

# ELECTRÓNICA APLICADA II

## UNIDAD I: EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

### Simbología y terminales

El amplificador operacional es un amplificador de circuito integrado que, en general, tiene dos terminales de alimentación  $+V_{CC}$  y  $-V_{EE}$ , dos terminales de entrada de señal:  $V_1$  llamado “inversor” y  $V_2$  llamado “no inversor”, y un terminal de salida de señal  $V_o$ . Esto se muestra en la Figura 1. Puede tener además algunos otros terminales con funciones específicas. Como se observa, ningún terminal de alimentación se conecta a masa físicamente. La masa es el terminal común de las fuentes de alimentación. Éste amplificador tiene una ganancia de tensión a lazo abierto (sin realimentación) denotada por  $A_{OC}$ , que amplifica la diferencia de las señales de entrada. Por esto:

$$V_o = A_{OC}(V_2 - V_1)$$

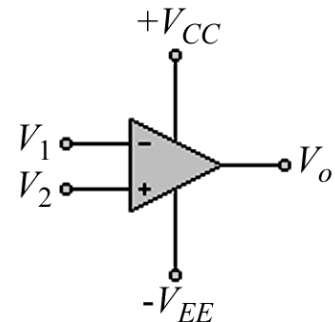


Figura 1 - Terminales del amplificador operacional

### El amplificador operacional ideal

#### Circuito equivalente y características

El circuito equivalente del amplificador operacional ideal se muestra en la Figura 2. Allí se pueden apreciar las siguientes características:

- **Impedancia de entrada infinita** ( $Z_{i1} = Z_{i2} = \infty$ ): Las entradas de señal no toman corriente.
- **Impedancia de salida nula** ( $Z_o = 0$ ): La salida es una fuente ideal de tensión.
- **Relación de rechazo de modo común infinita** ( $RRMC = \infty$ ): El amplificador rechaza toda señal común a los dos terminales de entrada.

Además de éstas, el amplificador operacional ideal tiene otras características como:

- **Ancho de banda infinito** ( $BW = \infty$ ): Mantiene la ganancia constante desde frecuencia cero a frecuencia infinita.
- **Ganancia a lazo abierto infinita** ( $A_{OC} = \infty$ ): La ganancia sin aplicar realimentación es infinita.

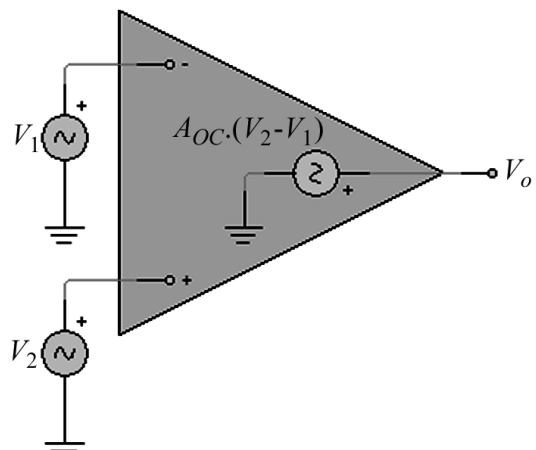


Figura 2 - Circuito equivalente del amplificador operacional ideal

Una característica circuital importante, que surge de la propiedad de ganancia infinita a lazo abierto, es que, para poder obtener una tensión finita en la salida, la diferencia de tensión entre los terminales de entrada debe ser infinitesimal. Vale decir entonces que existirá un **cortocircuito virtual** entre los terminales de entrada, o lo que es lo mismo decir, la tensión en uno de los terminales *sigue* a la del otro.

Siempre usaremos el amplificador operacional con algún tipo de realimentación aplicada (en general, negativa).

### Configuración inversora

La configuración inversora del amplificador operacional es la que se muestra en la Figura 3.

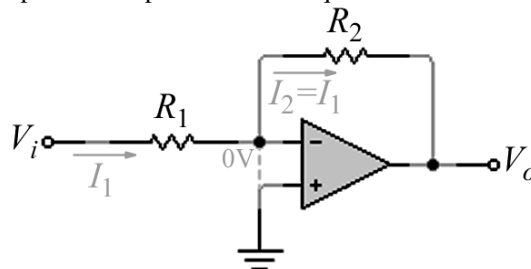


Figura 3 - Configuración inversora

### Ganancia a lazo cerrado

Debido al *cortocircuito virtual* entre los terminales de entrada, las tensiones en ellos son  $V_2 = V_1 = 0V$ . Por ello, la corriente de entrada será  $I_1 = V_i / R_1$ . Como la impedancia de entrada del operacional es infinita, el único camino para ésta corriente es a través de  $R_2$ . Ésta circulación produce que la tensión en la salida sea  $V_o = -I_1 \cdot R_2$ , con lo cual, la ganancia de tensión a lazo cerrado  $A_V$  es:

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

En general, las resistencias podrían ser cualquier tipo de impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$ , en cuyo caso la ganancia será:

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

### Impedancias de entrada y de salida

Como  $V_1 = 0V$ , la impedancia de entrada es:

$$Z_i = R_1$$

Valor que, si queremos tener una alta ganancia, necesariamente será chico. Por ello, **la configuración inversora presenta baja impedancia de entrada.**

Como la fuente de tensión a la salida del amplificador es ideal, la impedancia de salida será nula:

$$Z_o = 0$$

### El integrador inversor

Si usamos como  $Z_1$  una resistencia  $R$  y como  $Z_2$  una capacidad  $C$  (con una tensión en el instante inicial de  $V_{C0}$ ), obtenemos el circuito de la Figura 4.

La corriente  $I_1 = V_i / R$  atravesará también al capacitor, generando una tensión en él de

$$\frac{1}{C} \int_0^t I_1(t) \cdot dt$$

Por lo tanto, la tensión de salida será:

$$V_o(t) = -V_{C0} - \frac{1}{R \cdot C} \int_0^t V_i(t) \cdot dt$$

Ésta ecuación corresponde a una integración en el tiempo de la tensión de entrada.

La ganancia de tensión a lazo cerrado en función de la frecuencia será:

$$A_V(j\omega) = -\frac{1}{j\omega \cdot R \cdot C}$$

#### Problema del integrador inversor:

Como el circuito de realimentación es un capacitor, en corriente continua no hay realimentación negativa, y por lo tanto la tensión de entrada se amplifica a lazo abierto (ganancia infinita). Por lo tanto, cualquier pequeña componente de corriente continua en la entrada hará que la tensión de salida se sature al valor de una de las fuentes de alimentación. Para solucionar éste problema se coloca en paralelo con el capacitor una resistencia  $R_F$  (tan grande como sea posible), de tal manera de dar en continua una realimentación. Desafortunadamente, el integrador en éste caso deja de ser ideal, para pasar a ser una red pasabajos de primer orden.

### El diferenciador inversor

Si usamos como  $Z_1$  una capacidad  $C$  (con una tensión en el instante inicial de  $V_{C0}$ ) y como  $Z_2$  una resistencia  $R$ , obtenemos el circuito de la Figura 5.

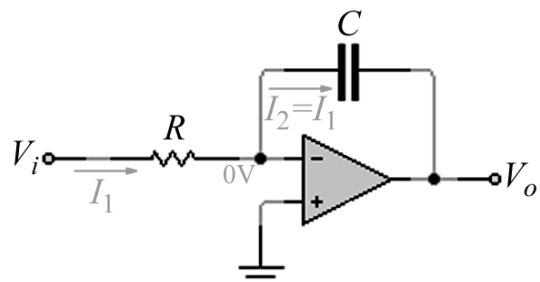


Figura 4 - El integrador inversor

La corriente  $I_1 = C \frac{dV_1(t)}{dt}$  atravesará también a la resistencia, generando una tensión en ella de  $R \cdot I_1$ .  
Por lo tanto, la tensión de salida será:

$$V_o(t) = -R \cdot C \frac{dV_1(t)}{dt}$$

Esta ecuación corresponde a una diferenciación en el tiempo de la tensión de entrada.

La ganancia de tensión a lazo cerrado será:

$$A_v(j\omega) = -j\omega R \cdot C$$

#### Problema del diferenciador inversor:

Como el circuito deriva la tensión de entrada, ante un cambio brusco en ésta, la salida presentará un pico de tensión. Esto hace que esta configuración sea un **amplificador de ruido**, por lo que en la práctica trata de evitarse su uso. Para solucionar este problema se coloca en serie con el capacitor una resistencia  $R_F$  (tan pequeña como sea posible), de tal manera de dar en frecuencia infinita un límite a la ganancia. Desafortunadamente, el diferenciador en este caso deja de ser ideal, para pasar a ser una red pasa altos de primer orden.

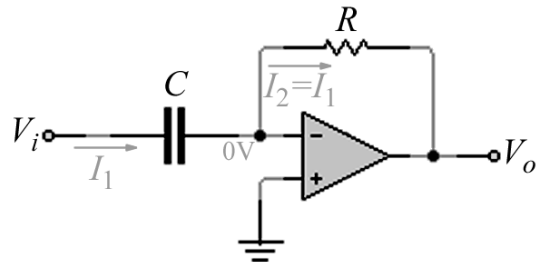


Figura 5 - El diferenciador inversor

#### El sumador ponderado

En esta configuración tenemos una resistencia  $R_f$  en la trayectoria de realimentación negativa, pero tenemos varias señales  $V_i$ , aplicadas al terminal inversor a través de resistencias  $R_i$ . La Figura 6 muestra la configuración descrita. Debido a la *masa virtual* que aparece en el terminal inversor, cada corriente  $I_i$  será igual a:

$$I_i = V_i / R_i$$

Como el terminal inversor tiene impedancia infinita, la corriente  $I_f$  será:

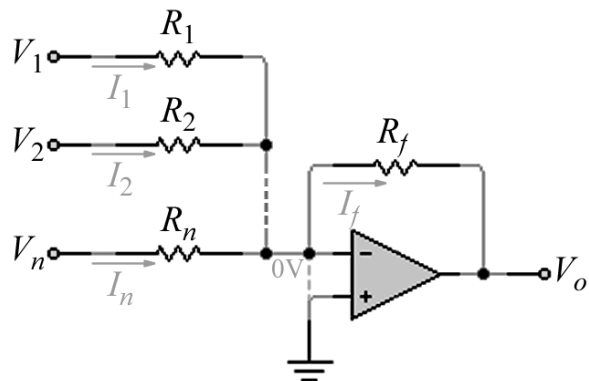


Figura 6 - El sumador ponderado

$$I_f = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum_{i=1}^n I_i$$

Y la tensión a la salida será:

$$V_o = -I_f \cdot R_f = -R_f \cdot \sum_{i=1}^n I_i$$

Reacomodando queda:

$$V_o = -\sum_{i=1}^n \frac{R_f}{R_i} \cdot V_i$$

Como vemos, la tensión de salida es la suma ponderada (por el valor de cada resistencia) de las tensiones de entrada.

#### La configuración no inversora

En esta configuración, la señal de entrada se aplica directamente al terminal no inversor del amplificador operacional. La configuración de realimentación es la misma que en la configuración inversora. El terminal donde se colocaba la señal de entrada en dicha configuración se conecta a masa. El circuito se muestra en la Figura 7.

Nuevamente se presenta un *cortocircuito virtual* entre las entradas del amplificador.

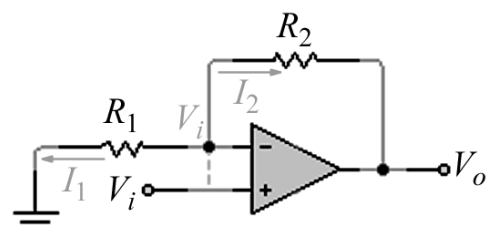


Figura 7 - Configuración no inversora

## Ganancia a circuito cerrado

Debido al *cortocircuito virtual*, la tensión  $V_i$  queda también aplicada al terminal no inversor. Ésta hace que a través de la resistencia  $R_1$  circule una corriente  $I_1 = V_i / R_1$ , en la dirección contraria a la de la configuración inversora. Como la impedancia de entrada del operacional es infinita, ésta corriente es la misma que circula a través de  $R_2$  pero con sentido contrario, es decir  $I_2 = -I_1$ . Ésta circulación produce que la tensión en la salida sea  $V_o = V_i - I_2 \cdot R_2 = V_i + I_1 \cdot R_2$ , con lo cual, la ganancia de tensión a lazo cerrado  $A_v$  es:

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

En general, las resistencias podrían ser cualquier tipo de impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$ , en cuyo caso la ganancia será:

$$A_v = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

## Resistencias de entrada y de salida

Como la señal de entrada se conecta directamente al terminal no inversor del operacional, sin presentar ningún camino resistivo a masa, la impedancia de entrada es igual a la propia de la entrada del amplificador. En el caso de un amplificador operacional ideal:

$$Z_i = \infty$$

Vemos que **la configuración no inversora presenta una muy alta impedancia de entrada**.

Como la fuente de tensión a la salida del amplificador es ideal, la impedancia de salida será nula:

$$Z_o = 0$$

## El seguidor de voltaje

En muchos casos se hace uso de las propiedades de alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida de la configuración no inversora para adaptar impedancias entre etapas. En general se hace que  $R_2 = 0$  y  $R_1 = \infty$ , con lo que se obtiene un amplificador de ganancia unitaria (o seguidor de voltaje). Ésta configuración se muestra en la Figura 8.

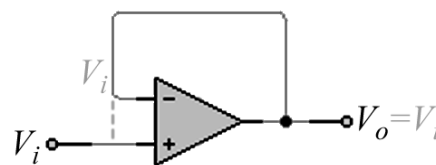


Figura 8 - Seguidor de voltaje

## **El amplificador operacional real**

### Efecto de la ganancia finita a circuito abierto

En la realidad, el amplificador operacional tiene una muy alta ganancia a lazo abierto, pero ésta es finita.

Denominaremos a ésta cantidad como  $A_{OC}$ . Analizaremos qué sucede con la ganancia a lazo cerrado para las dos configuraciones.

### Configuración no inversora

Como la ganancia a lazo abierto es finita, existirá una diferencia  $V_o / A_{OC}$  entre las tensiones de entrada.

Como el terminal no inversor está a masa, la tensión en el terminal inversor será  $-V_o / A_{OC}$ . La corriente  $I_1$  será:

$$I_1 = \frac{V_i + V_o / A_{OC}}{R_1}$$

La impedancia de entrada infinita del operacional obliga a  $I_1$  a circular enteramente por  $R_2$ . El voltaje de salida será entonces:

$$V_o = -V_o / A_{OC} - \frac{V_i + V_o / A_{OC}}{R_1} R_2$$

La ganancia a lazo cerrado será entonces:

$$A_v = - \frac{R_2/R_1}{1 + \frac{R_2/R_1}{A_{OC}}}$$

Como vemos, mientras  $A_{OC}$  tiende a infinito, la ganancia a lazo cerrado tiende al valor ideal.

### Configuración no inversora

Haciendo un análisis similar al anterior se encuentra que la ganancia a lazo cerrado para la configuración no inversora es:

$$A_v = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1 + R_2/R_1}{A_{OC}}}$$

Las conclusiones son las mismas.

### Efecto del ancho de banda finito

La ganancia a lazo abierto en un amplificador operacional real no sólo es finita, sino que además varía con la frecuencia. En la Figura 9 se muestra un diagrama de ganancia/frecuencia típico de un operacional real.

Como se puede observar la ganancia a frecuencia cero  $A_0$  es bastante alta, pero comienza a caer a una frecuencia relativamente baja ( $f_b$ ). La pendiente de  $-20\text{dB/dec}$  es típica de amplificadores operacionales internamente compensados (para lograr estabilidad). La frecuencia  $f_t$  a la cual la ganancia se hace unitaria se denomina también **producto ganancia-ancho de banda** ( $GB$ ).

El circuito se comporta como un pasabajos, cuya ecuación de ganancia es:

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_b}$$

Para frecuencias mayores que  $f_b$ , la ecuación de la magnitud de la ganancia se puede aproximar como:

$$A \cong \frac{f_t}{f}$$

Con ésta ecuación, dada una frecuencia de trabajo, se puede obtener la magnitud de la ganancia a lazo abierto.

El **efecto** que produce esto en las configuraciones inversora y no inversora se muestra en la Figura 10, y es que la ganancia a lazo cerrado pasa a tener una forma similar a la que tiene la de lazo abierto, con la ganancia en continua propia de la configuración, pero con una frecuencia de corte de:

$$\omega_{3\text{dB}} = \frac{\omega_t}{1 + R_2/R_1}^1$$

En los manuales de amplificadores operacionales, se suele especificar una **ecuación práctica** para relacionar la frecuencia de ganancia unitaria y la ganancia a lazo cerrado del amplificador, para una frecuencia dada. Ésta fórmula es:

$$f_t = GB = \frac{A_v \cdot f_{3\text{dB}}}{1,4}$$

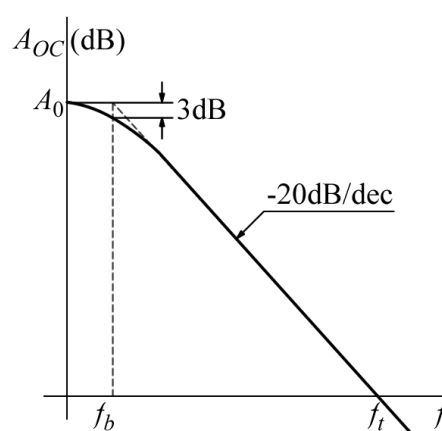


Figura 9 - Ganancia a lazo abierto del amplificador operacional real

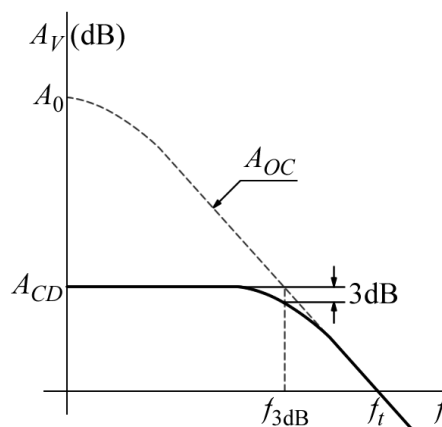


Figura 10 - Ganancia a lazo cerrado del amplificador operacional real

<sup>1</sup> Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 94

## Operación del amplificador operacional con señales fuertes

La operación del amplificador operacional con señales fuertes trae consigo la producción de distorsión no lineal.

### Saturación de salida

La salida de los amplificadores operacionales reales se satura a tensiones de entre 1 y 3 V de las fuentes de alimentación. Para evitar que se recorten los picos de la onda de salida, la señal de entrada debe mantenerse suficientemente pequeña.

### Rapidez de respuesta

Existe una rapidez específica máxima de variación de tensión posible a la salida de los amplificadores operacionales reales. Éste máximo se conoce como rapidez de respuesta  $SR$  (slew rate) y está definida como:

$$SR = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max}$$

Por lo general el  $SR$  se especifica en la hoja de datos, y se da en unidades de  $V/\mu s$ .

Éste fenómeno *es distinto del ancho de banda finito* que limita la respuesta en frecuencia, el cual es un fenómeno lineal. La rapidez de respuesta, en cambio, es un fenómeno que produce distorsión no lineal. Para medir el  $SR$  se coloca una configuración de seguidor (ver El seguidor de voltaje) con una señal de onda cuadrada en la entrada. Se mide el tiempo de subida  $\Delta t$  (del 10% al 90%) y la variación de tensión  $\Delta V_o$ . Se calcula el slew rate como:

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$$

### Ancho de banda a plena potencia

El ancho de banda a plena potencia es la frecuencia ( $f_M$ ) a la que una senoide de salida con amplitud igual al voltaje nominal de salida ( $V_{o\max}$ ) del amplificador operacional empieza a mostrar distorsión debida a la limitación de rapidez de respuesta. Como  $2\pi \cdot f_M \cdot V_{o\max} = SR$ , entonces:

$$f_M = \frac{SR}{2\pi \cdot V_{o\max}}$$

Las señales senoidales de salida de amplitudes menores que  $V_{o\max}$  producirán distorsión a frecuencias mayores. De hecho, dada una frecuencia  $f > f_M$ , la amplitud máxima de la senoide de salida no distorsionada será:

$$V_o = V_{o\max} \left( \frac{f_M}{f} \right)$$

### Impedancias de entrada y de salida

En un amplificador operacional real, las impedancias de entrada son muy grandes, pero no infinitas. Asimismo, la impedancia de salida es muy pequeña, pero no nula. Podemos modelar los efectos de éstas impedancias en el circuito equivalente del operacional, en la manera en que se muestra en la Figura 11.

Los componentes del modelo son:

- $R_{id}$  (resistencia diferencial de entrada): Es la resistencia que se ve entre los bornes de entrada. Un valor típico es  $1M\Omega$ .
- $R_{icm}$  (resistencia común de entrada): Es la resistencia a masa que se ve si conectamos ambos bornes de entrada. En el circuito se divide en una para cada borne, por eso está multiplicada por 2. Un valor típico es  $100M\Omega$ .
- $R_o$  (resistencia de salida): Un valor típico es  $100\Omega$ .

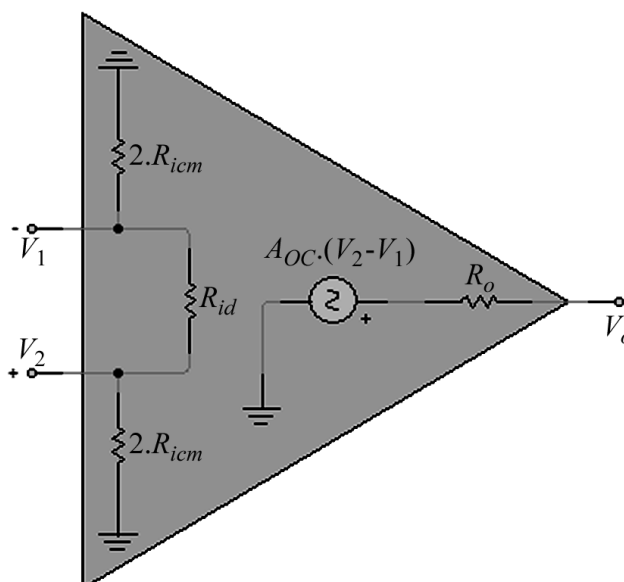


Figura 11 - Impedancias de entrada y salida del operacional

### Tensión de desnivel (offset)

La **tensión de offset de salida** es la tensión que aparece en éste terminal del operacional cuando unimos los dos terminales de entrada y los conectamos a tierra.

La **tensión de offset de entrada** ( $V_{OS}$ ) resulta de dividir la tensión de offset de salida por la ganancia del amplificador. Ésta, si se aplica en la entrada no inversora pero con polaridad opuesta, produce que a la salida haya una tensión nula.

En la Figura 12 se muestra la característica de transferencia de un operacional con tensión de offset.

Algunos amplificadores operacionales integrados están equipados con dos terminales adicionales a los que se puede conectar un circuito especificado para compensar la tensión de offset de salida, debida a  $V_{OS}$ . En la Figura 13 se muestra el circuito más típico.

