2} = V_o$$

Contribución debida a V_1 (se apaga V_2)

$$V_x = \frac{R_4}{R_3 + R_4} * V_1$$

Aplicando la fórmula de la ganancia para la configuración no-inversora

$$\frac{V_o}{V_x} = A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} * V_1\right)$$

Haciendo $R_3 = R_1$ y $R_4 = R_2$ para simplificar el cálculo

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_1\right)$$

$$V_{o1} = \frac{R_2}{R_1} * V_1$$

Contribución debida a V_2 (se apaga V_1)

$$V_x = \frac{R_4}{R_3 + R_4} * V_2$$

Aplicando la fórmula de la ganancia para la configuración inversora

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_2\right)$$

$$V_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} * V_2$$

Sumando las contribuciones individuales se obtiene la respuesta total

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} * V_1 - \frac{R_2}{R_1} * V_2$$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2)$$

4.8.3. Aplicaciones lineales con amplificadores operacionales (Continuación)

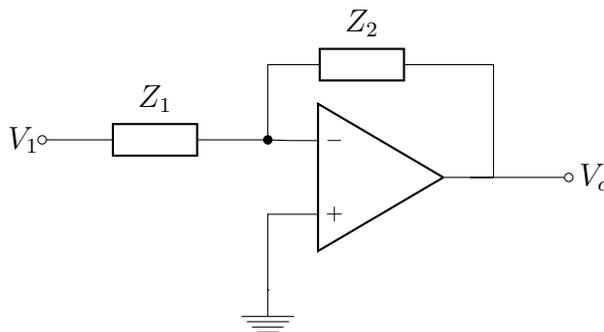


Figura 4.17: configuración inversora

El esquema básico para realizar operaciones de integración, derivación y operaciones logarítmicas se basa en la configuración inversora. Para tal configuración, la función de transferencia está dada por:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

en el dominio de Laplace, ó:

$$H(jw) = \frac{V_o(jw)}{V_i(jw)} = -\frac{Z_2(jw)}{Z_1(jw)}$$

en el dominio de Fourier.

Los bloques de impedancia Z_1 Z_2 se pueden sustituir por resistencias, capacitores, inductores o diodos. Para obtener un integrador se sustituye Z_1 por una resistencia y Z_2 por un capacitor Z_1 por un inductor y Z_2 por una resistencia.

Integrador con amplificadores operacionales utilizando una resistencia y un capacitor

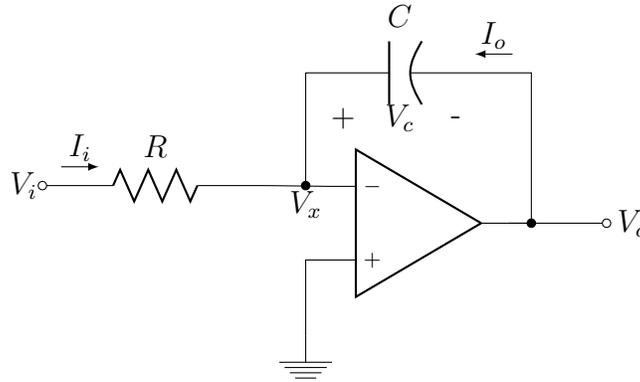


Figura 4.18: Integrador con Capacitor

Aplicando LCK en el nodo de entrada:

$$i_i + i_o \approx 0$$

$$i_i \approx -i_o$$

$$i - i = \frac{V_{i(t)} - V_-}{R} = \frac{V_{i(t)}}{R}$$

$$i_o = i_c = \frac{C * dV_{c(t)}}{dt}$$

Se observa que:

$$V_{c(t)} = V_{o(t)} - V_- \approx V_{o(t)}$$

$$\frac{V_{i(t)}}{R} \approx -\frac{CdV_{o(t)}}{dt}$$

$$-\frac{1}{RC} * V_{i(t)} \approx \frac{dV_{o(t)}}{dt}$$

$$\int_{V_{o(0)}}^{V_{o(t)}} dV_{o(t)} \approx \int_0^t -\frac{1}{RC} * V_{i(\tau)} d(\tau)$$

$$V_{o(t)} = \int_0^t -\frac{1}{RC} * V_{i(\tau)} d(\tau) + V_{o(0)}$$

$$Z_1 \rightarrow R$$

$$Z_2 \rightarrow X_c$$

en el dominio de laplace:

$$X_c = \frac{1}{sC}$$

en el dominio de Fourier:

$$X_c = \frac{1}{j\omega C}$$

Entonces:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R} = -\frac{1}{sCR}$$

en el dominio de Laplace, ó:

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

en el dominio de Fourier.

entonces:

$$V_o(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} V_i(j\omega)$$

aplicando la tranformada inversa se obtiene:

$$V_o(t) = \int -\frac{1}{RC} * V_{it}d(t) + V_o(0)$$

Integrador con Inductor

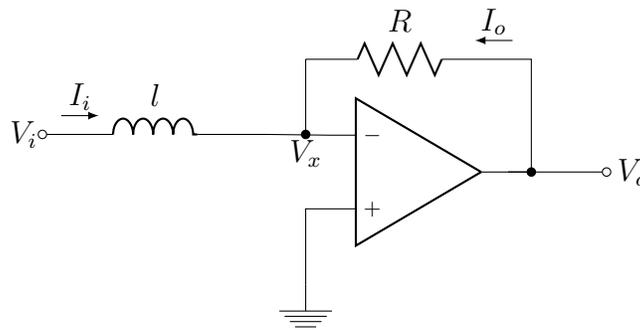


Figura 4.19: Integrador con Inductor

Aplicando LCK en el nodo de entrada

$$i_i + i_o = 0 \rightarrow i_L = -i_o$$

La corriente en el inductor esta dada por:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) + i_{L(0)}$$

$$i_o = \frac{V_o - V_i}{R} = \frac{V_o}{R}$$

$$\frac{V_o}{R} = -\frac{1}{L} \int_0^t V_{i(\tau)} d\tau + R i_{L(0)}$$

$$V_o = -\frac{R}{L} \int_0^t V_{i(\tau)} d\tau + R * i_{L(0)}$$

Utilizando la Expresión de la ganancia (funcion de transferencia)

$$A_v = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_2 = R$$

$$Z_1 = SL \rightarrow jwL$$

$$A_v = \frac{R}{SL} = \frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}}$$

$$V_{o(s)} = V_{i(s)} * \frac{R}{SL}$$

Aplicando la transformada inversa:

$$V_o = -\frac{R}{L} \int_0^t V_{i(\tau)} d\tau + R * i_{L(0)}$$

Integrador:

Capacitor: $RC = \tau$ constante de tiempo Inductor: $\frac{R}{L} = \tau$ constante de tiempo

Derivador inversor con Amplificadores Operacionales

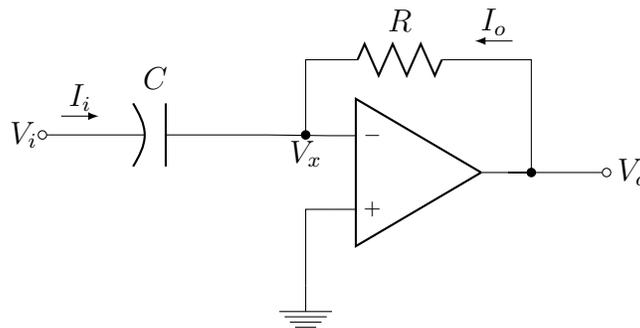


Figura 4.20: Derivador con capacitor

Aplicando LCK en el nodo de entrada:

$$i_o + i_c = 0$$

$$i_c = -i_o$$

$$i_o = \frac{V_o - V_1}{R} = \frac{V_o}{R}$$

$$\frac{V_o}{R} = -C * \frac{dV_i}{dt}$$

Entonces:

$$V_{o(t)} = -RC \frac{dV_{i(t)}}{dt}$$

Por función de transferencia:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_1 = X_c \rightarrow \frac{1}{SC} \rightarrow \frac{1}{jwC}$$

$$Z_2 = R$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R}{\frac{1}{SC}} = SCR$$