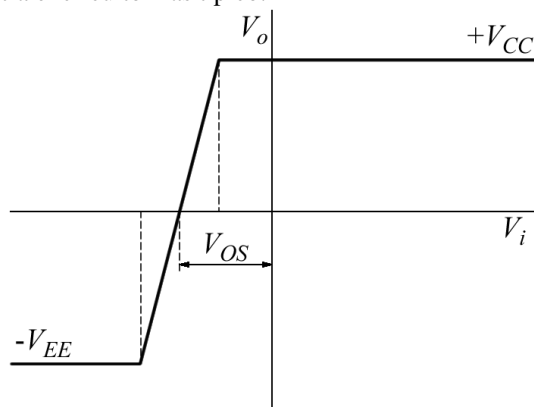


Figura 12 - Característica de transferencia de un operacional con offset

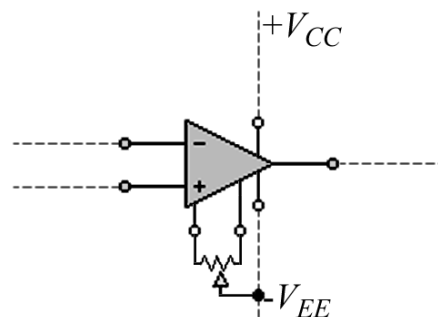


Figura 13 - Terminales de corrección de offset del amplificador operacional

### Corrientes de polarización de entrada

Para que funcione un amplificador operacional real, sus dos terminales de entrada deben ser alimentados con corrientes continuas. A éstas se las denomina **corrientes de polarización de entrada**, y son independientes del hecho de que un operacional tenga resistencia de entrada finita. Debido a éstas corrientes es que el operacional siempre debe tener un camino resistivo a masa desde sus terminales de entrada para funcionar correctamente. En la Figura 14 se representan éstas corrientes.

El valor promedio recibe el nombre de **corriente de polarización de entrada**  $I_B$ :

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Y el módulo de la diferencia se llama **corriente de desnivel de entrada**  $I_{OS}$ :

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

Valores típicos son  $I_B = 100\text{nA}$  e  $I_{OS} = 10\text{nA}$ .

Para poder **medir** las corrientes de polarización de entrada realizamos los siguientes pasos:

1. Colocamos una resistencia  $R$  de valor alto (para que provoque una caída de tensión apreciable) entre el terminal no inversor y masa, y cortocircuitamos la salida hacia el terminal inversor. Medimos la tensión de salida, que será  $V_o = I_{B1} \cdot R$ .
2. Colocamos la misma resistencia  $R$  entre el terminal inversor y la salida, y conectamos a masa el terminal no inversor. Medimos la tensión de salida, que será  $V_o = I_{B2} \cdot R$ .
3. Calculamos la corriente de polarización y la corriente de desnivel de entrada.

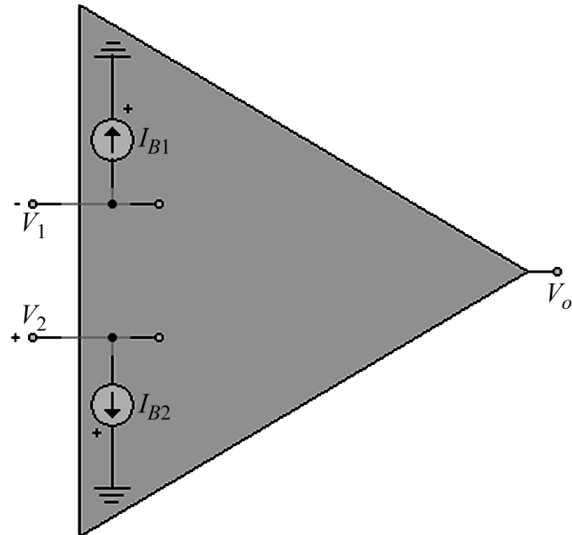


Figura 14 - Corrientes de polarización de entrada del operacional

### Tensión de desnivel de salida debido a las corrientes de polarización

Cuando operamos el amplificador en lazo cerrado, éstas corrientes provocan caídas de tensión en las resistencias, por lo que habrá una componente continua en la salida debida a ellas, independiente de la debida a la tensión de offset de entrada. Su valor se obtiene armando una configuración de lazo cerrado con sus entradas de señal a masa, y midiendo la tensión de salida. Ésta es:

$$V_o(I_{B1}, I_{B2}) = I_{B1} \cdot R_2 \cong I_B \cdot R_2$$

Esto pone un límite superior al valor de  $R_2$ , para evitar el recorte de la señal a la salida. Afortunadamente existe una técnica para reducir éste voltaje de salida. El método consiste en colocar una resistencia  $R_3$  en serie con la entrada no inversora, como muestra la Figura 15.

El valor de  $R_3$  que reduce totalmente la tensión de salida debida a la corriente de polarización es:

$$R_3 = R_1 // R_2^{II}$$

Con éste valor, la tensión de salida se deberá solamente a la corriente de desnivel de entrada. Siendo:

$$I_{B1} = I_B + I_{OS} / 2$$

$$I_{B2} = I_B - I_{OS} / 2$$

Ésta tensión será  $V_o = I_{OS} \cdot R_2$ .

**En general**, para reducir al mínimo la tensión de salida debida a las corrientes de polarización, el terminal no inversor debe tener una resistencia igual a la vista por el terminal inversor.

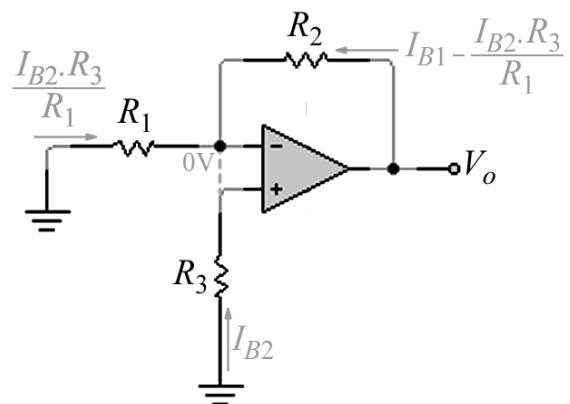


Figura 15 - Reducción de la tensión debida a corrientes de polarización

### Rechazo en modo común

Los amplificadores operacionales reales tienen una ganancia en modo común  $A_{CM}$  distinta de cero, por ende, la relación de rechazo de modo común  $RRMC$  deja de ser infinita.

La  $RRMC$  se define como:

$$RRMC = \frac{|A_v|}{|A_{CM}|}$$

y es función inversa de la frecuencia.

Se puede incluir los efectos de la  $RRMC$  en el modelo ideal para la configuración no inversora (la inversora es inmune a la  $RRMC$  finita), conectando una fuente de tensión en la entrada no inversora igual a  $v_i / RRMC$ .

<sup>II</sup> Estudiar demostración en Ing. Cuello, Alberto. Apuntes correspondientes a la cátedra Electrónica Aplicada II. Pág. 53



Para medir la  $RRMC$  conectamos un circuito como el que muestra la Figura 16. pero cortocircuitamos los terminales de entrada y aplicamos una señal común en ellos. Los valores de las resistencias deben ser:

$$R_2 = R'_2 \gg R_1 = R'_1$$

Medimos la tensión de entrada  $V_s$  y la tensión de salida  $V_o$ . Con ellas y el valor de las resistencias usadas obtenemos

$$RRMC = \frac{R_2}{R_1} \left| \frac{V_s}{V_o} \right| \quad \text{III}$$

### Rechazo a la variación de la fuente de alimentación

La **relación de rechazo a la variación de la fuente de alimentación** es la variación de la tensión de offset de entrada respecto de la variación de la tensión de alimentación que la produce, es decir:

$$RRFA = \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{CC}}$$

### Variaciones con la temperatura

La variación térmica de la tensión de offset de entrada  $V_{os}$  se debe a las variaciones térmicas correspondientes a las tensiones base-emisor de los transistores de la etapa diferencial de entrada, sobre todo a las diferencias entre sus coeficientes térmicos.

La variación térmica de las corrientes de polarización de entrada se debe principalmente a las variaciones del  $h_{FE}$  de los transistores de la etapa diferencial de entrada, así como al desapareamiento entre ellos.

## UNIDAD II: APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

### Amplificador diferencial

Un uso importante del amplificador operacional es como amplificador diferencial, para poder amplificar señales diferenciales y eliminar señales en modo común. Para ello se usa la configuración de la Figura 16. La resistencia  $R_1$  y  $R'_1$  tienen el mismo valor, pero difieren ligeramente en la realidad por las tolerancias. Lo mismo ocurre con  $R_2$  y  $R'_2$ .

La **ganancia de tensión diferencial** del amplificador es:

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Aplicando el principio de superposición, es decir sumando los aportes de las tensiones de entrada individuales, podemos obtener el rango de variación de la **ganancia de tensión en modo común** como:

$$\pm 2 \frac{\Delta R}{R} < A_{CM} < \pm 4 \frac{\Delta R}{R} \quad \text{IV}$$

Donde  $\Delta R / R$  es la tolerancia de las resistencias.

La impedancia de entrada diferencial de la etapa es:

$$Z_{id} = R_1 + R'_1$$

La desventaja de éste circuito es que para una ganancia grande,  $R_1$  es chica, y la impedancia de entrada se hace pequeña.

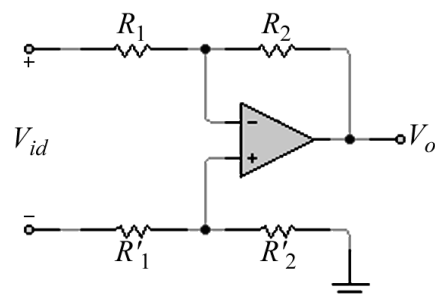


Figura 16 - Configuración como amplificador diferencial

III Estudiar demostración y análisis en Ing. Nelson Mocayar. Guías de Trabajos Prácticos de Electrónica Aplicada II., T.P. N° 2, Pág. 22.

IV Estudiar demostración en Malvino, Albert Paul. Principios de electrónica. 6ª. ed. Mc Graw Hill. Pág. 770

### Amplificador de instrumentación

Para eliminar el problema de impedancia de entrada bajas, se utilizan etapas seguidoras de tensión, con lo cual se logra una impedancia de entrada muy alta, y se aprovechan las propiedades de rechazo del modo común del amplificador diferencial. Ésta configuración se muestra en la Figura 17. La resistencia  $R'_2$  se hace variable para poder controlar la  $RRMC$ , y así obtener una mejor respuesta.

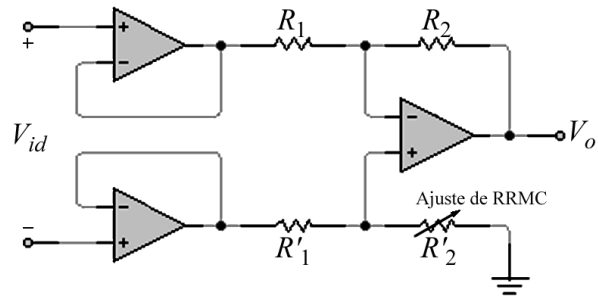


Figura 17 - Configuración como amplificador de instrumentación

### Convertidor de impedancia negativa

Ésta configuración se muestra en la Figura 18. La impedancia de entrada del circuito es  $Z_i = V_i / I_i$ . Como sabemos, no entra corriente en el terminal de entrada no inversor (ideal), por lo que toda la corriente que circula por la impedancia  $Z$  sale hacia el terminal donde conectamos el circuito. Por ende, la impedancia de entrada es:

$$Z_i = -Z \frac{R_1}{R_2}$$

Que como vemos toma un valor negativo, para el caso de ser  $Z$  positivo. En general se usa para convertir resistencias, es decir para  $Z = R$ .

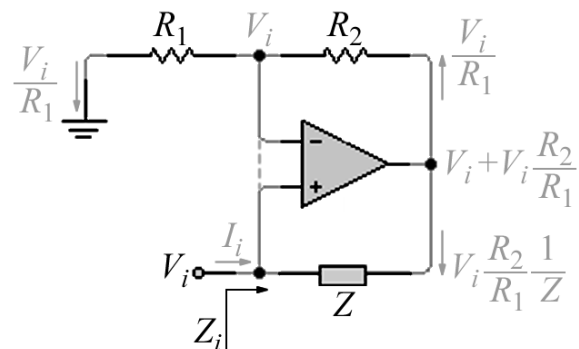


Figura 18 - Configuración como convertidor de impedancia negativa

### Convertidor de tensión a corriente (Fuente de corriente de Howland)

Usando un convertidor de impedancia negativa, podemos obtener una fuente ideal de corriente, mediante la eliminación de la resistencia interna  $R_g$  de un generador de tensión  $V_i$ . Ésta configuración se muestra en la Figura 19. La corriente de salida es independiente de la impedancia de carga  $Z_L$ , y su valor es:

$$I_L = \frac{V_i}{R_g}$$

Éste generador de corriente no presenta resistencia interna, pues la vista por la carga es el paralelo de  $R_g$  y  $-R_g$ :

$$R_g // (-R_g) = \infty$$

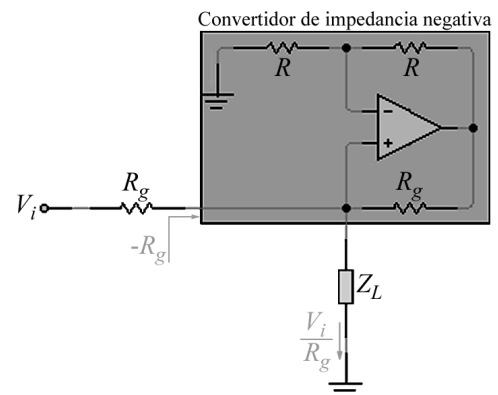


Figura 19 - Configuración como fuente ideal de corriente

### Amplificador de AC

En muchos casos necesitamos desacoplar la entrada y la salida del amplificador, para que actúe sólo sobre las señales alternas. Para ello colocamos capacitores de desacople  $C_i$  y  $C_o$  respectivamente. También colocamos un capacitor  $C_1$  en serie con  $R_1$  y una resistencia  $R_3$  entre el terminal no inversor y masa, ambos para minimizar la tensión de offset de salida. La configuración se muestra en la Figura 20.

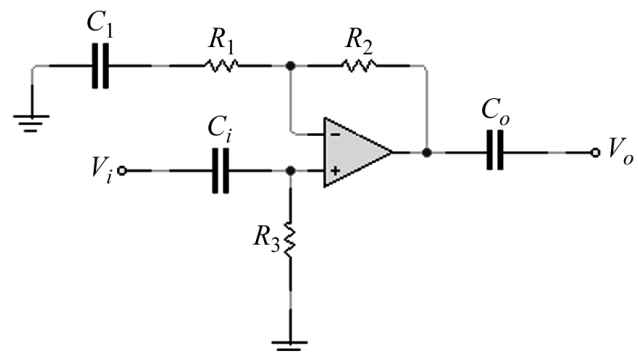


Figura 20 - Amplificador de AC

## Amplificadores con una sola fuente de alimentación

Para poder operar un amplificador operacional con una sola fuente de alimentación  $V_{CC}$  (es decir sin fuente partida) debemos referir la señal de entrada al punto medio  $V_{CC}/2$  de esa fuente, con el objeto de lograr la polarización correcta de los transistores de entrada del amplificador operacional. Para ello desacoplamos la señal de entrada mediante un capacitor  $C_i$ , y la montamos sobre un divisor de tensión resistivo de resistencias  $R$  iguales. A la salida también desacoplamos la señal mediante un capacitor  $C_o$ . Colocamos también un capacitor  $C_1$  en serie con  $R_1$  para minimizar la tensión de offset de salida. La configuración queda como se muestra en la Figura 21.

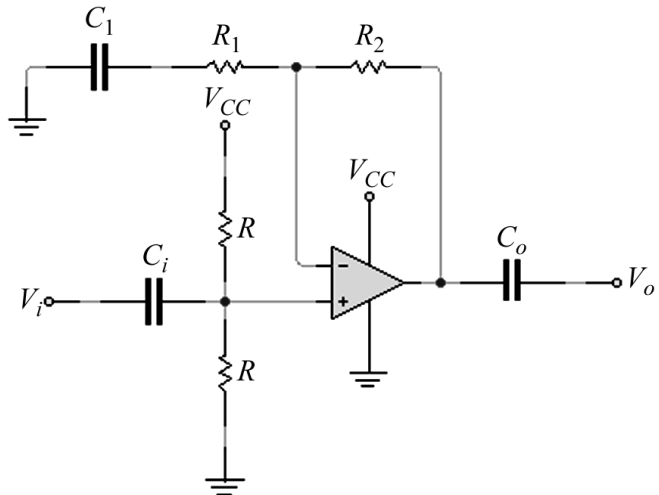


Figura 21 - Configuración de polarización con una sola fuente

Otra configuración posible es utilizando una etapa transistorizada para preamplificar la señal y realizar el montaje en continua. Para ello utilizamos el circuito que se muestra en la Figura 22. La etapa compuesta por el transistor  $Q_1$  y sus elementos de polarización  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ,  $R_C$ ,  $R_E$  y  $C_E$  elevan el nivel de continua de la señal. La resistencia  $R_F$  y el capacitor  $C_F$  forman un filtro pasabajos con una frecuencia de corte pequeña para evitar oscilaciones causadas por la realimentación no deseada entre etapas. Ésta configuración tiene la **ventaja** de proveer más ganancia al circuito, previa a la ganancia del operacional. Éstas se multiplican, logrando una gran amplificación.

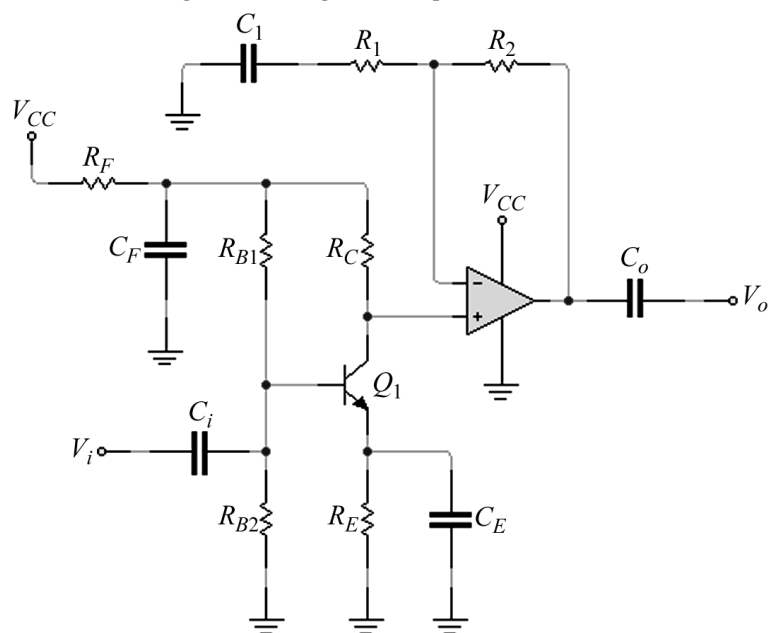


Figura 22 - Amplificador de audio con una sola fuente

## Amplificador con ganancia controlada por un FET

Algunas aplicaciones requieren una variación de la ganancia de tensión en lazo cerrado. Para ello podemos aplicar una configuración que intercale resistencias en paralelo con  $R_1$ , seleccionándolas mediante un control digital, con lo que la ganancia irá variando dependiendo de la cantidad de resistencias agregadas al circuito. Usando un JFET como interruptor controlado por tensión, podemos lograr una aplicación como ésta. En la Figura 23 se muestra una configuración típica.

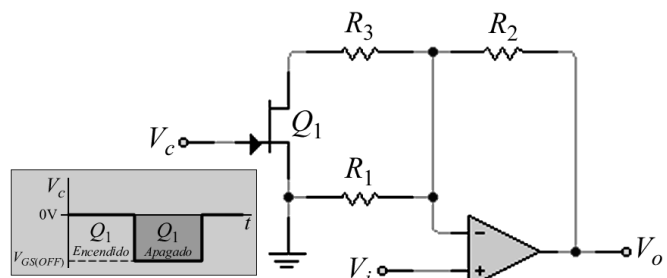


Figura 23 - Amplificador con ganancia controlada por un FET

Se elige  $R_3$  mucho mayor que la  $r_{DS(ON)}$  del JFET, para evitar que ésta afecte a la ganancia. La tensión de control  $V_c$  tiene dos niveles: uno a  $0V$ , que mantiene encendido el JFET (baja  $r_{DS}$ ); y otro en  $V_{GS(OFF)}$ , que apaga el JFET (alta  $r_{DS}$ ). La ganancia de tensión cuando  $Q_1$  está apagado es:

$$A_{v(OFF)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Cuando  $Q_1$  está encendido, la resistencia  $R_3$  queda en paralelo con  $R_1$ , y por lo tanto la ganancia es:

$$A_{v(ON)} = 1 + \frac{R_2}{(R_1 // R_3)}$$

### Inversor-no inversor conmutable mediante un FET

Esta configuración se muestra en la Figura 24. Cuando  $Q_1$  está apagado, la señal de entrada es aplicada a ambas entradas. En éste caso se suma la ganancia inversora ( $A_{inv}$ ) y la no inversora ( $A_{non}$ ), cuyo resultado da:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{inv} = -\frac{R}{R} = -1 \\ A_{non} = 1 + \frac{R}{R} = 2 \end{array} \right\} \Rightarrow A_{v(OFF)} = 1 \text{ (No inversor)}$$

Cuando  $Q_1$  está encendido, la señal de entrada es aplicada sólo al terminal inversor, ya que el no inversor se pone a masa. Con esto se logra que:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{inv} = -\frac{R}{R} = -1 \\ A_{non} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow A_{v(ON)} = -1 \text{ (Inversor)}$$

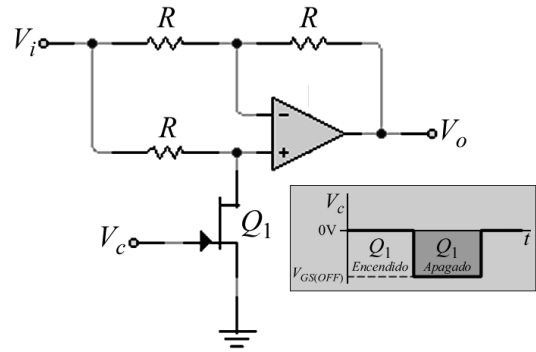


Figura 24 - Inversor-no inversor conmutable mediante un FET

Para lograr un funcionamiento adecuado,  $R$  debe ser mucho mayor que  $r_{DS(ON)}$ .

### Amplificador con ancho de banda ajustable

Es de gran utilidad un amplificador que permita variar su ancho de banda (entre ciertos límites) sin variar la ganancia a lazo cerrado de la etapa. Para ello usamos la configuración que se muestra en la Figura 25.

La resistencia  $R_1$  incluye la resistencia interna del

generador de tensión  $V_i$ . La resistencia  $R$  tiene una

parte fija y otra variable (resistor en serie con un potenciómetro), para no derivar toda la señal de entrada a masa en caso de variar en el extremo.

Sabemos que si  $A\beta \gg 1$  se cumple que  $A \approx 1/\beta$ .

Además  $A = f_t / f$ . La cantidad de realimentación del amplificador es:

$$\beta = \frac{R_1 // R}{R_1 // R + R_2}$$

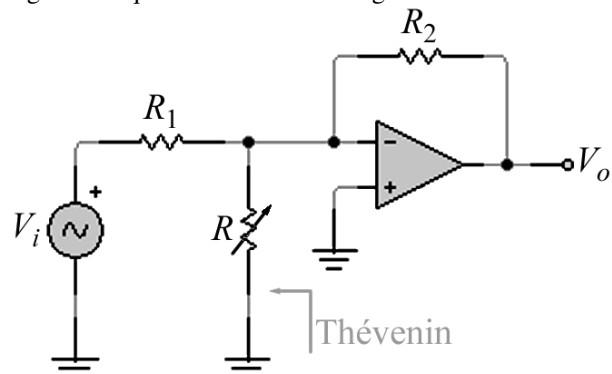


Figura 25 - Amplificador con ancho de banda ajustable

De todo esto concluimos que:

$$f_2 = \frac{R_1 // R}{R_1 // R + R_2} f_t$$

Con la ecuación anterior vemos que variando  $R$  variamos el ancho de banda del circuito.

Por otra parte, si aplicamos el teorema de Thévenin a la señal de entrada en el terminal inversor, queda el circuito que se ve en la Figura 26. Vemos que la tensión de salida de la etapa es:

$$V_o = -\frac{R_2 \cdot (R_1 + R)}{R_1 \cdot R} \frac{R}{R_1 + R} V_i$$

Con lo que la ganancia de tensión en lazo cerrado queda independizada del valor de  $R$ , y se calcula como:

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

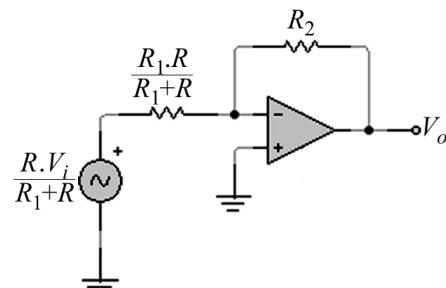


Figura 26 - Equivalente de Thévenin del amplificador con ancho de banda ajustable

<sup>v</sup> Ver UNIDAD IV: AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

### Amplificador con ganancia ajustable y reversible

Podemos realizar un amplificador cuya ganancia vaya de  $-n$  a  $+n$ , siendo  $n$  un número cualquiera (razonable). Para ello implementamos el circuito de la Figura 27.

Cuando el potenciómetro  $R_V$  está en el extremo izquierdo, calculando las ganancias inversora y no inversora podemos calcular la ganancia total del circuito:

$$\begin{cases} A_{inv} = -n \\ A_{non} = 2n \end{cases} \Rightarrow A_v = n$$

Cuando el potenciómetro  $R_V$  está en el extremo derecho, calculando las ganancias inversora y no inversora podemos calcular la ganancia total del circuito:

$$\begin{cases} A_{inv} = -n \\ A_{non} = 0 \end{cases} \Rightarrow A_v = -n$$

Entonces, variando la resistencia de extremo a extremo, variamos la ganancia de  $+n$  a  $-n$ .

### Buffers de corriente para amplificadores de tensión

Si la carga que alimenta un amplificador operacional requiere una corriente mayor que la que éste es capaz de proporcionarle, debemos agregar un amplificador de corriente (buffer) en la salida.

#### Amplificador de corriente unidireccional: Seguidor de emisor

Utilizaremos en éste caso una etapa transistorizada de seguidor de emisor para proveer a la carga la corriente requerida. En la configuración mostrada en la Figura 28, la ganancia de tensión es la propia de un amplificador no inversor. La diferencia radica en que ahora la salida del operacional sólo maneja la corriente de base del transistor, que es mucho más pequeña que la corriente en la carga. Desafortunadamente, éste diseño sencillo no sirve en la práctica debido a que la corriente en la carga es sólo unidireccional, ya que el transistor conduce sólo un hemiciclo de la señal de salida.

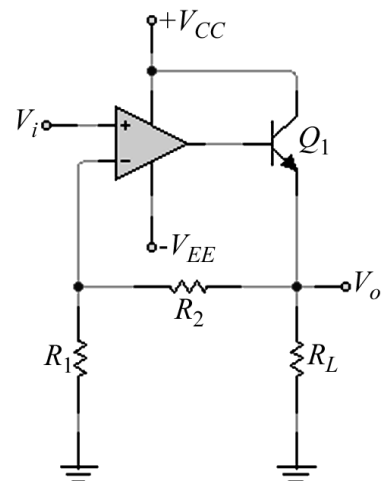


Figura 28 - Amplificador de corriente unidireccional

#### Amplificador de corriente bidireccional: clase B

La desventaja de la unidireccionalidad de la corriente de salida en el circuito anterior se soluciona con un circuito como el de la Figura 29. En él se ha colocado a la salida del amplificador operacional un amplificador clase B<sup>VI</sup>. Éste utiliza un transistor para amplificar cada hemiciclo de la señal. Así, en la salida, tendremos la onda completa, pero con capacidad de manejar corrientes altas. La ganancia de tensión de la etapa es la propia de un amplificador inversor. Tomamos la realimentación desde la salida de la etapa (y no desde la salida del operacional) para ajustar los valores de  $V_{BE}$  de los transistores a una cantidad adecuada, y para reducir la distorsión de cruce por cero, propia de los amplificadores clase B.

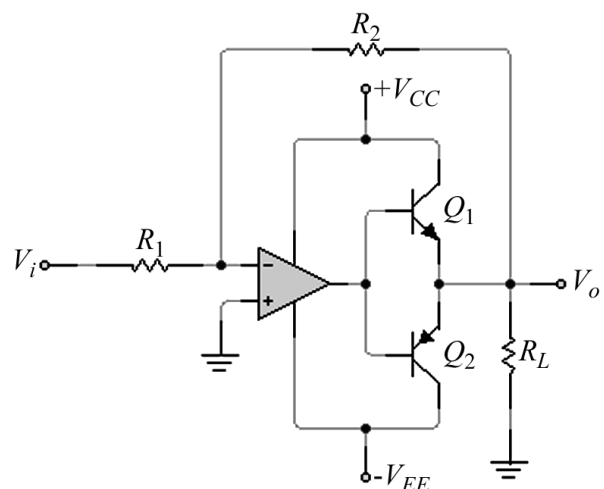


Figura 29 - Amplificador de corriente bidireccional

<sup>VI</sup> Ver Etapas de salida clase B (UNIDAD VI: AMPLIFICADORES DE POTENCIA)

## Fuentes de corriente unidireccionales controladas por tensión

### Carga flotante

La configuración para realizar una fuente de corriente  $I_o$  independiente de la impedancia de carga  $Z_L$ , para una colocación flotante de la carga, es la que se muestra en la Figura 30. Aquí, el cortocircuito virtual entre los terminales de entrada hace que  $V_i$  aparezca entre los terminales de  $R$ , y por lo tanto, la corriente en ésta y en la carga es:

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

La tensión máxima en la carga será:

$$V_{L\max} = V_{CC} - V_i$$

La corriente máxima en la carga es la corriente máxima que puede proveer el operacional en su salida, es decir corriente de salida en cortocircuito:

$$I_{o\max} = I_{SC}$$

### Carga a masa

Si se requiere que la carga tenga un terminal a masa, podemos implementar el circuito que muestra la Figura 31. La corriente en la carga será:

$$I_o = \frac{V_{CC} - V_i}{R}$$

El límite de tensión máxima en la carga está dado por la tensión de entrada y la tensión de saturación del transistor de la siguiente manera:

$$V_{L\max} = V_i - V_{CEsat}$$

Éste límite de tensión no podrá ser superado debido a la saturación del transistor.

La corriente máxima en la carga está limitada por la corriente máxima que puede entregar el operacional a la base del transistor, es decir, su corriente de cortocircuito. Entonces, si la ganancia del transistor es  $\beta$ :

$$I_{o\max} = \beta \cdot I_{SC}$$

### Corriente de salida directamente proporcional a la tensión de entrada

El circuito anterior tiene la desventaja de que la corriente en la carga es inversamente proporcional a la tensión de entrada. Si queremos que ésta sea directamente proporcional, usamos el circuito de la Figura 32. En los colectores de ambos transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  la tensión es  $V_{CC} - V_i$ , por ende en las resistencias  $R$  que se conectan entre ellos y la fuente aparece una tensión  $V_i$ . La corriente en la carga es, por lo tanto:

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

La tensión máxima en la carga será:

$$V_{L\max} = V_{CC} - V_i - V_{CEsat}$$

Y la corriente máxima en la carga es:

$$I_{o\max} = \beta_2 \cdot I_{SC}$$

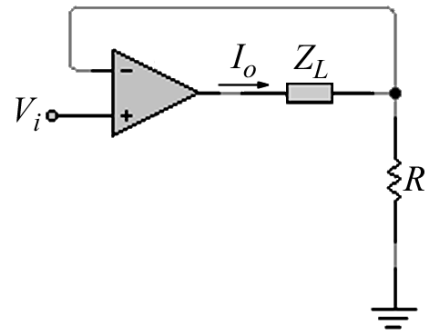


Figura 30 - Fuente de corriente con carga flotante

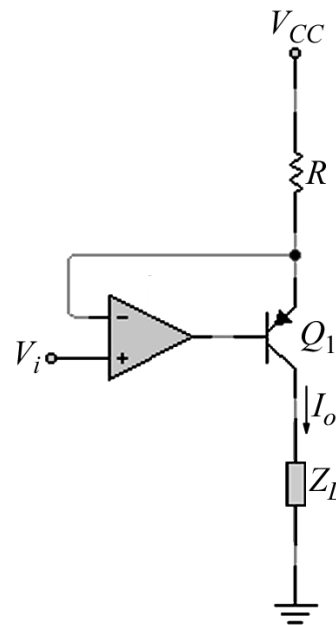


Figura 31 - Fuente de corriente con carga a masa

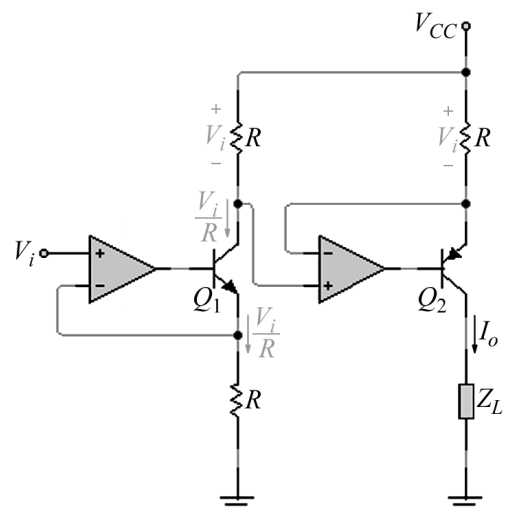


Figura 32 - Fuente de corriente directamente proporcional a la tensión de entrada

## Control automático de ganancia

En muchas aplicaciones necesitamos que la ganancia de tensión aumente o disminuya dependiendo si la amplitud de la señal de entrada decrece o crece, respectivamente, de manera de tener a la salida una tensión relativamente constante. Para ello se utiliza el **CAG** (control automático de ganancia).

En la Figura 33 se muestra una configuración típica de CAG de audio. La esencia de ésta configuración es el uso del JFET  $Q_F$  como resistencia controlada por tensión, y su ubicación como divisor de tensión junto con  $R_{div}$ .

La tensión de salida está ubicada en paralelo con la juntura base-emisor del transistor  $Q_T$ , de tal manera de que:

- Cuando la tensión de salida es menor que  $0,7V$ , en el hem ciclo negativo de la señal,  $Q_T$  está cortado,  $C_F$  descargado, y por lo tanto aparece  $-V_{EE}$  en la compuerta de  $Q_F$ , quien presentará una resistencia muy alta. Por ende, prácticamente toda la tensión de entrada aparecerá en el terminal no inversor del operacional.
- Cuando la tensión de salida supera los  $0,7V$ , en el hem ciclo negativo de la señal, se polariza el transistor, cargando el capacitor  $C_F$ . Éste le quita tensión negativa a la compuerta de  $Q_F$ , de tal manera que su resistencia disminuye, haciendo que la proporción de la señal de entrada que llega al terminal no inversor del operacional sea menor.

La ganancia de éste circuito es, entonces:

$$A_v = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{r_{DS}}{r_{DS} + R_{div}} \right)$$

Donde  $r_{DS}$  es la resistencia del JFET.

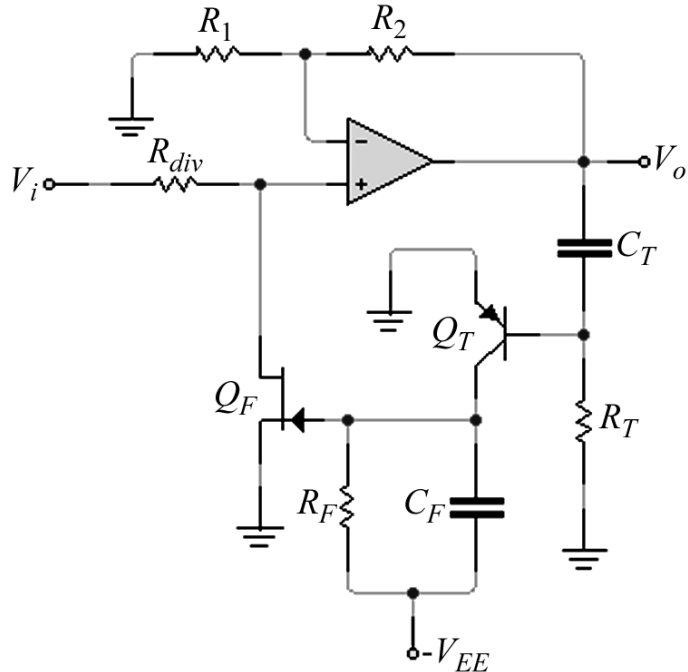


Figura 33 - Control automático de ganancia (CAG)

## Rectificadores de precisión

La desventaja de los rectificadores convencionales con diodos es que no pueden rectificar tensiones más bajas que  $0,6V$ , debido a su caída de tensión propia. Podemos, sin embargo, lograr circuitos que se comporten como diodos ideales, de tal manera de mejorar ésta desventaja. Para ello utilizamos los circuitos **rectificadores de precisión**. Con éstos circuitos, además de rectificar la señal, podemos amplificarla, invertirla, etc.

### Media onda

#### Rectificador inversor de media onda con salida positiva

Agregando dos diodos a la configuración inversora se obtiene un rectificador de precisión de media onda. La configuración con salida positiva se muestra en la Figura 34.

Cuando  $V_i$  es positivo,  $D_1$  conduce y causa que la tensión de salida del operacional sea  $-0,6V$ . Con esto,  $D_2$  está polarizado en inverso, y la salida se vuelve  $0V$ . Para éste caso no circula corriente por  $R_2$ .

Cuando  $V_i$  es negativo,  $D_1$  está polarizado inversamente debido al cortocircuito virtual, y se obliga a la tensión de salida del operacional a ser positiva. Por ello el amplificador funciona como inversor, con una ganancia de  $A_v = -R_2/R_1$ .

En ésta configuración, por estar los diodos en el circuito de realimentación, se elimina su tensión de umbral, por lo que puede rectificarse cualquier señal, incluso de amplitud menor a  $0,6V$ .

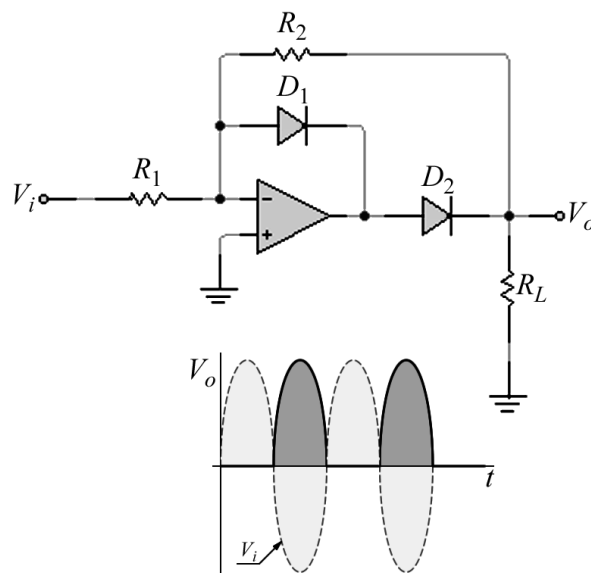


Figura 34 - Rectificador inversor de media onda con salida positiva

### Rectificador inversor de media onda con salida negativa

Invirtiendo los diodos de la configuración anterior, se obtiene una configuración con salida negativa, como muestra la Figura 35.

Cuando  $V_i$  es positivo,  $D_1$  está polarizado inversamente debido al cortocircuito virtual, y se obliga a la tensión de salida del operacional a ser negativa. Por ello el amplificador funciona como inversor, con una ganancia de  $A_v = -R_2/R_1$ .

Cuando  $V_i$  es negativo,  $D_1$  conduce y causa que la tensión de salida del operacional sea 0,6V. Con esto,  $D_2$  está polarizado en inverso, y la salida se vuelve 0V. Para éste caso no circula corriente por  $R_2$ .

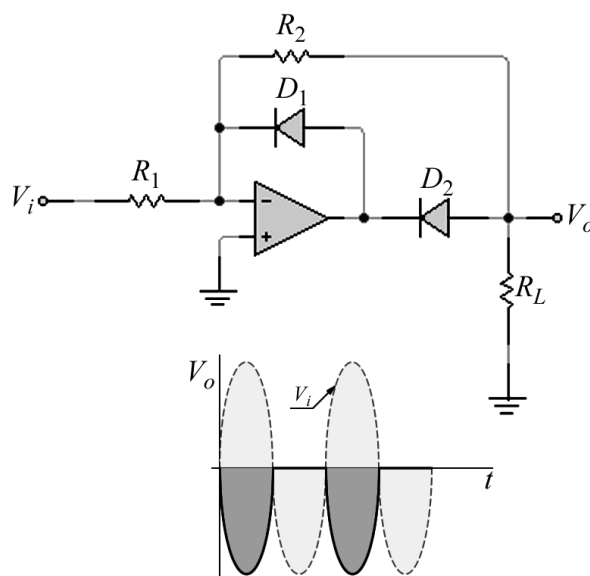


Figura 35 - Rectificador inversor de media onda con salida negativa

De igual manera que en la anterior, en ésta configuración puede rectificarse cualquier señal, incluso de amplitud menor a 0,6V.

### Onda completa

#### Rectificador de onda completa con resistencias iguales

Éste circuito, que se muestra en la Figura 36, tiene todas sus resistencias iguales.

Cuando  $V_i$  es positivo, conduce el diodo  $D_p$  y no conduce  $D_N$ , de tal manera que ambos amplificadores se comportan como inversores, y a la salida aparece el mismo  $V_i$ .

Cuando  $V_i$  es negativo, conduce el diodo  $D_N$  y no conduce  $D_p$ , de manera que el primer amplificador es inversor y el segundo no inversor, con lo cual aparece invertido a la salida el voltaje  $V_i$ .

La desventaja de éste circuito es que la impedancia de entrada es igual a  $R$ , valor que puede llegar a ser bajo.

Para obtener un circuito de salida negativa se invierten los diodos.



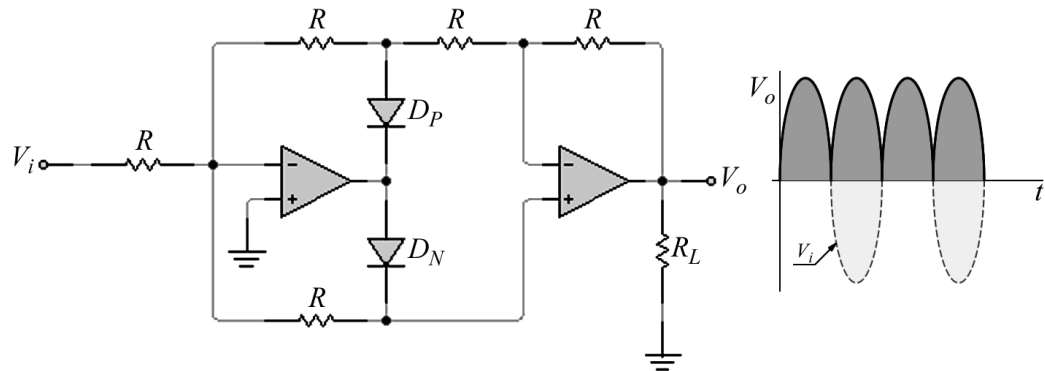


Figura 36 - Rectificador de onda completa con resistencias iguales

### Rectificador de onda completa de alta impedancia

Para solucionar el problema de baja impedancia de entrada de la configuración anterior, se usa el circuito de la Figura 37. En éste, la señal de entrada se conecta directamente a las entradas no inversoras de los amplificadores operacionales.

Cuando  $V_i$  es positivo, conduce el diodo  $D_P$  y no conduce  $D_N$ , de tal manera que aparece en el terminal inversor de ambos amplificadores la tensión de entrada. Como no circula corriente por las resistencias de la parte superior del diagrama, a la salida aparece el mismo  $V_i$ .

Cuando  $V_i$  es negativo, conduce el diodo  $D_N$  y no conduce  $D_P$ , con lo cual el primer amplificador se comporta como no inversor. El segundo amplificador se comporta como inversor, con lo cual aparece a la salida el voltaje  $V_i^{VII}$ .

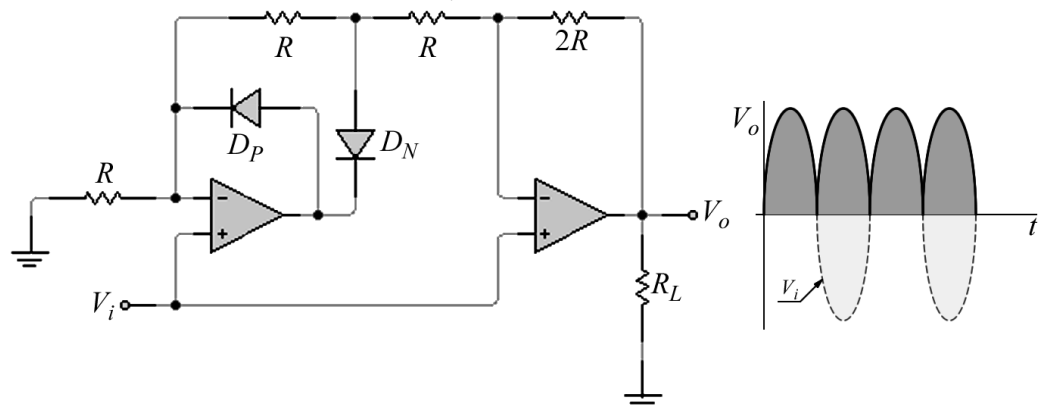


Figura 37 - Rectificador de onda completa de alta impedancia

### Comparador smith trigger

Una clase de comparador, conocida como comparador smith trigger utiliza **realimentación positiva** (ver Tipos de realimentación) para acelerar el ciclo de conmutación. Esto aumenta la ganancia y, por lo tanto, agudiza la transición entre los dos niveles de salida. La retroalimentación positiva mantiene al comparador en uno de los dos estados de saturación ( $+V_{CC}$  o  $-V_{EE}$ ) a menos que se aplique una entrada lo suficientemente grande para sobrepasar la retroalimentación.

La Figura 38 muestra la configuración más típica y su curva de transferencia. Como vemos, la tensión de entrada  $V_i$  se compara con una tensión de referencia  $V_r$ . En un principio, la salida está al nivel de  $+V_{CC}$ . Cuando la tensión de entrada aumenta, para que la salida cambie de nivel se debe superar el umbral de  $V_{H1}$ . En ese instante la salida cambia a  $-V_{EE}$  y se mantiene ahí por más que se siga aumentando la entrada. Cuando la tensión de entrada disminuye, para que la salida cambie de nivel se debe superar el umbral de  $V_{H2}$  en la disminución. En ese instante la salida cambia a  $+V_{CC}$  y se mantiene ahí por más que se siga disminuyendo la entrada.

Vemos que se presenta una ventana de histéresis en la conmutación, lo que hace que éste comparador se use para eliminar ruidos de conmutación.