Despejando y aplicando transformada inversa:

$$V_{o(t)} = -RC \frac{dV_{i(t)}}{dt}$$

Derivador inversor con inductor

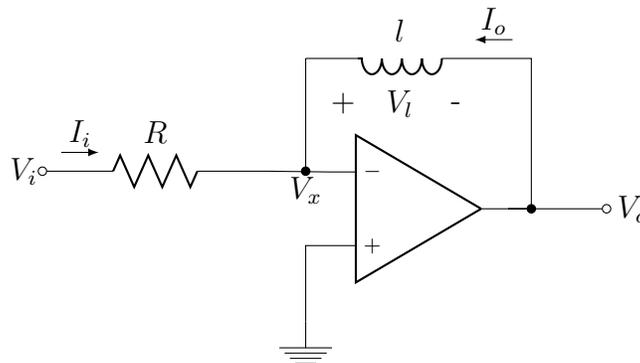


Figura 4.21: Integrador con Inductor

Aplicando LCK en el nodo de entrada

$$i_i + i_o \approx 0 \rightarrow i_i \approx -i_o$$

$$i_i = i_R = \frac{V_i(t)}{R}$$

$$V_L = V_o(t)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L(t) + i_o(t) = \frac{1}{L} \int V_o(t) + i_o(t)$$

$$\frac{V_i(t)}{R} = -\frac{1}{L} \int V_o(t) + i_o(t)$$

$$\frac{1}{R} * \frac{dV_i(t)}{dt} = -\frac{1}{L} * V_o(t)$$

Reacomodando:

$$V_o(t) = -\frac{L}{R} * \frac{dV_i(t)}{dt}$$

Por función de transferencia:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_1 = R$$

$$Z_2 = X_L \rightarrow SL \rightarrow jwL$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{SL}{R}$$

Despejando y aplicando transformada inversa:

$$V_o(t) = -\frac{L}{R} \frac{dV_i(t)}{dt}$$

Amplificador Logarítmico

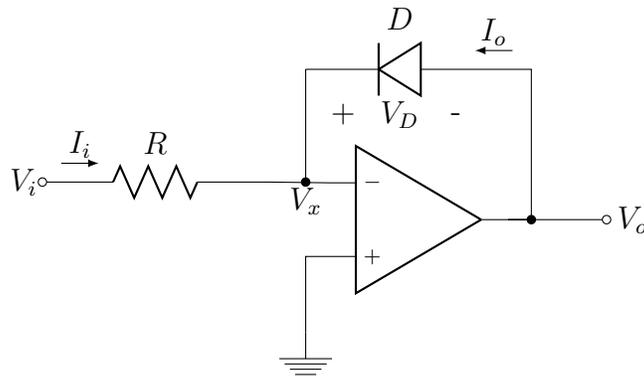


Figura 4.22: Amplificador Logarítmico

Amplificador antilogarítmico

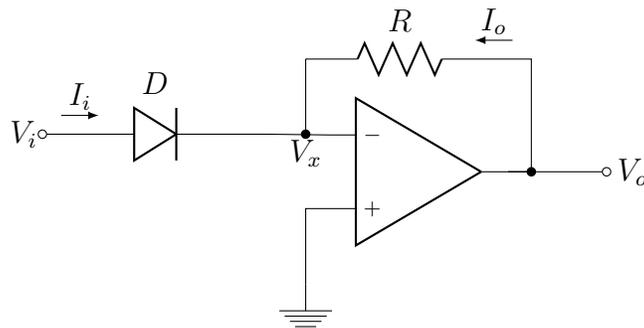


Figura 4.23: Amplificador antilogarítmico

Amplificador Multiplicador

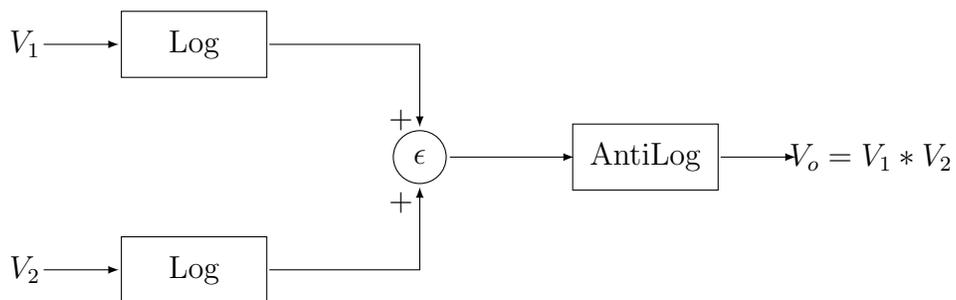


Figura 4.24: Diagrama del Amplificador Multiplicador

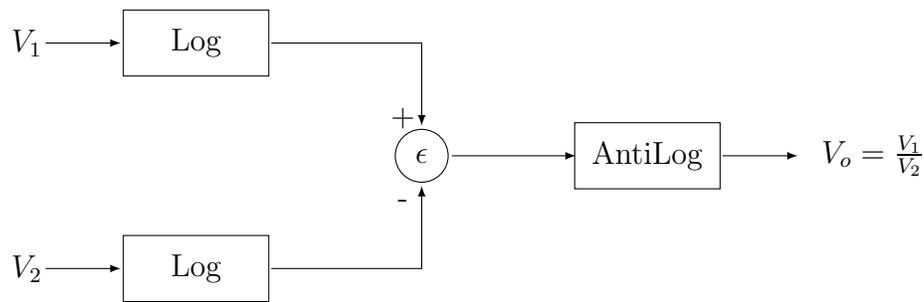


Figura 4.25: Diagrama del Amplificador Divisor

4.9. Aplicaciones no lineales de los amplificadores operacionales

4.9.1. Rectificadores de Precisión

Comparador inversor

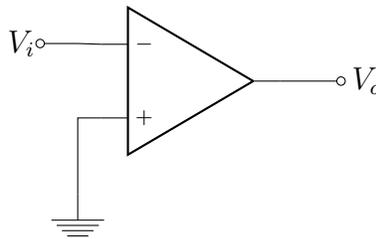


Figura 4.26: configuracion inversora

”Detector de cruce por cero”

Qué nivel de voltaje de entrada se requiere para que el estado de salida sea 5V?

$$A_{vf} = 2 \times 10^5 = \frac{V_o}{V_i} \rightarrow V_i = \frac{V_o}{2 \times 10^5} = \frac{5V}{2 \times 10^5} = 25 \mu V$$

Rectificador de Precisión de media onda

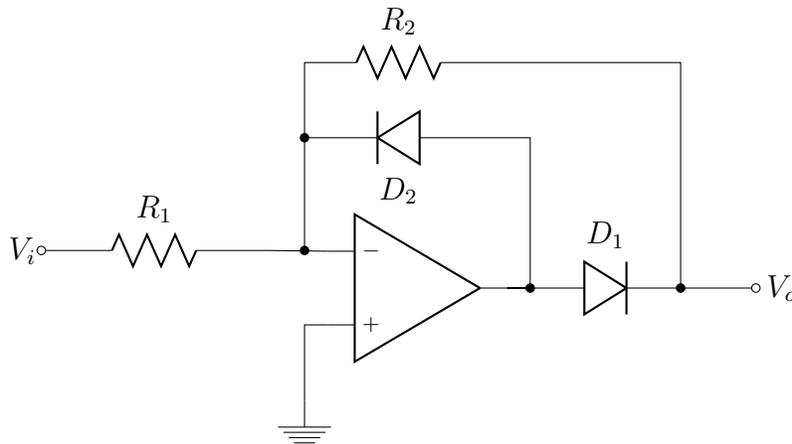


Figura 4.27: Rectificador de Precisión inversor de media onda

En este caso, cuando la señal de entrada se encuentra en el semiciclo positivo, la salida del amplificador operacional es negativa, por lo que D_1 se comporta como un circuito abierto, y D_2 como un corto circuito. Mientras que si la entrada se encuentra en el semiciclo negativo, la salida será positiva por lo que D_1 se comportará como un corto circuito y D_2 como un circuito abierto. Esto quiere decir que la salida solo podrá ser positiva y esto ocurre cuando la entrada es negativa, por lo que el semiciclo positivo queda anulado.

Además si:

$$R_1 = R_2 = R$$

La ganancia será:

$$A_V = -1$$

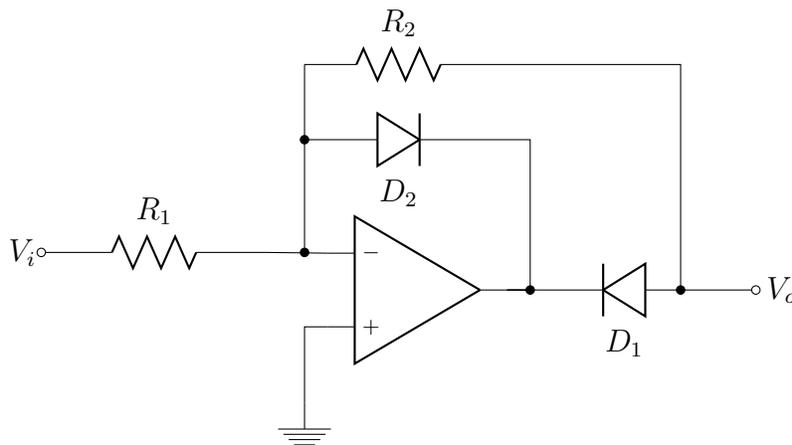


Figura 4.28: Rectificador de Precisión inversor de media onda

En este caso, cuando la señal de entrada se encuentra en el semiciclo positivo, la salida del amplificador operacional es negativa, por lo que D_1 se comporta como un corto circuito, y D_2 como un circuito abierto. Mientras que si la entrada se encuentra en el semiciclo negativo, la salida será positiva por lo que D_1 se comportará como un circuito abierto y D_2 como un corto circuito. Esto quiere decir que la salida solo podrá ser negativa y esto ocurre cuando la entrada es positiva, por lo que el semiciclo negativo queda anulado.

Además si, como en el caso anterior:

$$R_1 = R_2 = R$$

La ganancia será:

$$A_V = -1$$

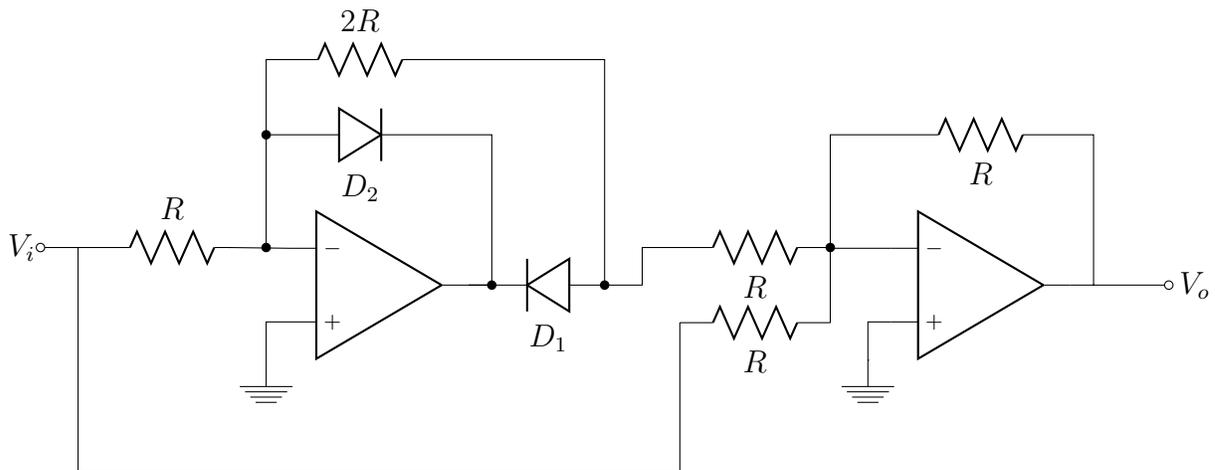


Figura 4.29: Rectificador de Precisión de onda completa

La salida del primer amplificador operacional sería de amplitud negativa, del doble de amplitud que la señal de entrada y estaría en fase con el semiciclo positivo de la entrada, y en el semiciclo negativo de la entrada tendría amplitud igual a 0. Por lo que al sumar la entrada con la salida del primer amplificador operacional, utilizando el sumador inversor, se obtendrán solo ciclos positivos, en fase con ambos semiciclos de la señal de entrada.