<sup>VII</sup> Ver análisis completo en Coughlin, Robert y Driscoll, Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Prentice Hall. Pág. 191

Para que ocurra el cambio,  $V_i$  tiene que superar el aporte de tensión que brinda la tensión de salida  $V_o$  y la tensión de referencia  $V_r$ . Los valores de las tensiones de umbral serán entonces:

$$V_{H1} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{REF}$$

$$V_{H2} = -V_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{REF}$$

con

$$V_{REF} = V_r \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Y el valor de la amplitud de la ventana de histéresis es:

$$V_H = V_{H1} - V_{H2} = (V_{CC} + V_{EE}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

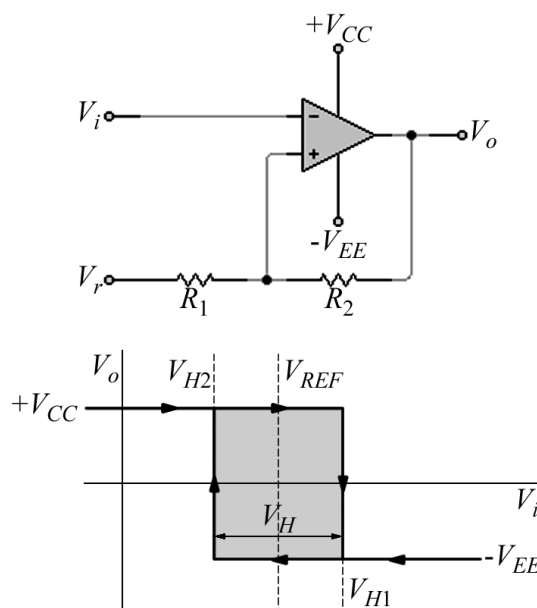


Figura 38 - Comparador smith trigger

### **UNIDAD III: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES NO REALIMENTADOS**

#### **Conceptos previos**

#### **Teorema de Miller**

El teorema de Miller dice que dada una admitancia  $Y$  entre dos nodos de un circuito, entre los cuales la ganancia de tensión  $K$  es conocida, es posible obtener un circuito equivalente con una admitancia  $Y_1$  en el primer nodo y otra  $Y_2$  en el segundo, ambas con su otro terminal a masa, tales que sus valores son:

$$Y_1 = Y(1 - K) \text{ e } Y_2 = Y(1 - 1/K)$$

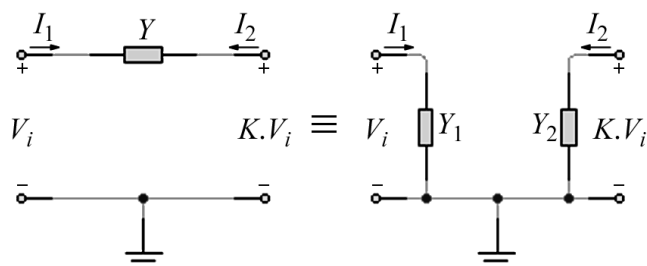


Figura 39 - Teorema de Miller

La Figura 39 muestra una esquematización del teorema. Éste circuito equivalente es válido mientras no cambien las condiciones iniciales de ganancia de tensión y admitancia.

Una aplicación muy utilizada de éste teorema es para obtener las capacidades equivalentes a la entrada y a la salida de una etapa transistorizada con un capacitor entre colector y base (éste también puede ser el capacitor equivalente interno del transistor). La Figura 40 muestra ésta situación. Como en general la ganancia de tensión  $A_v$  de la etapa es grande y negativa, la capacidad de entrada toma un valor aproximado de:

$$C_{F1} \cong |A_v| \cdot C_F$$

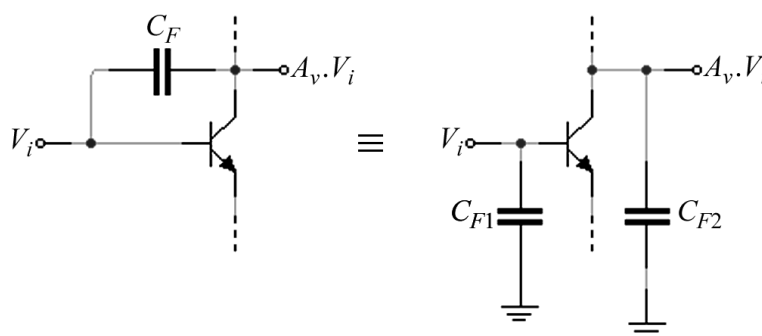


Figura 40 - Teorema de Miller aplicado a un capacitor entre colector y base

La capacidad de salida rara vez se tiene en cuenta, debido a que para determinar la impedancia de salida hacemos cambiar las condiciones iniciales de ganancia, y por lo tanto el circuito equivalente de Miller ya no es válido.

## Respuesta en frecuencia de un transistor

El parámetro de ganancia de corriente en cortocircuito del transistor  $h_{fe}$  no es constante con la frecuencia como se había supuesto hasta ahora. Éste se mantiene aproximadamente constante para frecuencias bajas y medias, pero comienza a decaer en frecuencias altas, siendo su valor:

$$A_{iH} = \frac{h_{fe}}{1 + j \cdot f / f_{\beta}}$$

En la Figura 41 se muestra ésta variación.

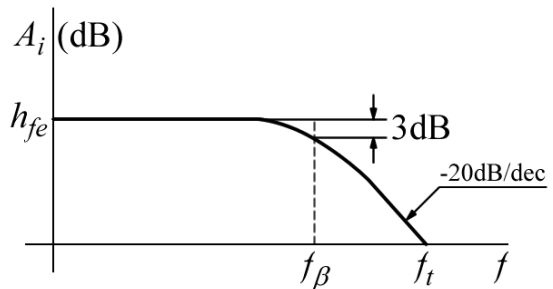


Figura 41 - Respuesta en frecuencia de un transistor

## Análisis del dominio s

### El dominio s

Nuestro objetivo al analizar un amplificador en el dominio  $s$  es hallar la ganancia de tensión como una función de la frecuencia compleja. Al realizar el análisis encontraremos una función de transferencia  $T(s) = V_o(s)/V_i(s)$ . Podemos expresarla como:

$$T(s) = \frac{a_m \cdot s^m + a_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + a_1 \cdot s + a_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0} \quad \text{siendo } a_i, b_j \in \Re$$

Una vez obtenida ésta función, la evaluamos para frecuencias físicas sustituyendo  $s$  por  $j \cdot \omega$ . El resultado de esto,  $T(j \cdot \omega)$  es en general una función compleja, cuya magnitud es la respuesta en magnitud y cuya fase es la respuesta en fase del amplificador.

### Polos y ceros

Otra forma para expresar la función de transferencia es:

$$T(s) = a_m \frac{(s - Z_1) \cdot (s - Z_2) \cdot \dots \cdot (s - Z_m)}{(s - P_1) \cdot (s - P_2) \cdot \dots \cdot (s - P_n)}$$

donde  $a_m$  es una constante multiplicativa (coeficiente de  $s^m$  en la expresión precedente),  $Z_i$  son los **ceros** de la función de transferencia (ceros de transmisión), y  $P_j$  son los **polos** de la misma (modos naturales de la red).

### Funciones de primer orden

Todas las funciones de transferencia con las que trabajaremos tienen polos y ceros reales, y por lo tanto pueden escribirse como el producto de funciones de transferencia de primer orden de la forma general:

$$T_i(s) = \frac{a_1 \cdot s + a_0}{s + \omega_0}$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia de ubicación del polo real, o frecuencia de 3dB (inversa de la constante de tiempo de la red). Las constantes  $a_1$  y  $a_0$  determinan el tipo de red:

- **Red pasa bajos de primer orden:**

$$T_i(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$

- **Red pasa altos de primer orden:**

$$T_i(s) = \frac{a_1 \cdot s}{s + \omega_0}$$

### Diagramas de Bode

Los diagramas de Bode son diagramas de respuesta en frecuencia aproximada en decibels, que se basan en las propiedades de los logaritmos  $\log(a \cdot b \cdot c) = \log a + \log b + \log c$  y  $\log(a/b) = \log a - \log b$ . Para obtenerlo debemos expresar la función de transferencia como una fracción compuesta por productos

de funciones de primer orden con la forma  $T_i(s) = (1 + s/a)$ . De ésta manera, la respuesta en magnitud será la suma de términos de la forma  $20 \cdot \log \sqrt{1 + (\omega/a)^2}$  y la respuesta en fase será la suma de términos de la forma  $\arctan(\omega/a)$ . Los términos correspondientes a los polos se restarán en vez de sumarse.

Lo ventajoso de los diagramas de Bode es la simplicidad para construirlos, ya que se trazan todas las respuestas individuales y luego se suman. La desventaja es que es un diagrama aproximado por asíntotas, pero aún así el error es muy bajo.

La Figura 42 muestra un ejemplo para una función con un cero y dos polos. La función es:

$$T(s) = \frac{C \cdot s}{\left(1 + \frac{s}{f_1}\right) \left(1 + \frac{s}{f_2}\right)}$$

Las funciones individuales son (numeradas según la Figura 42):

1.  $T_1(s) = C$ , es una constante y su representación en el diagrama de Bode de amplitud es una recta horizontal en la ordenada  $20 \log C$ . No tiene efecto en el diagrama de fase.
2.  $T_2(s) = s$ , es un cero en el origen. La función es lineal de  $s$ , y su representación en el diagrama de Bode de amplitud es una recta de pendiente  $+20\text{dB/dec}$  que pasa por el origen. En el diagrama de fase representa una recta horizontal a  $90^\circ$  si  $C > 0$ , y a  $-90^\circ$  si  $C < 0$ .
3.  $T_3(s) = (1 + s/f_1)^{-1}$ , es un polo en la frecuencia  $f_1$ , por lo tanto su representación de amplitud es una recta horizontal hasta  $f = f_1$ , y desde ahí una recta de pendiente  $-20\text{dB/dec}$ . En el diagrama de fase es una recta hasta  $0,1 \cdot f_1$ , luego decrece a razón de  $-45^\circ/\text{dec}$  hasta  $10 \cdot f_1$ , y continúa recta.
4.  $T_4(s)$  es igual al polo anterior, pero para  $f = f_2$ .

La parte inferior de la Figura 42 presenta la resultante de sumar todos los efectos.

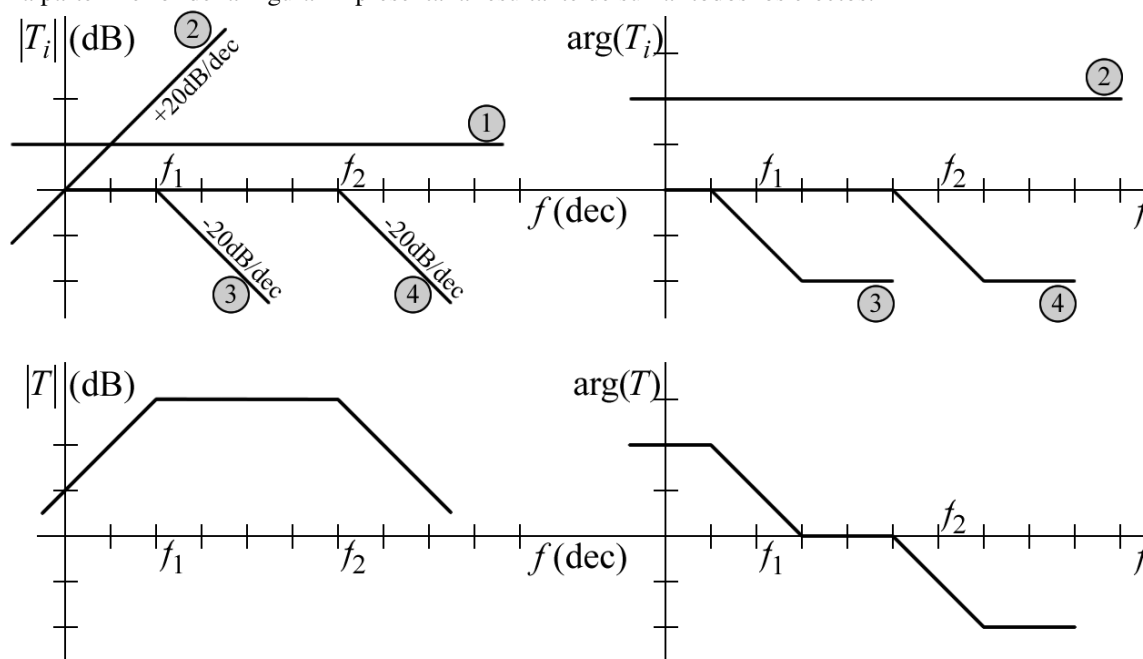


Figura 42 - Diagramas de Bode

## Función de transferencia del amplificador

### Las tres bandas de frecuencia

Podemos diferenciar, en general, tres bandas de frecuencia con propiedades distintas en la función de transferencia de un amplificador: frecuencias bajas, frecuencias medias, frecuencias altas. La Tabla 1 muestra las propiedades de cada banda, respecto del efecto que producen los capacitores del circuito y la variación de los parámetros de los dispositivos activos, y muestra la pendiente y los límites de cada una.

	Efecto de los capacitores de acoplamiento y derivación	Variabilidad con la frecuencia de los parámetros de los dispositivos activos	Pendiente	Límite inferior de la banda	Límite superior de la banda
<b>Banda de frecuencias bajas</b>	No despreciable, debe tenerse en cuenta	Parámetros constantes	Ascendente (puede no existir, en el caso de amplificadores de continua)	$f = 0$	$f = f_L$
<b>Banda de frecuencias medias</b>	Despreciable (cortocircuitos)	Parámetros constantes	Plana	$f = f_L$	$f = f_H$
<b>Banda de frecuencias altas</b>	Despreciable (cortocircuitos)	Variables con la frecuencia	Descendente	$f = f_H$	$f = \infty$

Tabla 1 - Las tres bandas de frecuencia y sus propiedades

En la Figura 43 se muestran las respuestas típicas para amplificadores de continua y acoplados capacitivamente.

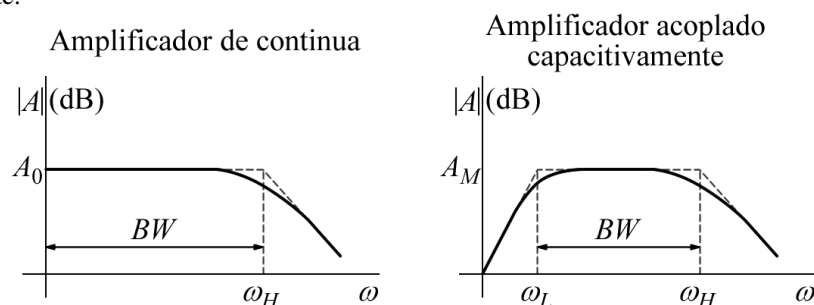


Figura 43 - Respuestas típicas de amplificadores

Denominaremos ancho de banda a la diferencia  $BW = \omega_H - \omega_L$

### La función de ganancia

La función de ganancia en el dominio  $s$  puede expresarse como

$$A(s) = A_M \cdot F_L(s) \cdot F_H(s)$$

donde:

- $F_L(s)$  es la función de dependencia para bajas frecuencias, que toma el valor 1 para  $\omega \gg \omega_L$ , por lo cual  $A_H \cong A_M \cdot F_H(s)$ .
- $F_H(s)$  es la función de dependencia para altas frecuencias, que toma el valor 1 para  $\omega \ll \omega_H$ , por lo cual  $A_L \cong A_M \cdot F_L(s)$ .
- $A_M$  es la ganancia del amplificador en la banda media.

Mirando la Tabla 1 vemos los efectos de los capacitores y los parámetros para cada banda, por lo cual de allí podemos deducir cómo calcular cada función.

### Respuesta a baja frecuencia (para polos y ceros fáciles de determinar)

En general uno de los polos de bajas estará a una frecuencia mucho más alta que los demás polos y que los ceros, y se llamará **polo dominante en bajas**. Gracias a éste hecho, la función de bajas frecuencias se puede aproximar como:

$$F_L(s) \cong \frac{s}{s + \omega_L} \quad (\text{función pasa altos})$$

siendo  $\omega_L$  la frecuencia del polo dominante.

Si no se cumple la premisa, se debe realizar el análisis completo por Bode.

### Respuesta a alta frecuencia (para polos y ceros fáciles de determinar)

En general uno de los polos de altas estará a una frecuencia mucho más baja que los demás polos y que los ceros, y se llamará **polo dominante en altas**. Gracias a éste hecho, la función de altas frecuencias se puede aproximar como:

$$F_H(s) \cong \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \quad (\text{función pasa bajos})$$

siendo  $\omega_H$  la frecuencia del polo dominante.

Si no se cumple la premisa, se debe realizar el análisis completo por Bode.

### Método aproximado para el caso de polos y ceros difíciles de determinar

En muchos casos no es fácil determinar los polos y ceros de la función de transferencia, y la existencia de los dominantes. Para tales casos, es posible aplicar un método aproximado para determinar  $\omega_L$  y  $\omega_H$ .

#### Frecuencia de corte superior

La frecuencia de corte superior, siempre que exista un polo dominante, será el resultado de la siguiente fórmula:

$$\omega_H \cong \frac{1}{\sum_i (C_i \cdot R_{iOC})} \quad \text{viii}$$

Donde  $C_i$  son cada uno de los capacitores presentes en el circuito, y las  $R_{iOC}$  son las resistencias que “ve” cada capacitor en particular si se reducen a cero todas las demás capacidades (circuitos abiertos), y si se enmudecen todos los generadores independientes. A los productos  $C_i \cdot R_{iOC}$  se los denomina **constantes de tiempo a circuito abierto**.

#### Frecuencia de corte inferior

La frecuencia de corte inferior, siempre que exista un polo dominante, será el resultado de la siguiente fórmula:

$$\omega_L \cong \sum_i \left( \frac{1}{C_i \cdot R_{iSC}} \right) \quad \text{ix}$$

Donde  $C_i$  son cada uno de los capacitores presentes en el circuito, y las  $R_{iSC}$  son las resistencias que “ve” cada capacitor en particular si se hacen tender a infinito todas las demás capacidades (cortocircuitos), y si se enmudecen todos los generadores independientes. A los productos  $C_i \cdot R_{iSC}$  se los denomina **constantes de tiempo en cortocircuito**.

### **Respuesta en frecuencia de las distintas configuraciones**

Haremos un análisis de cada configuración con el método aproximado, para encontrar las frecuencias de los polos. Luego veremos cómo se hace para diseñar los valores de las capacidades para cada una de ellas. En estos casos, elegiremos como capacitor “dominante” aquel que presente menor resistencia equivalente para bajas frecuencias de tal manera de reducir lo más posible los valores de las capacidades para lograr el diseño esperado. Analizaremos la respuesta para altas frecuencias teniendo en cuenta las capacidades propias del dispositivo activo, y utilizando el teorema de Miller, si correspondiese.

#### Respuesta en frecuencia del amplificador en fuente común

Vamos a analizar el amplificador en fuente común de la Figura 44.

viii Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 596

ix Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 600

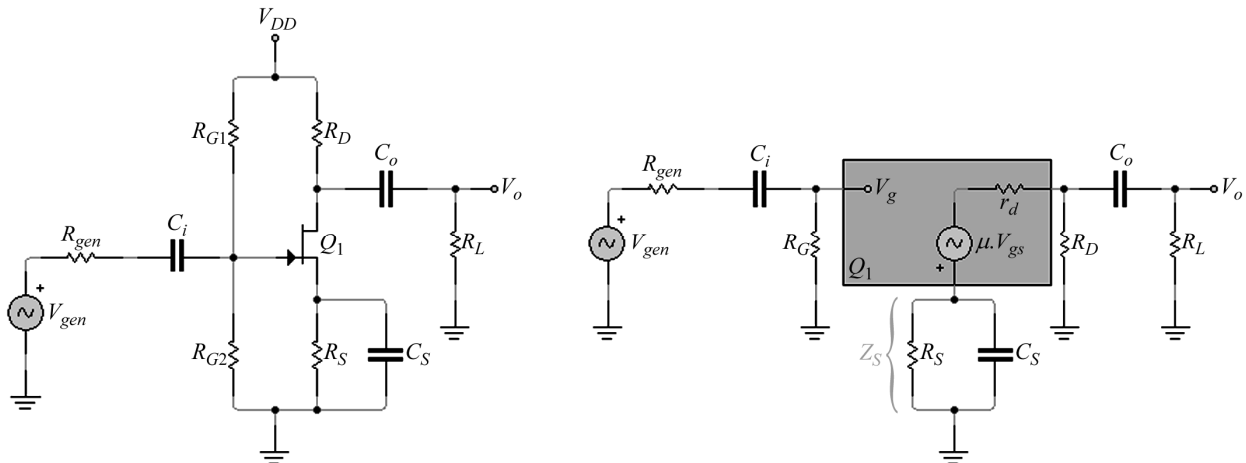


Figura 44 - Amplificador en fuente común, esquema y circuito equivalente en baja frecuencia

Por medio de las constantes de tiempo en cortocircuito obtendremos la **respuesta a las bajas frecuencias**. Para ello analizamos los circuitos de la Figura 45, sus constantes de tiempo, y las resistencias vistas.

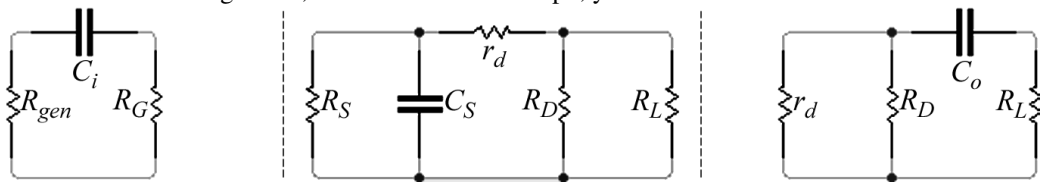


Figura 45 - Constantes de tiempo de cortocircuito del amplificador en fuente común

$$\begin{aligned} \tau_{iSC} &= C_i \cdot R_{iSC} & \tau_{SSC} &= C_S \cdot R_{SSC} & \tau_{oSC} &= C_o \cdot R_{oSC} \\ R_{iSC} &= R_G + R_{gen} & R_{SSC} &= R_S \parallel [r_d + (R_D \parallel R_L)] & R_{oSC} &= R_L + (R_D \parallel r_d) \end{aligned}$$

La frecuencia de corte inferior será:

$$\omega_L \cong \frac{1}{C_i \cdot R_{iSC}} + \frac{1}{C_S \cdot R_{SSC}} + \frac{1}{C_o \cdot R_{oSC}}$$

Como la resistencia que presenta el menor valor es, en general  $R_{SSC}$ , el término dominante en  $\omega_L$  será el que corresponde a  $1/\tau_{SSC}$ . Por lo tanto, usaremos éste capacitor como el que defina al polo dominante, y su valor será:

$$C_S \cong \frac{1}{\omega_L \cdot R_{SSC}}$$

Los otros capacitores, para que sus frecuencias no afecten a éste polo deberán estar, por lo menos a una década por debajo de  $\omega_L$ . Por lo tanto:

$$C_i \geq \frac{1}{0,1 \cdot \omega_L \cdot R_{iSC}} \quad \text{y} \quad C_o \geq \frac{1}{0,1 \cdot \omega_L \cdot R_{oSC}}$$

Además, la función de transferencia presenta un cero de transmisión para la frecuencia a la cual  $Z_S$  se hace infinita. Esto ocurre para una frecuencia  $\omega_z = 1/C_S \cdot R_S$ . De todas maneras, éste cero nunca es problema, porque siempre se presenta a una frecuencia menor que la del polo dominante, ya que  $R_{SSC} < R_S$ .

Para analizar la **respuesta en alta frecuencia**,

despreciaremos el efecto de los capacitores de acoplamiento y derivación (cortocircuitos) y utilizaremos el modelo del FET que incluye las capacidades internas  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . El modelo se muestra en la Figura 46. La tensión  $V_i$  y la resistencia  $R_i$  son el modelo equivalente de Thévenin a la entrada del circuito, que incluye las resistencias de polarización y la del generador. La resistencia  $R'_L$  representa la combinación de todas las resistencias en el circuito de salida.

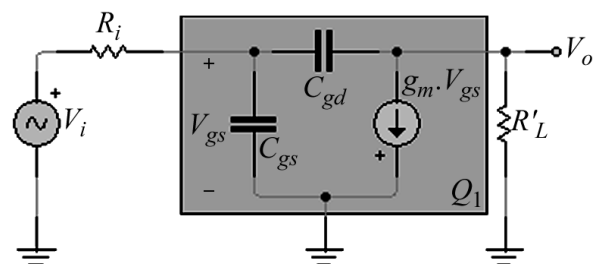


Figura 46 - Amplificador en fuente común, circuito equivalente en alta frecuencia

Aplicando el teorema de Miller, obtendremos la capacidad derivada de  $C_{gd}$  que se refleja a la entrada. La ganancia entre compuerta y drenador es  $-g_m \cdot R'_L$ , por lo tanto la capacidad buscada es:

$$C_{gdi} = C_{gd} (1 + g_m \cdot R'_L)$$

Como ésta capacidad aparece en paralelo con  $C_{gs}$ , se sumarán. Aparecerá en la entrada un circuito pasabajos, cuya respuesta estará determinada por la resistencia equivalente de entrada  $R_i$  y la capacidad total de entrada:

$$C_T = C_{gs} + C_{gd} (1 + g_m \cdot R'_L)$$

La frecuencia de corte superior será, por lo tanto:

$$\omega_H = \frac{1}{C_T \cdot R_i}$$

Para aumentar ésta frecuencia de corte debe reducirse la ganancia del amplificador, lo cual es una desventaja, o reducir la resistencia equivalente de entrada, lo cual no siempre es posible. Deducimos entonces que **la respuesta a altas frecuencias en un amplificador en fuente común está limitada por el efecto Miller de su capacitancia de realimentación.**

### Respuesta en frecuencia del amplificador en emisor común

Vamos a analizar el amplificador en fuente común de la Figura 47.

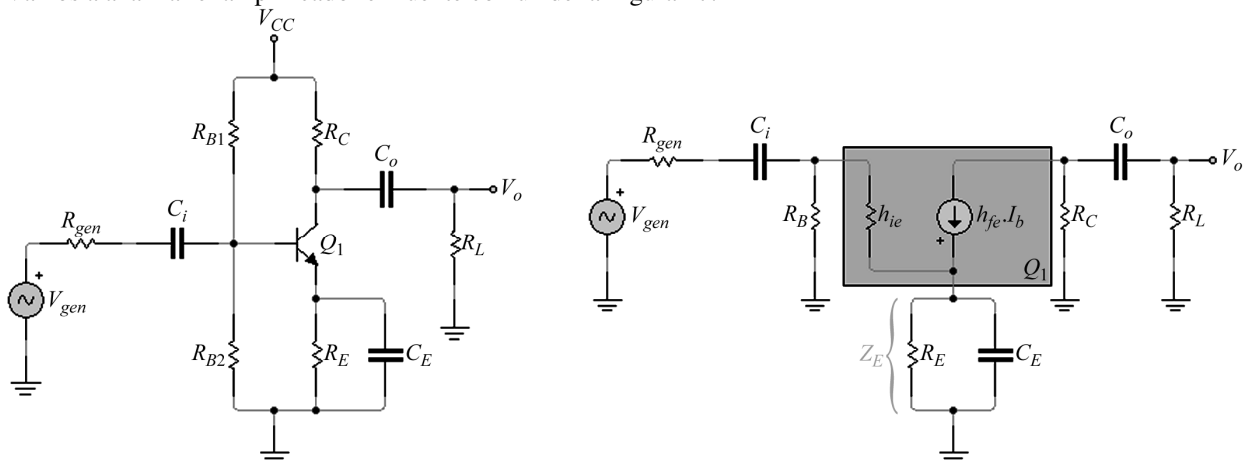


Figura 47 - Amplificador en emisor común, esquema y circuito equivalente en baja frecuencia

Por medio de las constantes de tiempo en cortocircuito obtendremos la **respuesta en bajas frecuencias**. Para ello analizamos el circuito equivalente mostrado del lado derecho de la Figura 47, para cada una de las condiciones. Obtendremos los siguientes valores:

$$\begin{aligned} \tau_{iSC} &= C_i \cdot R_{iSC} \\ R_{iSC} &= R_{gen} + (R_B // h_{ie}) \\ \tau_{ESC} &= C_E \cdot R_{ESC} \\ R_{ESC} &= R_E // \left[ \frac{h_{ie} + (R_B // R_{gen})}{h_{fe} + 1} \right] \\ \tau_{oSC} &= C_o \cdot R_{oSC} \\ R_{oSC} &= R_C + R_L \end{aligned}$$

La frecuencia de corte inferior será:

$$\omega_L \cong \frac{1}{C_i \cdot R_{iSC}} + \frac{1}{C_E \cdot R_{ESC}} + \frac{1}{C_o \cdot R_{oSC}}$$

Como la resistencia que presenta el menor valor es, en general  $R_{ESC}$ , el término dominante en  $\omega_L$  será el que corresponde a  $1/\tau_{ESC}$ . Por lo tanto, usaremos éste capacitor como el que defina al polo dominante, y su valor será:

$$C_E \cong \frac{1}{\omega_L \cdot R_{ESC}}$$

Los otros capacitores, para que sus frecuencias no afecten a éste polo deberán estar, por lo menos a una década por debajo de  $\omega_L$ . Por lo tanto:

$$C_i \geq \frac{1}{0,1 \cdot \omega_L \cdot R_{iSC}} \text{ y } C_o \geq \frac{1}{0,1 \cdot \omega_L \cdot R_{oSC}}$$



Además, la función de transferencia presenta un cero de transmisión para la frecuencia a la cual  $Z_E$  se hace infinita. Esto ocurre para una frecuencia  $\omega_Z = 1/C_E \cdot R_E$ . De todas maneras, éste cero nunca es problema, porque siempre se presenta a una frecuencia menor que la del polo dominante, ya que  $R_{ESC} < R_E$ .

Nuevamente, para analizar la **respuesta en alta frecuencia**, despreciaremos el efecto de los capacitores de acoplamiento y derivación (cortocircuitos) y utilizaremos el modelo del BJT que incluye las capacidades internas  $C_\pi$  y  $C_\mu$ . El modelo se muestra en la Figura 48. La tensión  $V_i$  y la resistencia  $R_i$  son el modelo equivalente de Thévenin a la entrada del circuito, que incluye las resistencias de polarización, la del generador y las de entrada del transistor. La resistencia  $R'_L$  nuevamente representa la combinación de todas las resistencias en el circuito de salida.

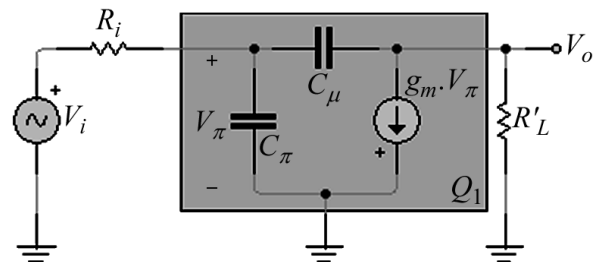


Figura 48 - Amplificador en emisor común, circuito equivalente en alta frecuencia

Aplicaremos el teorema de Miller a la capacidad  $C_\mu$ . La ganancia entre compuerta y drenador, al igual que en el caso anterior es  $-g_m \cdot R'_L$ , por lo tanto la capacidad reflejada a la entrada es:

$$C_{\mu i} = C_\mu (1 + g_m \cdot R'_L)$$

Como ésta capacidad aparece en paralelo con  $C_\pi$ , se sumarán. Aparecerá en la entrada un circuito pasabajos, cuya respuesta estará determinada por la resistencia equivalente de entrada  $R_i$  y la capacidad total de entrada:

$$C_T = C_\pi + C_\mu (1 + g_m \cdot R'_L)$$

La frecuencia de corte superior será, por lo tanto:

$$\omega_H = \frac{1}{C_T \cdot R_i}$$

Para aumentar ésta frecuencia de corte debe reducirse la ganancia del amplificador, lo cual es una desventaja, o reducir la resistencia equivalente de entrada, lo cual no siempre es posible. Deducimos entonces que **la respuesta a altas frecuencias en un amplificador en emisor común está limitada por el efecto Miller de su capacitancia de realimentación**.

### Respuesta en frecuencia del amplificador en compuerta común y en base común

Analizaremos sólo la respuesta en altas frecuencias, ya que para bajas frecuencias el análisis es muy sencillo, utilizando el método aproximado, y existe cierta arbitrariedad en la elección de la capacidad determinante en el diseño, dependiendo de los valores de resistencias propios de cada diseño en particular.

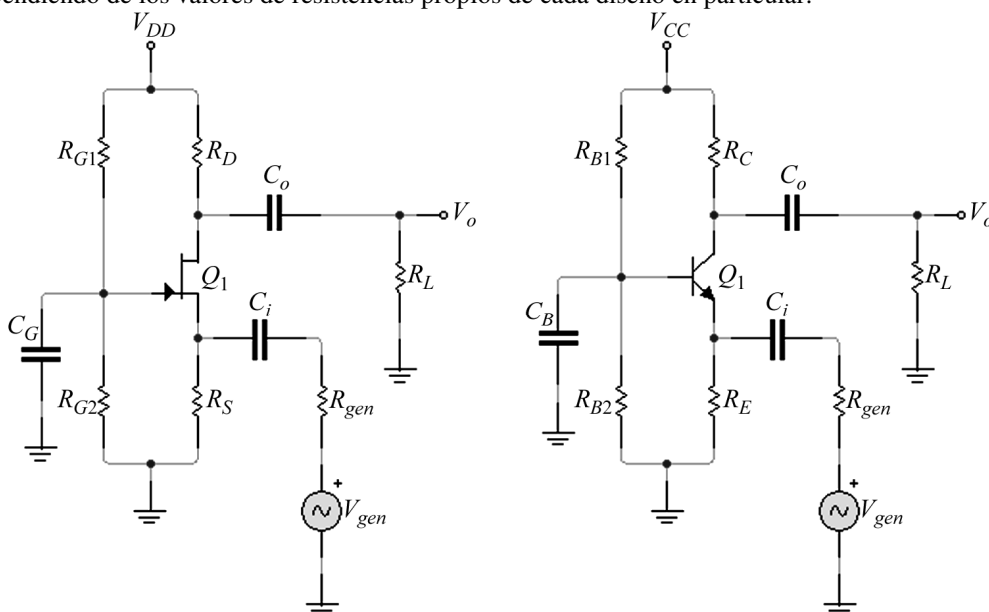


Figura 49 - Amplificador en compuerta común y en base común

Estas configuraciones, mostradas en la Figura 49, *eliminan el efecto Miller en la capacidad de realimentación*, por lo que responden mejor a las altas frecuencias.

Las analizaremos juntas, ya que el modelo en altas frecuencias, mostrado en la parte izquierda de la Figura 50 es esencialmente el mismo. Se han hecho las mismas consideraciones que en el caso anterior para  $V_i$ ,  $R_i$  y  $R'_L$ . En la parte derecha de la figura se reacomoda el modelo para mostrar mejor sus propiedades y para facilitar su análisis.

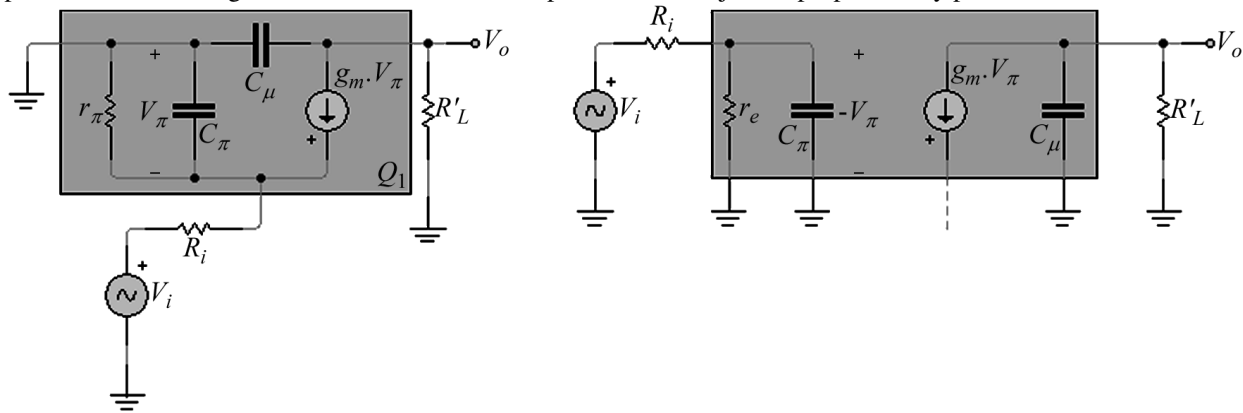


Figura 50 - Amplificador en compuerta común y base común, circuito equivalente en alta frecuencia

La resistencia  $r_e$  que aparece a la entrada es parte de la admitancia de entrada equivalente que resulta de calcular la corriente que entra el circuito como:

$$I_i = -V_\pi \left( \frac{1}{r_\pi} + s.C_\pi \right) - g_m.V_\pi = -V_\pi \left( \frac{1}{r_\pi} + g_m + s.C_\pi \right) = -V_\pi \left( \frac{1}{r_e} + s.C_\pi \right)$$

El circuito equivalente simplificado mostrado en la parte derecha de la Figura 50 muestra claramente la ventaja de éstas configuraciones:  $C_\mu$  tiene un terminal a masa, y por lo tanto **desaparece el efecto Miller**. Por ende, la frecuencia de corte superior será mucho más alta que en las configuraciones de emisor y fuente común.

Del lado de la entrada tenemos la capacidad  $C_\pi$ , que determinará la frecuencia de un polo en altas:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_\pi(r_e // R_i)}$$

Como  $r_e$  es de pequeño valor,  $\omega_{p1}$  **será relativamente alta**.

Del lado de la salida, la capacidad  $C_\mu$  es pequeña, y por lo tanto el polo que presenta también será de muy alta frecuencia:

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_\mu.R'_L}$$

La frecuencia de corte superior será alguna de éstas, dependiendo de los valores propios de cada caso. Lamentablemente, el modelo presentado para éste análisis es insuficiente para un cálculo cuantitativo exacto. Aún así, cualitativamente podemos ver los efectos de ésta configuración.

La principal **desventaja** de las configuraciones de compuerta común y base común es la **baja impedancia de entrada**.

### Respuesta en frecuencia del amplificador cascode

Ésta configuración, mostrada en la Figura 51 combina las ventajas de los circuitos de emisor común y fuente común. Para ello,  $Q_1$  puede ser un FET o un BJT, pero  $Q_2$  debe ser un BJT, que tiene baja impedancia de entrada en base común. La resistencia de carga vista por el circuito en emisor común que contiene a  $Q_1$  es la impedancia de entrada  $r_{e2}$  del circuito en base común de  $Q_2$ . Ésta baja resistencia de carga reduce la ganancia del circuito, y por ende el efecto multiplicador de Miller de la capacidad de realimentación  $C_{\mu1}$ . Ésta reducción de la ganancia de tensión se compensa con la alta ganancia del circuito de base común que contiene a  $Q_2$ , y que no presenta efecto Miller. Por lo tanto, **la frecuencia de corte superior será muy alta**, y el circuito tendrá **buena ganancia**. Para analizar la respuesta en alta frecuencia, combinamos los circuitos equivalentes del amplificador de emisor común y el de base común.

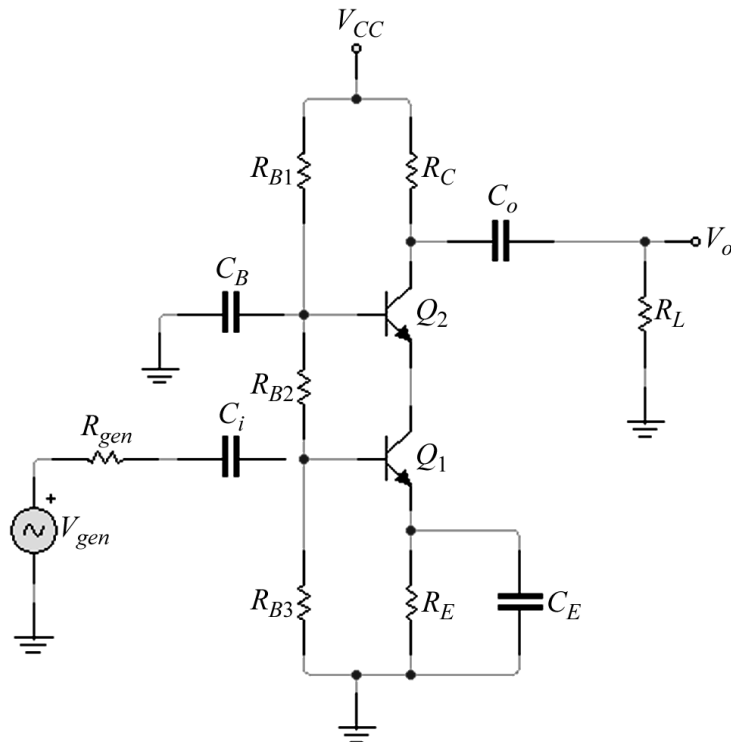


Figura 51 - Amplificador en configuración cascode

En la Figura 52 se muestra el circuito equivalente, con la simplificación en  $Q_2$ .

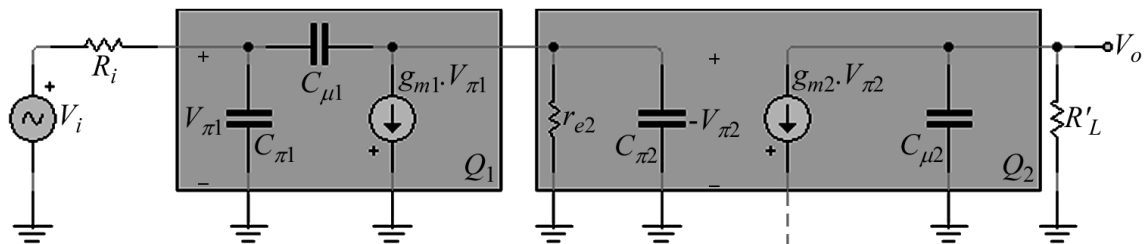


Figura 52 - Amplificador cascode, circuito equivalente en alta frecuencia

La capacidad  $C_{\pi 2}$  y la resistencia  $r_{e2}$  producen un polo no dominante con una frecuencia:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{\pi 2} \cdot r_{e2}}$$

Por lo tanto,  $C_{\pi 2}$  puede ignorarse a los efectos prácticos. Como la resistencia  $r_{e2}$  es de muy bajo valor, la ganancia de la primera etapa será aproximadamente unitaria, por lo que las capacidades reflejadas por Miller a la entrada y a la salida serán:

$$C_{\mu 1i} = 2 \cdot C_{\mu 1} \text{ y } C_{\mu 1o} = 2 \cdot C_{\mu 1}$$

Despreciamos el efecto en la salida, por ser la capacidad reflejada de muy bajo valor, y porque ya habíamos despreciado  $C_{\pi 2}$ . El polo dominante será el que aparece en la entrada, cuya frecuencia será:

$$\omega_H = \frac{1}{(C_{\pi 1} + 2 \cdot C_{\mu 1}) R_i}$$

Ésta frecuencia es mucho menor que la del polo que aparece en la salida:

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{\mu 2} \cdot R'_L}$$

Para el caso de que ésta configuración tenga una carga activa y esté en un circuito integrado, el polo dominante ya no será el de la entrada, sino el de la salida, es decir:

$$\omega_H |_{\text{carga activa}} \cong \omega_{p2}$$

También deberemos tener en cuenta en éste caso la capacidad presente a la salida de la etapa.

## Respuesta en frecuencia del amplificador en seguidor de emisor y seguidor de fuente

Analizaremos la respuesta a la alta frecuencia de una etapa de seguidor de emisor, cuya configuración más sencilla se muestra del lado izquierdo de la Figura 53. Del lado derecho de la misma se muestra el circuito equivalente para altas frecuencias.

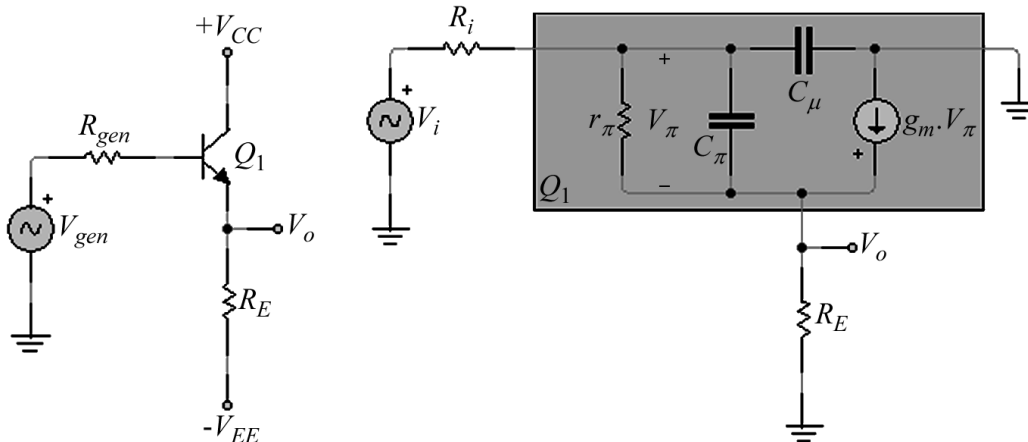


Figura 53 - Amplificador en seguidor de emisor, esquema y circuito equivalente en alta frecuencia

Se puede demostrar que ésta función de transferencia tiene dos polos y un cero, cumpliendo la forma:

$$A_v(s) = A_M \frac{1 + s/\omega_Z}{(1 + s/\omega_{P1})(1 + s/\omega_{P2})}$$

La frecuencia del cero generalmente es bastante alta, por lo que no juega un papel muy importante en la respuesta. Pero desafortunadamente no es tan fácil ver cuál de los polos es dominante. Seguiremos un camino de análisis alternativo.

En la mayoría de las aplicaciones  $R_{gen}$  es grande, y proporciona junto con la capacidad de entrada un polo dominante. Para hallar esa capacidad, podemos realizar simplificaciones en el circuito equivalente. En la Figura 54 se muestran las distintas fases de simplificación.

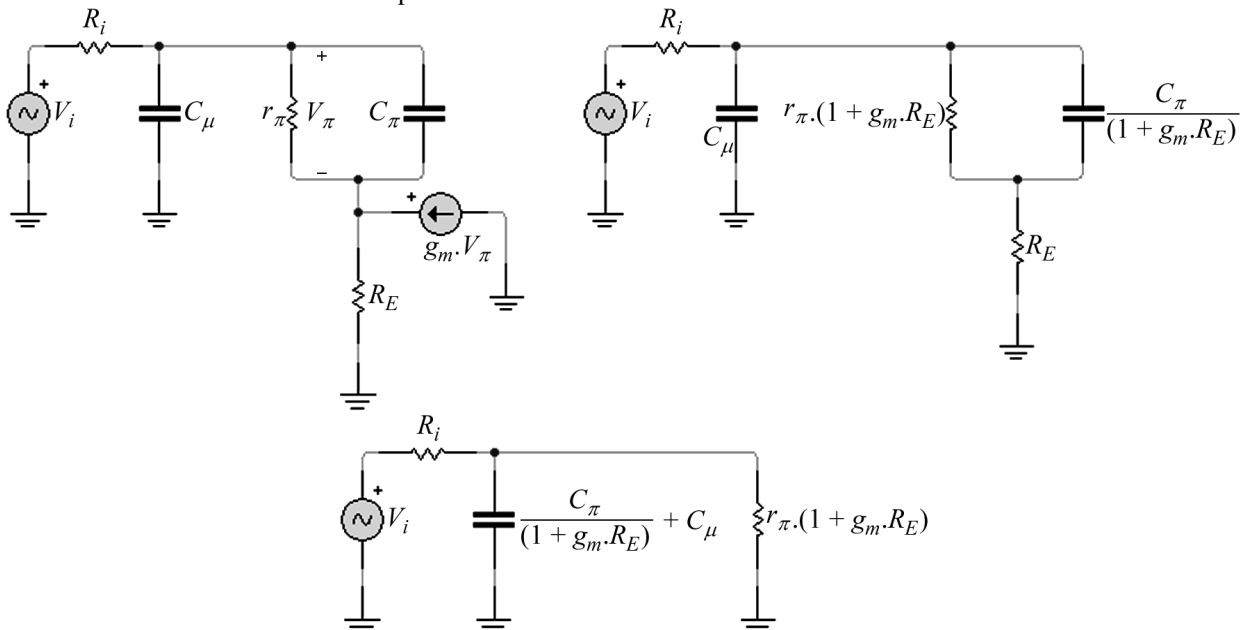


Figura 54 - Amplificador en seguidor de emisor, simplificación del circuito equivalente

En el primer paso, se ha reacomodado el circuito. En el segundo se ha reemplazado la rama derecha del circuito por un equivalente, sabiendo que la impedancia equivalente vista desde el generador  $g_m \cdot V_\pi$  hacia abajo es:

$$Z_{eq} = \frac{V_o}{y_\pi \cdot V_\pi} = \frac{(g_m + y_\pi) \cdot R_E}{y_\pi} \text{ donde } y_\pi = \frac{1}{r_\pi} + s \cdot C_\pi$$

Sumando esa impedancia a la impedancia  $1/y_\pi$ , se obtiene:

$$Z'_{eq} = \frac{1}{y_\pi} + Z_{eq} = \frac{1 + g_m \cdot R_E}{y_\pi} + R_E = \frac{1 + g_m \cdot R_E}{\frac{1}{r_\pi} + s \cdot C_\pi} + R_E = [r_\pi \cdot (1 + g_m \cdot R_E)] // \left[ s \frac{C_\pi}{(1 + g_m \cdot R_E)} \right] + R_E$$

Que es la rama reemplazada en el segundo paso. En el tercer paso, despreciamos  $R_E$ , por ser de bajo valor comparada con el paralelo superior a ella. Queda una simple red pasabajos, ya que se suman los capacitores en paralelo.