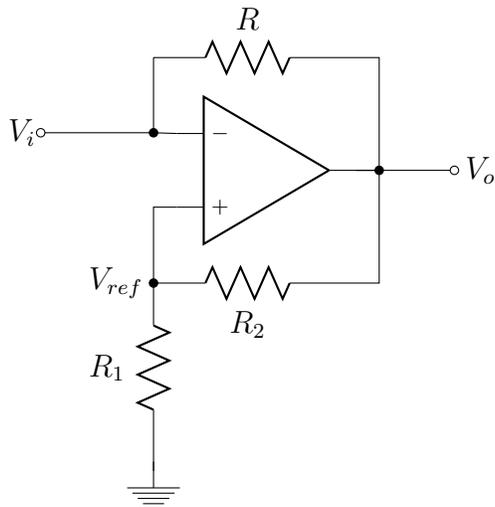


Figura 4.30: Oscilador de onda cuadrada

Comparador no-inversor con histéresis (schmitt trigger)

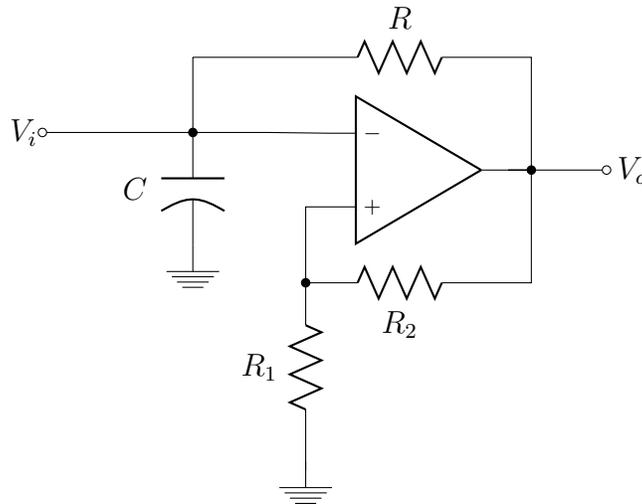


Figura 4.31: Oscilador de onda cuadrada con "Schmitt Trigger" (comparador con histéresis)

$$V_x > 0 \rightarrow +V_{sat}$$

$$V_x < 0 \rightarrow -V_{sat}$$

$$V_{x_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i$$

$$V_{x_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_o$$

entonces:

$$V_x = V_{x_i} + V_{x_o}$$

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_o$$

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} * (V_{sat})$$

Caso 1: $V_o = +V_{sat}$

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} * (V_{sat})$$

si $V_i \geq 0 \rightarrow V_x > 0$ si $V_i < 0$ La trasiición se hará cuando $V_x > 0$, es decir, justo después de que $V_x = 0$

Para $V_x = 0$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{sat} = 0 \rightarrow \frac{R_2}{R_2 + R_1} * V_i = -\frac{R_1}{R_2 + R_1} * V_{sat}$$

$$V_i = -\frac{R_1}{R_2} * V_{sat}$$

Inmediatamente después de que V_1 sea más negativo, el valor de V_o será $-V_{sat}$ y cambiará a la condición V_x .

Caso 2: $V_o = -V_{sat}$

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} * (V_{sat})$$

si $V_i \leq 0 \rightarrow V_x < 0$ si $V_i > 0$ La trasiición se hará cuando $V_x > 0$, es decir, justo después de que V_x supere el valor de 0.

Para $V_x = 0$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{sat} = 0 \rightarrow \frac{R_2}{R_2 + R_1} * V_i = \frac{R_1}{R_2 + R_1} * V_{sat}$$

$$V_i = \frac{R_1}{R_2} * V_{sat}$$

Bibliografía

- [1] Common Base. Analogue Electronics, 2009.
- [2] Transistor Feedback and Amplifiers Page. ANALYSIS OF TRANSISTOR FEEDBACK AMPLIFIERS Steps In Analyzing Transistor Feedback Amplifiers.
- [3] Franclim F Ferreira. Multistage Differential Amplifiers. Technical report, 2004.
- [4] José Manuel González Rojas. Amplificadores Realimentados (Notas de la clase de Electrónica II).
- [5] Paul R Gray, Paul J Hurst, Stephen H Lewis, and Robert G Meyer. *ANALYSIS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED Fourth Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [6] J. I. Huircán. Amplificadores Realimentados.
- [7] Ron Mancini. *Op Amps for Everyone*. Number August. Texas Instruments, Dallas, Texas, 2002.
- [8] Coughlin Robert F and Driscoll Frederick F. *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrales Lineales*. Prentice Hall, 5a edition, 1999.
- [9] Gustavo A. Ruiz Robredo. *ELECTRONICA BASICA para INGENIEROS*. Universidad de Cantabria, Santander, 1a. edition, oct 2001.
- [10] Donald L. Schilling and Charles Belove. *Circuitos Electrónicos discretos e integrados*. Marcombo, Barcelona, 1982.