La frecuencia de corte que produce esto es:

$$\omega_H = \frac{1}{\left( C_\mu + \frac{C_\pi}{1 + g_m \cdot R_E} \right) \cdot [(R_i) // (r_\pi \cdot (1 + g_m \cdot R_E))]}$$

Esta frecuencia es relativamente alta, por lo que el seguidor de emisor tiene un gran ancho de banda. Esto se debe a la **ausencia del efecto Miller**.

También podría utilizarse el *método de las constantes de tiempo de circuito abierto*, teniendo en cuenta ambas capacidades, para hallar un valor más exacto.

### Respuesta en frecuencia del amplificador de colector común y emisor común en cascada

Se puede combinar el gran ancho de banda del seguidor de emisor con la ganancia de tensión del emisor común, colocándolos en cascada como muestra la Figura 55. El amplificador en emisor común sí presenta efecto Miller en su capacidad de realimentación, pero como la etapa de seguidor de emisor tiene muy baja resistencia de salida, la combinación de ambas es pequeña y el efecto se ve aplacado, logrando tener una alta frecuencia de corte superior, y por lo tanto un gran ancho de banda.

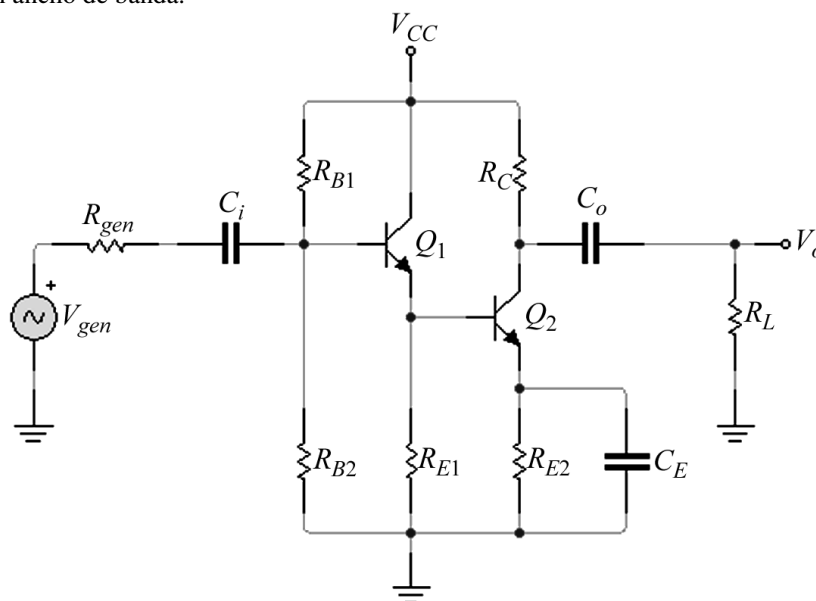


Figura 55 - Amplificador cascada de colector común y emisor común

### Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial

#### Caso de excitación simétrica

Consideremos el amplificador diferencial de la Figura 56. La señal de entrada se aplica en forma complementaria, y la resistencia del generador  $R_{gen}$  está igualmente distribuida de ambos lados. Esta situación se presenta en el caso de alimentar al amplificador con la salida de otra etapa diferencial. Debido a la simetría y complementariedad del circuito, su respuesta en frecuencia de ganancia diferencial será idéntica a la del circuito equivalente de emisor común que se muestra en la parte derecha de la Figura 56.

Como el amplificador es de acoplamiento directo, su ganancia se extiende hasta frecuencia cero, donde su valor es:

$$A_0 = \frac{V_o}{V_{gen}} = -g_m \cdot R_C \frac{r_\pi}{\left(r_\pi + \frac{R_{gen}}{2}\right)}$$

La respuesta de alta frecuencia estará dominada por un polo en la frecuencia

$$\omega_H = \frac{1}{R_i \cdot C_T}$$

al igual que en el caso visto en “Respuesta en frecuencia del amplificador en emisor común”.

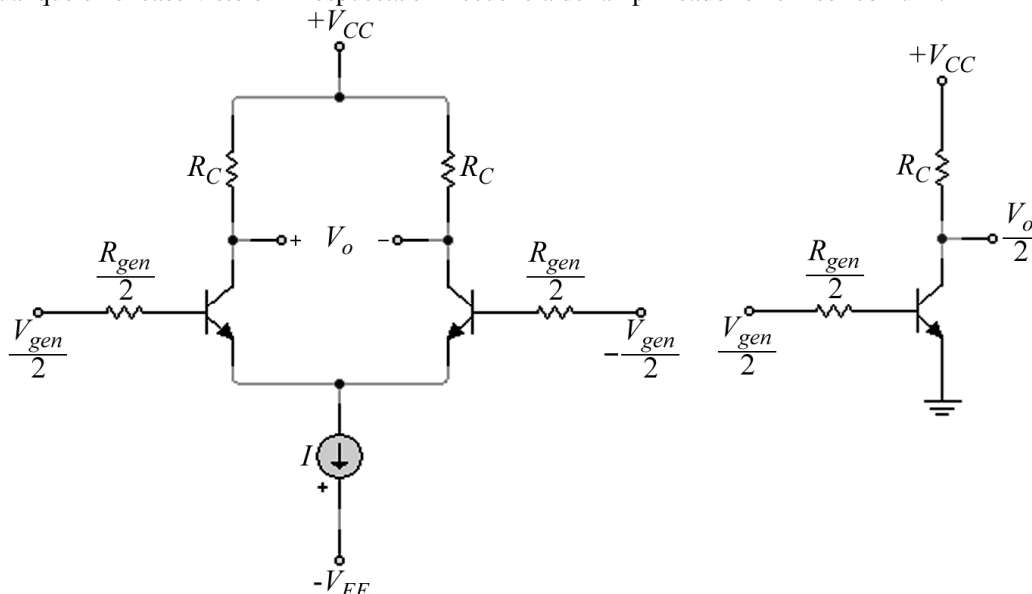


Figura 56 - Amplificador diferencial con excitación simétrica

### Caso de excitación asimétrica

La Figura 57 muestra un amplificador diferencial excitado de forma asimétrica. Resultará de todo el análisis que sigue que **la respuesta para éste tipo de excitación es casi idéntica a la del amplificador excitado simétricamente**.

Utilizando el modelo de alta frecuencia del transistor obtenemos el circuito equivalente que se muestra en la parte superior de la Figura 58. Más abajo se hace una simplificación, debido a que la simetría de los transistores permite inferir que

$V_{\pi 1} = -V_{\pi 2}$ . En el tercer circuito se han agrupado los componentes para los cuales es posible hacerlo, y se ha calculado la tensión de salida, de tal manera de obtener el factor de multiplicación para la capacidad de realimentación. Para ello se ha despreciado la corriente que circula por dichos capacitores  $C_\mu$  y

el valor de la resistencia  $r_x$ . Así obtenemos el circuito que aparece en la parte inferior de la Figura 58.

De éste análisis surge que la respuesta en altas frecuencias está dominada por un polo ubicado en la frecuencia

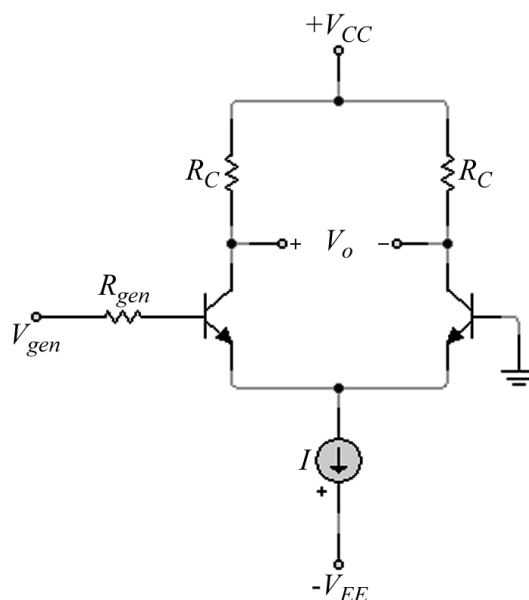


Figura 57 - Amplificador diferencial con excitación asimétrica

$$\omega_H = \frac{1}{\left[(2.r_\pi) \parallel (R_{gen} + 2.r_x)\right] \left[\frac{C_\pi}{2} + g_m \cdot R_C \frac{C_\mu}{2}\right]}$$

La ganancia a bajas frecuencias es:

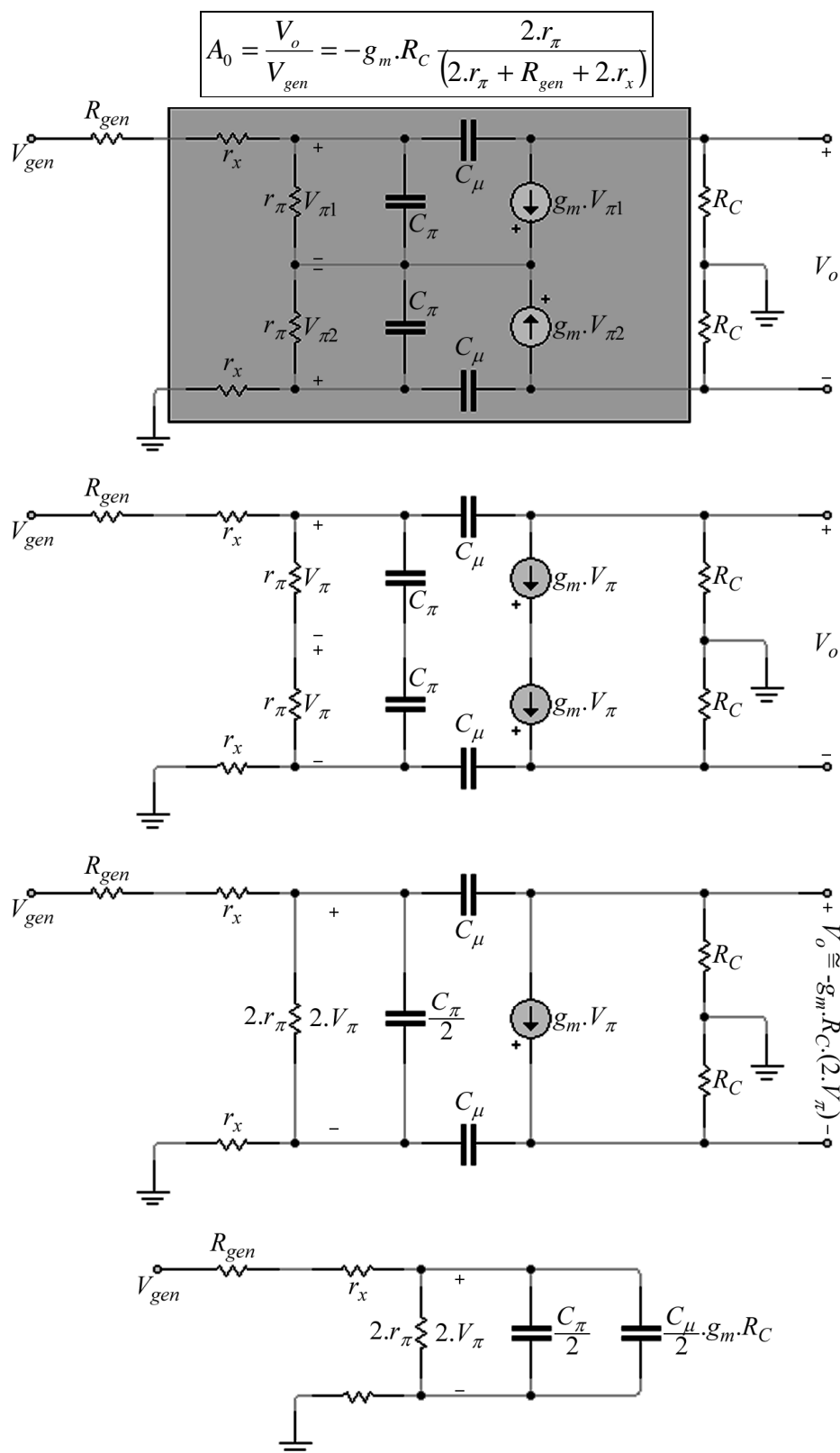


Figura 58 - Circuito equivalente del amplificador diferencial con excitación asimétrica

### Efecto de la resistencia de emisor en la respuesta en frecuencia

El ancho de banda del amplificador diferencial se puede incrementar si se incluyen dos resistencias  $R_E$  iguales en los emisores. Esto se logra a expensas de una reducción en la ganancia de baja frecuencia. En la Figura 59 se muestra la configuración de un solo transistor, extensible debido a la simetría del circuito, y el circuito equivalente para altas frecuencias.

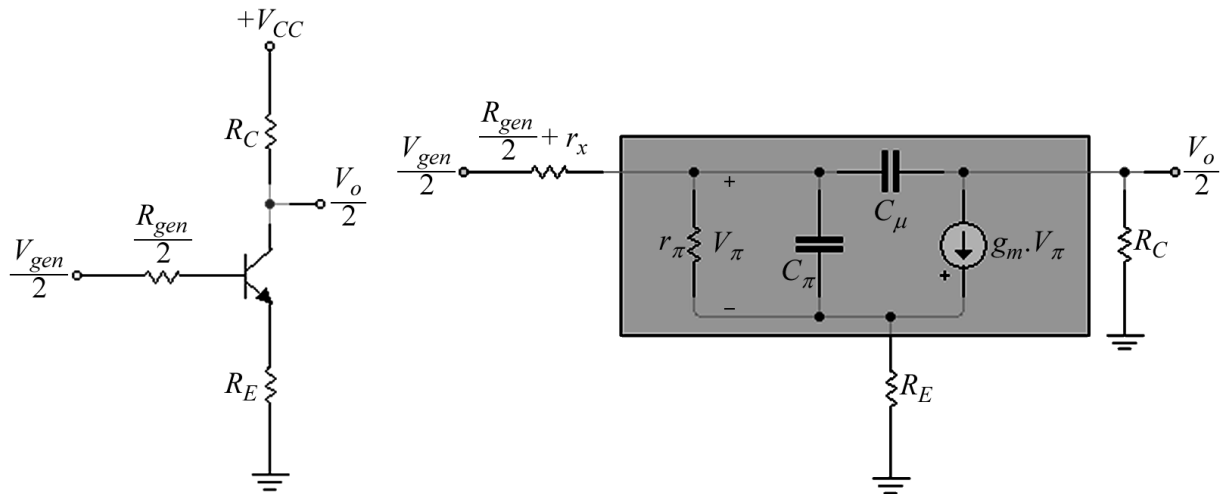


Figura 59 - Efecto de la resistencia de emisor en el amplificador diferencial

En éste caso ya no es conveniente aplicar el teorema de Miller, porque éste no simplifica el análisis. Lo más conveniente es aplicar la **técnica de constantes de tiempo a circuito abierto**. La frecuencia de corte superior será:

$$\omega_H = \frac{1}{C_\pi \cdot R_{\pi OC} + C_\mu \cdot R_{\mu OC}}$$

Como el ancho de banda se aumenta en un factor aproximadamente igual a la disminución de la ganancia, el producto  $GB$  se mantiene constante. De esa manera, el diseñador puede cambiar ganancia por ancho de banda eligiendo un adecuado valor de  $R_E$ .

### Variación de la RRMCM con la frecuencia

La  $RRMC$  de un amplificador diferencial decrece a altas frecuencias debido a dos razones principalmente:

- Aumento de la ganancia de modo común con la frecuencia
- Disminución de la ganancia diferencial con la frecuencia.

En la Figura 60 se muestra el semicircuito equivalente de modo común. Aquí la resistencia  $R$  es la resistencia de salida y  $C$  es la capacitancia de salida de la fuente de corriente de polarización. Éstos componentes introducen un cero en la función de ganancia de modo común a una frecuencia

$$\omega_z = \frac{1}{R \cdot C}$$

Como  $R$  suele ser de valor muy elevado,  $\omega_z$  tiene un valor relativamente bajo. El resultado es una pendiente de  $+20\text{dB/dec}$  a partir de esa frecuencia baja. La ganancia de modo común decrece a frecuencias más altas debido a los polos introducidos por  $C_\pi$ ,  $C_\mu$  y  $C/2$ .

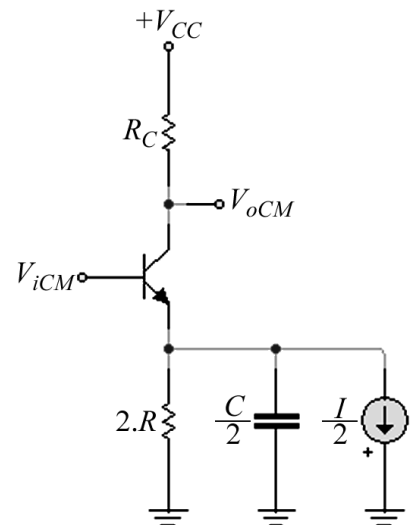


Figura 60 - Circuito equivalente del amplificador diferencial en modo común

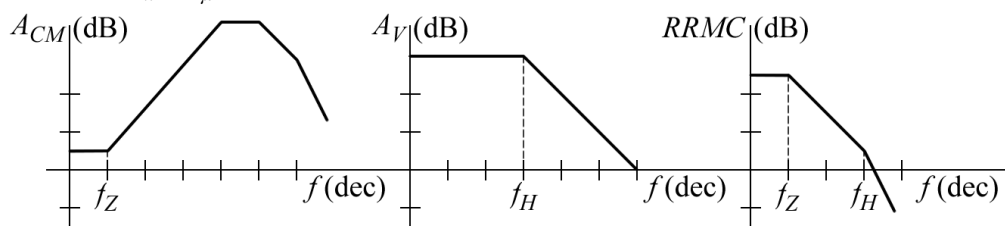


Figura 61 - Variación de la RRMCM con la frecuencia

La Figura 61 muestra las variaciones de las ganancias en modo común  $A_{CM}$  y diferencial  $A_V$ , y el resultado en la  $RRMC$ . Como ésta relación es:



$$RRMC = 20 \log \left| \frac{A_v}{A_{CM}} \right| = 20 \log |A_v| - 20 \log |A_{CM}|$$

Sólo basta restar los diagramas de Bode.

### El par diferencial como amplificador de banda ancha: colector común y base común

Con una pequeña modificación del circuito del par diferencial podemos obtener un amplificador de mayor ancho de banda. Se utiliza la configuración de la Figura 62, en la cual se ha quitado el resistor del colector en la entrada, por lo cual en esa etapa **se elimina el efecto Miller**, ya que queda una etapa de colector común. La segunda etapa es de base común, por lo que tampoco presenta dicho efecto.

Los problemas que presenta éste circuito son:

- Gran desequilibrio en continua
- Reducción de la ganancia
- Reducción de la *RRMC*.

Para amplificadores acoplados capacitivamente se podría eliminar el desequilibrio en continua agregando en la base del segundo transistor la misma resistencia  $R_{gen}$  que en el primero, pero hay que desacoplar la señal a masa con un capacitor de elevado valor.

El valor de la frecuencia de corte dependerá de los valores de los componentes en cada caso, y su análisis es muy sencillo.

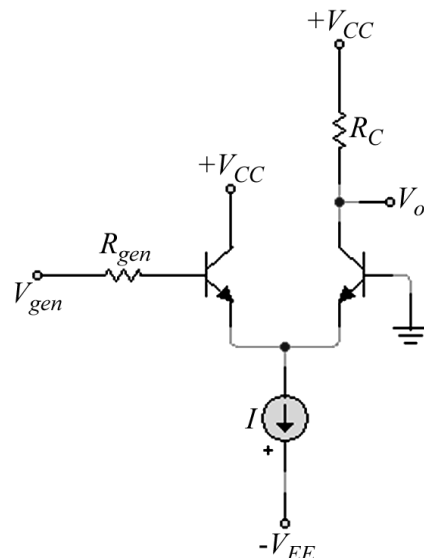


Figura 62 - Par diferencial como amplificador de banda ancha

### Medición en laboratorio de las frecuencias de corte

Existe una relación íntima entre la respuesta en frecuencia de un amplificador y la manera a la cual responde a una onda cuadrada aplicada en su entrada.

#### Medición de la frecuencia de corte inferior

Aplicamos un escalón de tensión de baja frecuencia en la entrada de un amplificador, y variamos éste parámetro  $f$  hasta obtener en la salida una señal cuyo techo del escalón tenga una disminución marcada y visible de amplitud (rampa decreciente). Medimos la tensión pico a pico  $V_{pp}$  del escalón en la salida y su variación  $\Delta V$  a lo largo de la duración del pulso en el techo de la onda. Como conocemos la frecuencia  $f$  de la onda cuadrada aplicada, podemos determinar la frecuencia de corte inferior  $f_L$  del amplificador como:

$$f_L = \frac{2 \cdot f \cdot \Delta V}{\pi \cdot V_{pp}} \quad \text{x}$$

#### Medición de la frecuencia de corte superior

Aplicamos un escalón de tensión de alta frecuencia en la entrada de un amplificador, y variamos éste parámetro  $f$  hasta obtener en la salida una señal exponencial cuyo límite superior tenga la menor porción horizontal posible. Medimos el tiempo de subida  $t_r$ , que va del 10% al 90% del valor final. Podemos determinar la frecuencia de corte superior  $f_H$  del amplificador como:

$$f_H = \frac{0,35}{t_r} \quad \text{xi}$$

### Aplicación: Estimación de las capacidades del dispositivo activo

Deseamos conocer una capacidad intrínseca del amplificador, en general del dispositivo activo. Lo primero que hacemos es medir la frecuencia de corte superior  $f_2$  del amplificador original. Luego, en el lugar de

<sup>x</sup> Ver demostración en Ing. Nelson Mocayar. Guías de Trabajos Prácticos de Electrónica Aplicada II. T.P. N° 4. Pág. 4 y 7

<sup>xi</sup> Ver demostración en Ing. Nelson Mocayar. Guías de Trabajos Prácticos de Electrónica Aplicada II. T.P. N° 4. Pág. 2

interés donde queremos conocer la capacidad  $C_{des}$ , colocamos un capacitor de valor conocido  $C_{con}$  que estimaremos que sea mucho mayor que la capacidad que deseamos medir, y medimos la nueva frecuencia de corte  $f'_2$ . La capacidad desconocida será:

$$C_{des} \cong \frac{f'_2 \cdot C_{con}}{f_2}$$

## UNIDAD IV: AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

### Clases de amplificadores

La Tabla 2 muestra las diferentes clases de amplificadores, y las condiciones que tienen que cumplir.

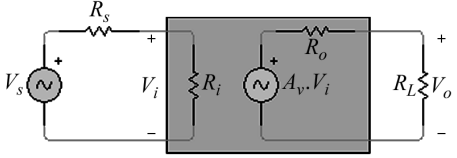
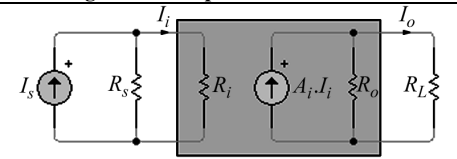
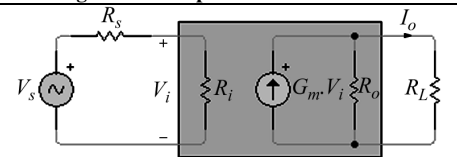
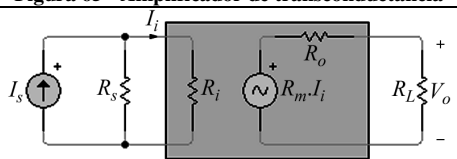
Esquema	Condición del circuito de entrada	Condición del circuito de salida	Relación de amplificación	Parámetro característico
 <p>Figura 63 - Amplificador de tensión</p>	$R_s \ll R_i$	$R_o \ll R_L$	$V_o = A_v \cdot V_s$	$A_v$ (ganancia de tensión a circuito abierto)
 <p>Figura 64 - Amplificador de corriente</p>	$R_s \gg R_i$	$R_o \gg R_L$	$I_o = A_i \cdot I_s$	$A_i$ (ganancia de corriente en cortocircuito)
 <p>Figura 65 - Amplificador de transconductancia</p>	$R_s \ll R_i$	$R_o \gg R_L$	$I_o = G_m \cdot V_s$	$G_m$ (transconductancia en cortocircuito)
 <p>Figura 66 - Amplificador de transresistencia</p>	$R_s \gg R_i$	$R_o \ll R_L$	$V_o = R_m \cdot I_s$	$A_i$ (transresistencia a circuito abierto)

Tabla 2 - Clases de amplificadores

### Estructura general de la realimentación

El concepto de realimentación, o más propiamente de **amplificador realimentado** se aplica a un *amplificador de lazo abierto* (que no posee ningún tipo de realimentación), cuya relación de transferencia es  $A$ , alimentado por una fuente de señal  $X_s$ , conectado a una carga  $Z_L$ , y cuya señal de salida se muestrea, se hace pasar por una red de realimentación con relación de transferencia  $\beta$ , y se mezcla con la señal de entrada del mismo amplificador.

La Figura 67 muestra un diagrama en bloques general, que describe la estructura de un amplificador realimentado. Las señales  $X$  pueden ser tensiones o corrientes.

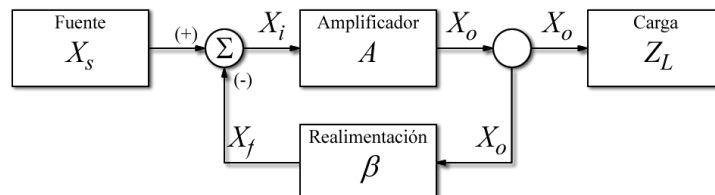


Figura 67 - Diagrama en bloques de un amplificador realimentado

### Premisas de la teoría de realimentación

Las condiciones que deben darse idealmente (o que deben aproximarse, en general) en un amplificador realimentado para que se puedan aplicar todos los conceptos que se van a desarrollar son:

- La fuente, la carga y la red de realimentación no deben cargar al amplificador de lazo abierto, es decir, que  $A$  no dependa de ninguno de estos parámetros.

- La transmisión de señal desde la fuente a la carga se realiza solamente a través del amplificador de lazo abierto.
- La transmisión de señal de la salida a la entrada se realiza solamente a través de la red de realimentación.
- La relación de realimentación  $\beta$  es independiente de la resistencia de fuente  $R_s$  y de la carga.

En la realidad algunas de estas condiciones no siempre se cumplen, por lo que debemos asegurarnos de adaptar nuestros circuitos para poder lograrlas, y así aplicar el análisis.

### Ganancia del amplificador de lazo abierto

Es la relación de transferencia propia del amplificador sin realimentación. Se define como:

$$A = \frac{X_o}{X_i}$$

Puede ser una ganancia de tensión, de corriente, una transconductancia o transresistencia, dependiendo del tipo de amplificador que se esté considerando. No depende de la fuente de señal, de la carga, ni de la red de realimentación. Sólo depende de las propiedades internas del amplificador sin realimentar.

### Relación de realimentación

La relación de realimentación, o factor de transmisión inversa, del amplificador se define como:

$$\beta = \frac{X_f}{X_o}$$

Depende solamente de la configuración interna de la red de realimentación, y puede o no ser función de la frecuencia.

### Ganancia del amplificador de lazo cerrado

La señal realimentada se mezcla con la señal de la fuente para formar la señal de entrada al amplificador:

$$X_i = X_s - X_f$$

La ganancia de lazo cerrado será la relación de transferencia del amplificador completo, incluida la realimentación. Se define entonces como:

$$A_f = \frac{X_o}{X_s}$$

De las últimas cuatro ecuaciones vistas surge que:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta.A}$$

### Independencia de la ganancia de lazo cerrado

Si logramos que  $\beta.A \gg 1$ , cosa que no es rara en la práctica, la ecuación anterior se reduce a

$$A_f \cong \frac{1}{\beta}$$

Éste hecho hace que la ganancia de lazo cerrado sea independiente de la ganancia del amplificador de lazo abierto, lo cual es muy ventajoso, porque el factor de realimentación  $\beta$  es un parámetro fácil de controlar. No así la ganancia de un amplificador.

### Diferencia de retorno y cantidad de realimentación

El producto  $-\beta.A$  se denomina **ganancia de lazo**. La diferencia entre la unidad y la ganancia de lazo se denomina **diferencia de retorno**  $D$ , y es el denominador de la ecuación anterior.

$$D = 1 + \beta.A$$

La cantidad total de ganancia que aporta la realimentación se expresa en dB y se define como:

$$N = 20.\log\left|\frac{1}{D}\right|$$

## Tipos de realimentación

La realimentación puede ser **positiva** o **negativa**. En la realimentación positiva, la señal realimentada se suma con la señal de la fuente, haciendo que la señal de entrada sea mayor a ésta; en la negativa se resta, haciendo que sea menor. Las condiciones y efectos de ambos tipos se muestran a continuación:

- Si  $D > 1 \Rightarrow$  **realimentación negativa**  $\Rightarrow A_f < A \Rightarrow$  **Amplificador estable**
- Si  $D < 1 \Rightarrow$  **realimentación positiva**  $\Rightarrow A_f > A \Rightarrow$  **Amplificador inestable**

Lo que buscamos en el diseño de amplificadores es que sean estables, para mejorar sus propiedades y para que sean versátiles. Por ello aplicamos realimentación negativa. La realimentación positiva se utiliza en el diseño de osciladores.

## Propiedades de la realimentación negativa

Las propiedades que presenta la realimentación negativa en amplificadores son:

- **Insensibilización de la ganancia:** Disminuye la sensibilidad del amplificador ante variaciones de ciertos parámetros, como por ejemplo la temperatura. Matemáticamente se demuestra que:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta \cdot A} \frac{dA}{A}$$

Es decir, las variaciones relativas de la ganancia son menores cuando aplicamos realimentación. Se denomina **insensibilidad** al factor  $D = 1 + \beta \cdot A$ .

- **Reducción de la distorsión no lineal:** Al hacer  $\beta \cdot A \gg 1$  independizamos la ganancia de lazo cerrado de la ganancia del amplificador de lazo abierto, por lo que si éste presenta distorsión no lineal (cambios abruptos en la ganancia), al cerrar el lazo ésta se verá disminuida.
- **Reducción del efecto del ruido:** Esto sólo es posible si podemos suponer que la etapa que produce el ruido se presenta después de una etapa amplificadora libre de ruido, cosa que no es rara en la práctica.
- **Control de las impedancias de entrada y de salida:** Mejora las características buscadas en cada clase de amplificador.
- **Ampliación del ancho de banda del amplificador:** Considerando un amplificador de un solo polo con ganancia

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + s/\omega_H}$$

Si aplicamos realimentación, la ganancia será

$$A(s) = \frac{\frac{A_M}{(1 + \beta \cdot A_M)}}{1 + \frac{s}{\omega_H \cdot (1 + \beta \cdot A_M)}}$$

Es decir que la ganancia de la banda media disminuyó, pero el ancho de banda aumentó en la misma proporción, manteniendo el producto  $GB$  constante.

Todas estas propiedades se obtienen a costa de una reducción de la ganancia del amplificador.

## Topologías de realimentación

Existen cuatro topologías distintas, según a la salida se haga un muestreo de tensión o de corriente, y según se presente en la entrada en serie o en paralelo.

### Realimentación de tensión en serie

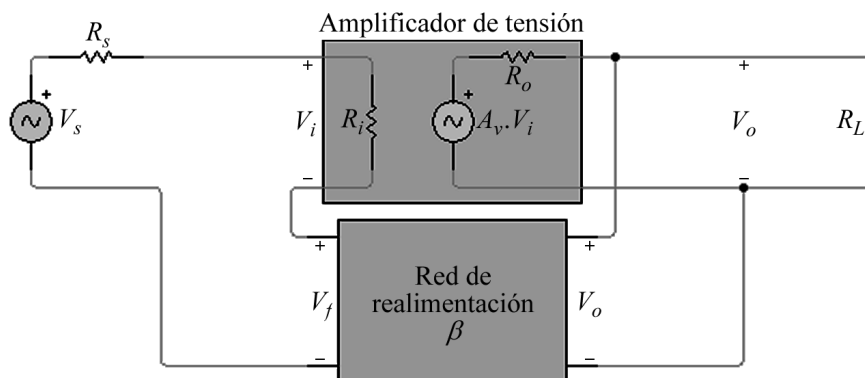


Figura 68 - Realimentación de tensión en serie

### Realimentación de corriente en serie

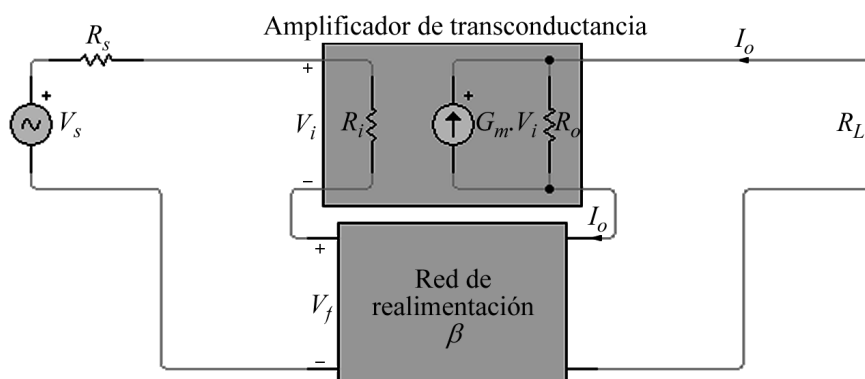


Figura 69 - Realimentación de corriente en serie

### Realimentación de tensión en paralelo

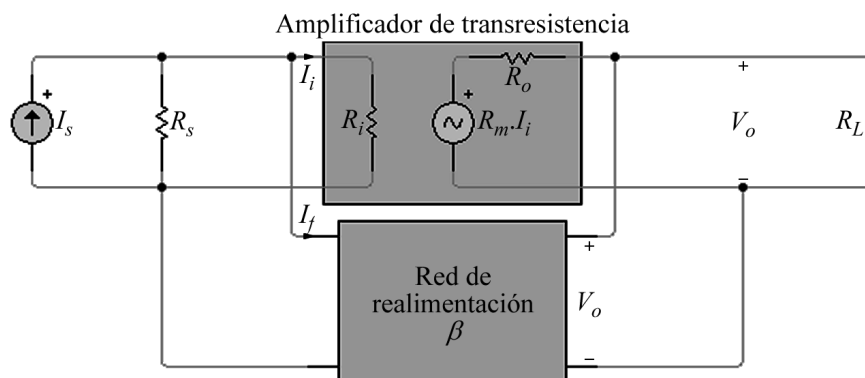


Figura 70 - Realimentación de tensión en paralelo

### Realimentación de corriente en paralelo

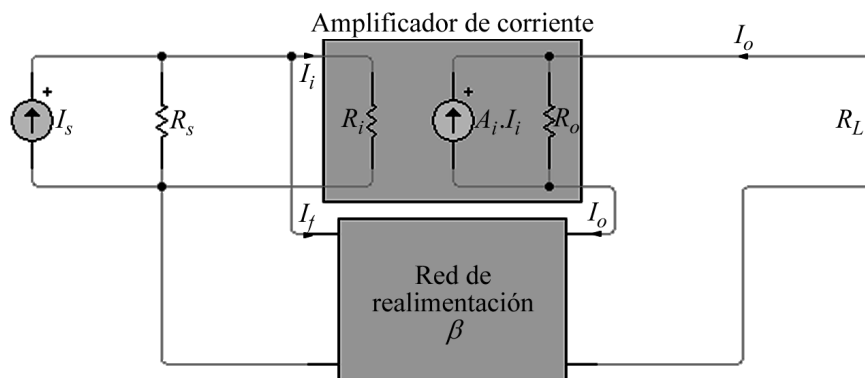


Figura 71 - Realimentación de corriente en paralelo

## Efecto de la realimentación en la impedancia de entrada

Veremos que la realimentación tiene un marcado efecto en la impedancia de entrada del amplificador, y que éste depende de cómo se mezcla la señal realimentada con la señal de entrada. Los casos son:

- **Realimentación en serie:** como se agrega en general una impedancia en serie con la impedancia de entrada original, la impedancia vista desde el generador  $R_{if}$  **aumenta**.
- **Realimentación en paralelo:** como se agrega en general una impedancia en paralelo con la impedancia de entrada original, la impedancia vista desde el generador  $R_{if}$  **disminuye**.

Veamos el efecto concreto en cada topología.

### Realimentación de tensión en serie

Para poder calcular éste efecto deberemos incluir la resistencia de la fuente dentro del amplificador, y con ella calcular la ganancia de tensión en lazo abierto  $A_v$ . Como para éste análisis no nos interesa ningún parámetro diferenciado en la carga, la incluiremos al amplificador de lazo abierto. Calcularemos una nueva ganancia de tensión resultante llamada  $A_v$  que será:

$$A_v = \frac{A_v \cdot R_L}{R_o + R_L}$$

Si hacemos tender a la carga a infinito (circuito abierto), obtenemos la ganancia original, es decir:

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} (A_v)$$

El análisis en la entrada es el que sigue:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{V_i + \beta \cdot V_o}{I_i} = \frac{V_i + \beta \cdot A_v \cdot V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_i} (1 + \beta \cdot A_v)$$

y como  $R_i = V_i / I_i$ , la resistencia de entrada con realimentación será:

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

### Realimentación de corriente en serie

Nuevamente deberemos incluir la resistencia de la fuente dentro del amplificador, y con ella calcular la transconductancia en lazo abierto  $G_m$ . Calcularemos la nueva transconductancia que incluye la carga  $G_M$  como:

$$G_M = \frac{G_m \cdot R_o}{R_o + R_L}$$

Si hacemos tender a la carga a cero (cortocircuito), obtenemos la transconductancia original, es decir:

$$G_m = \lim_{R_L \rightarrow 0} (G_M)$$

El análisis en la entrada es el que sigue:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{V_i + \beta \cdot I_o}{I_i} = \frac{V_i + \beta \cdot G_M \cdot V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_i} (1 + \beta \cdot G_M)$$

La resistencia de entrada con realimentación será:

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

### Realimentación de tensión en paralelo

Nuevamente incluimos la resistencia de fuente dentro del amplificador, y con ella calculamos la transresistencia en lazo abierto  $R_m$ . Obtendremos la nueva transresistencia que incluye la carga  $R_M$ , que será:

$$R_M = \frac{R_m \cdot R_L}{R_o + R_L}$$

Si hacemos tender a la carga a infinito (circuito abierto), obtenemos la transresistencia original, es decir:

$$R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} (R_M)$$

El análisis en la entrada es el que sigue:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{V_i}{I_i + I_f} = \frac{V_i}{I_i + \beta V_o} = \frac{V_i}{I_i + \beta R_M I_i} = \frac{V_i}{I_i (1 + \beta R_M)}$$

La resistencia de entrada con realimentación será:

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

### Realimentación de corriente en paralelo

Incluiremos la resistencia de la fuente dentro del amplificador, y con ella calcularemos la ganancia de corriente en lazo abierto  $A_i$ . Obtendremos la nueva ganancia de corriente que incluye la carga  $A_I$ , que será:

$$A_I = \frac{A_i R_o}{R_o + R_L}$$

Si hacemos tender a la carga a cero (cortocircuito), obtenemos la ganancia original, es decir:

$$A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} (A_I)$$

El análisis en la entrada es el que sigue:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{V_i}{I_i + I_f} = \frac{V_i}{I_i + \beta I_o} = \frac{V_i}{I_i + \beta A_I I_i} = \frac{V_i}{I_i (1 + \beta A_I)}$$

La resistencia de entrada con realimentación será:

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

### Efecto de la realimentación en la impedancia de salida

Veremos que la realimentación tiene un marcado efecto en la impedancia de salida del amplificador, y que éste depende de cómo se muestrea la señal de salida. Los casos son:

- **Muestreo de tensión:** como se agrega en general una impedancia en paralelo con la impedancia de salida original, la impedancia vista desde la carga  $R_{of}$  **disminuye**.
- **Muestreo de corriente:** como se agrega en general una impedancia en serie con la impedancia de salida original, la impedancia vista desde la carga  $R_{of}$  **aumenta**.

Veamos el efecto concreto en cada topología.

### Realimentación de tensión en serie

Para poder calcular éste efecto deberemos excluir del análisis momentáneamente a la resistencia de carga  $R_L$ , enmudecer la fuente de señal y calcular la relación  $R_{of}$  entre una tensión aplicada a la salida y la corriente generada por ésta. Como la fuente de señal está enmudecida  $V_s = 0$ , y por lo tanto  $V_i = -V_f$  y  $V_f = \beta V$ .

La resistencia de salida quedará como

$$R_{of} = \frac{V}{I} = \frac{V R_o}{V - A_v V_i} = \frac{V R_o}{V + A_v V_f} = \frac{V R_o}{V + A_v \beta V}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (sin carga) será:

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

Ahora deberemos incluir la carga para encontrar la resistencia de salida total del amplificador realimentado  $R'_{of}$ . La carga se encontrará en paralelo con la  $R_{of}$  calculada. Entonces

$$R'_{of} = R_L // R_{of}$$

Si hubiésemos incluido la carga dentro del amplificador en el paso inicial, la resistencia de salida de éste sería

$$R'_o = R_o // R_L$$

Además, la ganancia de tensión de éste “nuevo amplificador” sería la ya mencionada  $A_V$ , por estar con la carga incluida. La resistencia de salida quedará como

$$R'_{of} = \frac{V}{I} = \frac{V \cdot R'_o}{V - A_V \cdot V_i} = \frac{V \cdot R'_o}{V + A_V \cdot V_f} = \frac{V \cdot R'_o}{V + A_V \cdot \beta \cdot V}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (incluida la carga) será:

$$R'_{of} = \frac{R'_o}{(1 + \beta \cdot A_V)}$$

### Realimentación de corriente en serie

Procederemos de la misma forma respecto de excluir la carga y enmudecer la entrada. Como la fuente de señal está enmudecida  $V_s = 0$ , y por lo tanto  $V_i = -V_f$  y  $V_f = -\beta \cdot I$ .

La resistencia de salida quedará como

$$R_{of} = \frac{V}{I} = \frac{(I + G_m \cdot V_i) \cdot R_o}{I} = \frac{(I - G_m \cdot V_f) \cdot R_o}{I} = \frac{(I + G_m \cdot \beta \cdot I) \cdot R_o}{I}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (sin carga) será:

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

Ahora deberemos incluir la carga para encontrar la resistencia de salida total del amplificador realimentado  $R'_{of}$ . La carga se encontrará en paralelo con la  $R_{of}$  calculada. Entonces

$$R'_{of} = R_L // R_{of}$$

Analizando ésta situación nos queda:

$$R'_{of} = \frac{R_L \cdot R_{of}}{R_L + R_{of}} = \frac{R_L \cdot R_o (1 + \beta \cdot G_m)}{R_L + R_o (1 + \beta \cdot G_m)} = \frac{R_L \cdot R_o (1 + \beta \cdot G_m)}{R_L + R_o + \beta \cdot G_m \cdot R_o} = \frac{R_L \cdot R_o}{\underbrace{R_L + R_o}_{R'_o}} \frac{(1 + \beta \cdot G_m)}{R_L + R_o + \beta \cdot G_m \cdot R_o}$$

$$R'_{of} = R'_o \frac{(1 + \beta \cdot G_m)}{1 + \beta \cdot \underbrace{\frac{G_m \cdot R_o}{R_L + R_o}}_{G_M}}$$

Con esto concluimos que la resistencia de salida con realimentación (incluida la carga) será:

$$R'_{of} = R'_o \frac{(1 + \beta \cdot G_m)}{(1 + \beta \cdot G_M)}$$

Si hubiésemos querido incluir la carga dentro del amplificador en el paso inicial, no hubiéramos podido, ya que la red de realimentación está intercalada en serie entre la carga y la resistencia de salida. Si forzamos ésta inclusión modificaríamos la muestra de corriente  $I$  que toma el circuito, y por ende  $I_f$ , para lo cual ya no es válido el análisis. Analizar en la Figura 69.

### Realimentación de tensión en paralelo

Nuevamente debemos excluir del análisis a la resistencia de carga  $R_L$ , enmudecer la fuente de señal y calcular la relación  $R_{of}$  entre una tensión aplicada a la salida y la corriente generada por ésta. Como la fuente de señal está enmudecida  $I_s = 0$ , y por lo tanto  $I_i = -I_f$  e  $I_f = \beta \cdot V$ .

La resistencia de salida quedará como

$$R_{of} = \frac{V}{I} = \frac{V \cdot R_o}{V - R_m \cdot I_i} = \frac{V \cdot R_o}{V + R_m \cdot I_f} = \frac{V \cdot R_o}{V + R_m \cdot \beta \cdot V}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (sin carga) será:



$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + \beta \cdot R_m)}$$

Ahora incluiremos la carga para encontrar la resistencia de salida total del amplificador realimentado  $R'_{of}$ .

La carga se encontrará en paralelo con la  $R_{of}$  calculada. Entonces

$$R'_{of} = R_L // R_{of}$$

Ahora, incluyendo la carga dentro del amplificador en el paso inicial, la resistencia de salida de éste sería

$$R'_o = R_o // R_L$$

La transresistencia será ahora  $R_M$ , por estar con la carga incluida. La resistencia de salida quedará como

$$R_{of} = \frac{V}{I} = \frac{V \cdot R'_o}{V - R_M \cdot I_i} = \frac{V \cdot R'_o}{V + R_M \cdot I_f} = \frac{V \cdot R'_o}{V + R_M \cdot \beta \cdot V}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (incluida la carga) será:

$$R'_{of} = \frac{R'_o}{(1 + \beta \cdot R_M)}$$

### Realimentación de corriente en paralelo

Procederemos de la misma forma respecto de excluir la carga y enmudecer la entrada. Como la fuente de señal está enmudecida  $I_s = 0$ , y por lo tanto  $I_i = -I_f$  y  $I_f = -\beta \cdot I$ .

La resistencia de salida quedará como

$$R_{of} = \frac{V}{I} = \frac{(I + A_i \cdot I_i) \cdot R_o}{I} = \frac{(I - A_i \cdot I_f) \cdot R_o}{I} = \frac{(I + A_i \cdot \beta \cdot I) \cdot R_o}{I}$$

Entonces la resistencia de salida con realimentación (sin carga) será:

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

Ahora deberemos incluir la carga para encontrar la resistencia de salida total del amplificador realimentado  $R'_{of}$ . La carga se encontrará en paralelo con la  $R_{of}$  calculada. Entonces

$$R'_{of} = R_L // R_{of}$$

Analizando ésta situación nos queda:

$$R'_{of} = \frac{R_L \cdot R_{of}}{R_L + R_{of}} = \frac{R_L \cdot R_o (1 + \beta \cdot A_i)}{R_L + R_o (1 + \beta \cdot A_i)} = \frac{R_L \cdot R_o (1 + \beta \cdot A_i)}{R_L + R_o + \beta \cdot A_i \cdot R_o} = \frac{R_L \cdot R_o}{\underbrace{R_L + R_o}_{R'_o}} \frac{(1 + \beta \cdot A_i)}{R_L + R_o + \beta \cdot A_i \cdot R_o}$$

$$R'_{of} = R'_o \frac{(1 + \beta \cdot A_i)}{1 + \beta \cdot \underbrace{\frac{A_i \cdot R_o}{R_L + R_o}}_{A_i}}$$

Con esto concluimos que la resistencia de salida con realimentación (incluida la carga) será:

$$R'_{of} = R'_o \frac{(1 + \beta \cdot A_i)}{(1 + \beta \cdot A_i)}$$

Si hubiésemos querido incluir la carga dentro del amplificador en el paso inicial, no hubiéramos podido, ya que la red de realimentación está intercalada en serie entre la carga y la resistencia de salida. Si forzamos ésta inclusión modificaríamos la muestra de corriente  $I$  que toma el circuito, y por ende  $I_f$ , para lo cual ya no es válido el análisis. Analizar en la Figura 71.

Como **conclusión**, cuando analizamos la impedancia de salida de circuitos realimentados donde se muestrea corriente, no es posible asociar inicialmente la carga con la resistencia de salida del amplificador.

## Análisis de un amplificador realimentado

Para poder aplicar el método y usar las ecuaciones correspondientes a los amplificadores realimentados, debemos lograr que el amplificador práctico cumpla las premisas del modelo ideal de realimentación.

Como ejemplo se muestra en la Figura 72 un amplificador de realimentación de tensión en serie. En la parte superior vemos la configuración original general, donde la red de realimentación ha sido representada como un cuadripolo de parámetros híbridos. Se supone que la red tiene todos éstos parámetros. Éste modelo no sigue el ideal, porque presenta transmisión directa entre la entrada y la salida (a través de  $h_{21}$ ) y porque sus parámetros pasivos cargan al amplificador original. En general el parámetro de transmisión directa podrá despreciarse, y si asociamos la resistencia de fuente, la carga y el resto de los parámetros pasivos de la red de realimentación con el amplificador de lazo abierto obtenemos el circuito de la parte inferior de la Figura 72, que se corresponde con el modelo ideal.

El método que utilizaremos es una “receta práctica” para obtener esto que acabamos de hacer en cualquier amplificador, sin necesidad de representar la red  $\beta$  como un cuadripolo ni mucho menos.

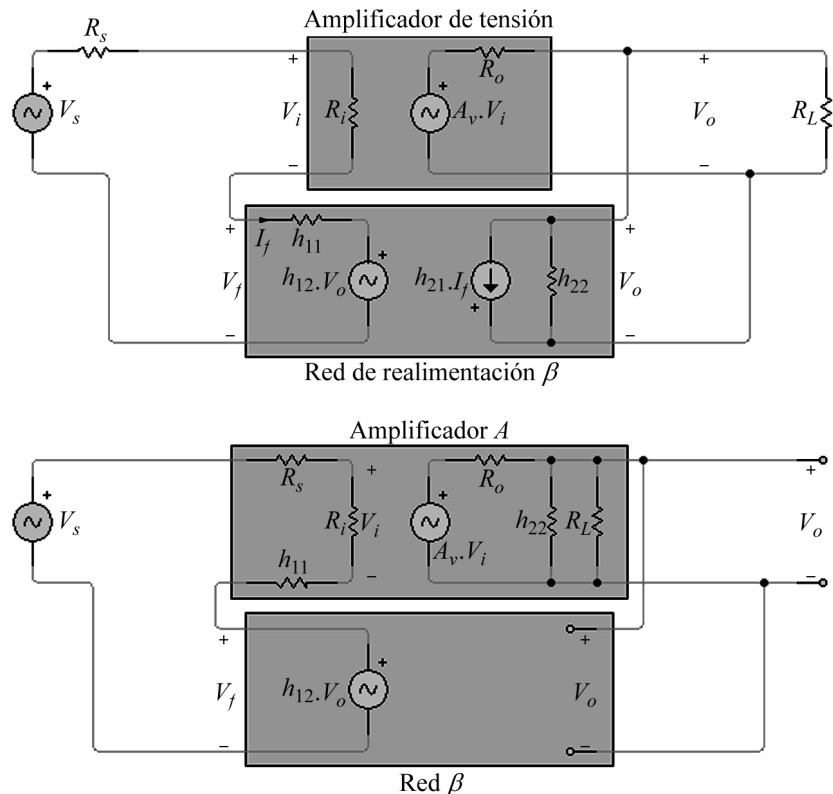


Figura 72 - Ejemplo sobre cómo adaptar un amplificador al modelo ideal de realimentación

### Método práctico

Debemos obtener entonces el amplificador de lazo abierto  $A$ , que no tiene realimentación pero que incluye el efecto de carga que produce dicha red real en él. Para ello realizamos los siguientes pasos:

1. **Identificar la topología de realimentación y el tipo de amplificador:**
  - a. **Determinar el tipo de muestreo:** Identificar cuál es el parámetro que se muestrea en la salida, si la tensión  $V_o$  o la corriente  $I_o$ .
  - b. **Determinar el tipo de mezcla:** Identificar si la señal realimentada se aplica en un nodo de la entrada como  $I_f$  (realimentación en paralelo) o en la malla de entrada como  $V_f$  (realimentación en serie).
  - c. **Determinar el factor de realimentación  $\beta$ :** Según lo identificado en los pasos anteriores encontrar la relación  $\beta = X_f / X_o$ .
  - d. **Determinar el tipo de modelo del amplificador en lazo abierto:** Con las tres determinaciones precedentes se puede identificar el tipo de amplificador.
2. **Adaptar la fuente al tipo de amplificador:** Dependiendo del tipo de amplificador identificado, obtener un circuito equivalente de Thévenin o Norton en la fuente de señal.
3. **Modificar el modelo para llegar al modelo ideal de realimentación:**
  - a. **Hallar el circuito de entrada del amplificador de lazo abierto sin realimentación:** Eliminar la realimentación anulando la señal muestreada en la salida y obtener el circuito de entrada. Para ello, si la señal muestreada es la tensión de salida  $V_o$ , cortocircuitar los bornes de salida; en cambio, si es la corriente de salida  $I_o$ , abrir los bornes.
  - b. **Hallar el circuito de salida del amplificador de lazo abierto sin realimentación:** Eliminar la realimentación anulando la mezcla en la entrada y obtener el circuito de

salida. Para ello, si la mezcla se realiza en serie a través de una  $V_f$ , debo abrir los bornes de entrada ( $I_s = 0$ ) para que ésta no produzca realimentación; en cambio, si la mezcla se realiza en paralelo a través de una  $I_f$ , debo cortocircuitar los bornes de entrada ( $V_s = 0$ ) para que no se produzca la realimentación.

- c. **Combinar ambos circuitos para obtener el amplificador  $A$ :** Buscar la manera de obtener un único circuito equivalente combinando los dos anteriores.
  - d. **Obtener los parámetros de lazo abierto del amplificador:** Dependiendo del tipo de amplificador considerado, obtener la ganancia de lazo abierto (ganancia de tensión, corriente, transconductancia o transresistencia). Obtener también la impedancia de entrada  $R_i$  y la impedancia de salida  $R_o$  sin realimentación.
4. **Obtener todos los parámetros con realimentación:** Aplicar las fórmulas de la teoría de realimentación para obtener  $D$ ,  $A_f$ ,  $R_{if}$ ,  $R_{of}$  y  $R'_{of}$ .

## UNIDAD V: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS Y SU ESTABILIDAD

### Estabilidad

La ganancia de lazo  $\beta.A$  es una cantidad importante que caracteriza al lazo de realimentación, y determina si el amplificador es estable o no. La estabilidad depende de que la realimentación en el amplificador sea negativa en todas las frecuencias de operación. Si ésta se vuelve positiva en alguna de las frecuencias, el amplificador oscilará. En general, la ganancia de lazo abierto y el factor de realimentación serán funciones de la frecuencia. Por lo tanto, la ganancia de lazo cerrado también lo será:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta(s).A(s)}$$

Para frecuencias físicas, la ganancia de lazo  $\beta(j.\omega).A(j.\omega)$  es un número complejo con magnitud y fase. La forma en la que éste parámetro varía con la frecuencia es lo que determina si el amplificador es estable o no. Cuando la fase de la ganancia de lazo sea mayor que  $180^\circ$ , ésta se volverá negativa, y la realimentación será positiva. Si el módulo de la ganancia de lazo es menor que uno para esa situación, el amplificador es estable, pues la realimentación positiva no lo hará oscilar. Si, en cambio, es mayor o igual que uno, se convertirá en un oscilador.

### Efecto de la realimentación en los polos de un amplificador

#### Amplificador con respuesta de un solo polo

Aplicar realimentación a un amplificador de un solo polo produce que éste polo se mueva a lo largo del eje real negativo, alejándose del origen. Éste polo nunca entra en el semiplano derecho del plano complejo, y por lo tanto siempre es estable. Se dice entonces que un amplificador que tiene una respuesta en frecuencia de un solo polo es **incondicionalmente estable**. Mirado desde otro punto de vista, la rotación de fase que produce nunca supera los  $90^\circ$ , por lo que para cualquier cantidad de realimentación que se le aplique, éste será estable.

#### Amplificador con respuesta de dos polos

Cuando se aplica realimentación a un amplificador de dos polos en el eje real, los polos tienden a juntarse. A medida que se aumenta la realimentación éstos coinciden, y luego se vuelven complejos conjugados, moviéndose sobre una recta vertical, pero nunca tocan el eje imaginario ni pasan al semiplano derecho. Por lo tanto, éste amplificador también es **incondicionalmente estable**. Mirado desde otro punto de vista, la rotación de fase que produce sólo alcanza los  $180^\circ$  para una frecuencia infinita, por lo que para cualquier cantidad de realimentación que se le aplique, éste será estable.

#### Amplificador con respuesta de más de dos polos

Para amplificadores con más de dos polos, la respuesta en frecuencia deberá analizarse en detalle para determinar si es o no estable, debido a que la presencia de más de dos polos ya hace rotar la fase en algún punto a  $180^\circ$ , entonces deberemos verificar que para frecuencias donde la rotación sea esa o mayor el módulo de la ganancia de lazo sea menor que uno.

## Estudio de la estabilidad utilizando diagramas de Bode: márgenes de ganancia y fase

Estudiando conjuntamente el diagrama de amplitud y de fase de la ganancia de lazo  $\beta.A$  de un amplificador podemos analizar la estabilidad. La Figura 73 muestra dos casos: un amplificador estable (figura de la izquierda) y uno inestable (figura de la derecha).

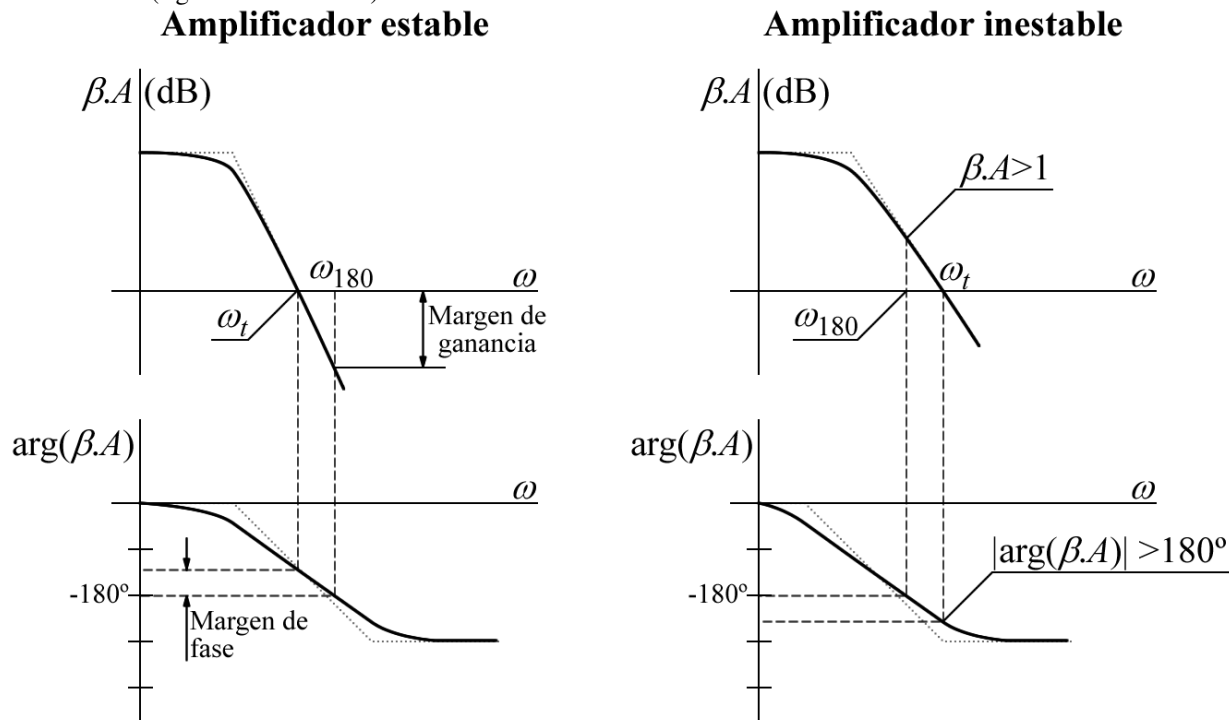


Figura 73 - Ejemplo de amplificador estable e inestable con diagramas de Bode

Para un amplificador estable, podemos establecer dos conceptos de márgenes, que son útiles en el diseño, sobre todo cuando los parámetros varían de tal manera de hacer inestable al circuito:

- **Margen de ganancia:** Es la diferencia entre el valor de  $\beta.A$  en la frecuencia  $\omega_{180}$  y la unidad. Suele expresarse en dB y representa la cantidad en la que la ganancia de lazo se puede aumentar mientras se mantiene la estabilidad. Los amplificadores realimentados suelen diseñarse con suficiente margen de ganancia para tomar en cuenta los cambios de ganancia con la temperatura, envejecimiento, etc.
- **Margen de fase:** Es la diferencia entre el ángulo de fase para el cual la ganancia es unitaria y  $180^\circ$ . Los amplificadores realimentados suelen diseñarse con suficiente margen de fase (por lo menos de  $45^\circ$ ).

### Método práctico

La investigación de la estabilidad al construir diagramas de Bode para obtener la ganancia de lazo  $\beta.A$  puede ser un proceso tedioso y lento, en especial si tenemos que investigar la estabilidad de un amplificador dado para varias redes de realimentación. Un método alternativo, que es mucho más sencillo, consiste en construir un diagrama de Bode sólo para la ganancia de circuito abierto  $A(j.\omega)$ . Si se supone que  $\beta$  es independiente de la frecuencia, podemos trazar la gráfica de  $20\log(1/\beta)$  como una recta horizontal sobre el mismo plano empleado para  $20\log|A|$ . La diferencia entre las dos curvas será

$20\log|\beta.A|$ , que es la ganancia de lazo expresada en dB. Por lo tanto, podemos estudiar la estabilidad al examinar la diferencia entre las dos gráficas. Si deseamos evaluar la estabilidad para un factor de retroalimentación diferente, simplemente trazamos otra recta horizontal al nivel de  $20\log(1/\beta)$ .

En la Figura 74 se muestra un mismo amplificador de lazo abierto con dos cantidades de realimentación distintas, de tal manera de tener un amplificador realimentado estable (lado izquierdo) e inestable (lado derecho).

Como el punto de fase igual a  $180^\circ$  ocurre siempre en el segmento de  $-40\text{ dB/dec}$  del diagrama de bode para  $|A|$ , se puede proponer una regla práctica de estabilidad:

- Si  $\beta$  es independiente de la frecuencia: el amplificador será estable si la recta de  $20\log(1/\beta)$  corta la curva de  $20\log|A|$  en algún punto en el segmento de pendiente  $-20\text{ dB/dec}$ . De ésta manera se garantiza un margen de fase de, por lo menos  $45^\circ$ .
- Si  $\beta$  es función de la frecuencia: el amplificador será estable si la diferencia de pendientes en la intersección no excede los  $20\text{ dB/dec}$ .

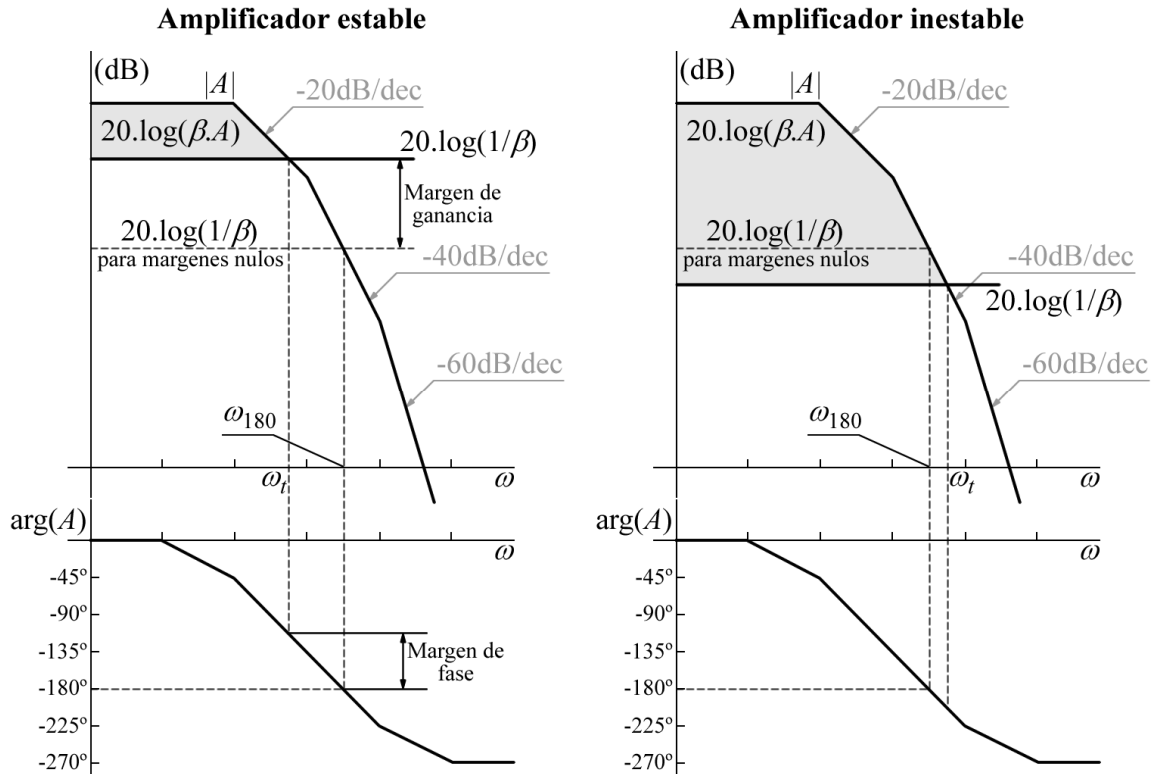


Figura 74 - Método práctico de análisis de estabilidad con diagramas de Bode

### Compensación en frecuencia

Analizaremos métodos para modificar la función de transferencia de lazo abierto  $A(s)$  de un amplificador que tiene **tres o más polos**, de modo que el amplificador realimentado sea estable para cualquier valor deseado de ganancia de lazo cerrado.

#### Teoría

Veremos que existen varios métodos para compensar un amplificador en frecuencia: introducir un polo a una frecuencia baja, eliminar el polo dominante (lo cual no es posible en la práctica) o correr éste polo a una frecuencia más baja. La Figura 75 muestra la aplicación de los dos métodos posibles, que se explicarán a continuación.

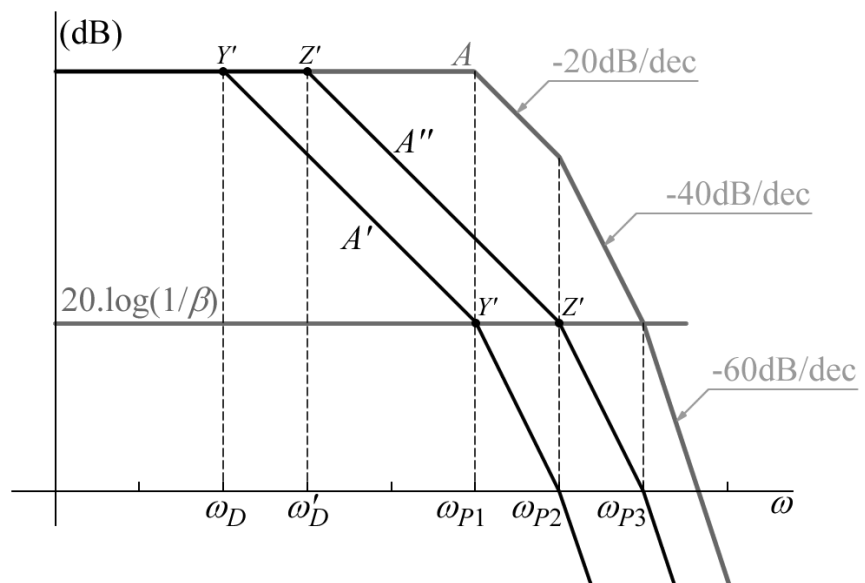


Figura 75 - Compensación en frecuencia

### Introducción de un polo

El método más sencillo de compensación en frecuencia consiste en introducir un nuevo polo en la función  $A(s)$  a una frecuencia suficientemente baja  $\omega_D$ , tal que la ganancia modificada de lazo abierto  $A'(s)$  corte a la curva de  $20\log(1/\beta)$  con una diferencia de pendiente de 20 dB/dec.

En la Figura 75 se muestra ésta situación en la curva  $A'$ .

Una grave **desventaja** de éste método es que a la mayor parte de las frecuencias la ganancia de lazo abierto se reduce de manera considerable, lo cual reduce la cantidad de realimentación disponible, reduciendo también las ventajas de la realimentación negativa en el circuito.

### Corrimiento del polo dominante

El hecho de que la ganancia  $A'$  del método anterior sea baja es el polo  $\omega_{p1}$ . Una solución sería eliminarlo, pero esto no es posible.

La posibilidad más factible es desplazar el mencionado polo a una frecuencia  $\omega'_D$  lo suficientemente baja, tal que la ganancia modificada de lazo abierto  $A''(s)$  corte a la curva de  $20\log(1/\beta)$  con una diferencia de pendiente de 20 dB/dec. En la Figura 75 se muestra ésta situación en la curva  $A''$ .

### Implementación

Mostraremos cómo implementar el segundo método de compensación, ya que el primero presenta desventajas desfavorables.

En general, para correr el polo dominante deberá buscarse la capacidad  $C_x$  y la resistencia equivalente

$R_x$  que lo generan y colocarse un capacitor de compensación  $C_C$  en paralelo con ellas, de tal manera de lograr la frecuencia de polo  $\omega'_D = 1/R_x(C_x + C_C)$ . La colocación de éste capacitor suele cambiar la ubicación de los otros polos, así que deberán calcularse nuevamente, e ir haciendo pruebas hasta encontrar el capacitor correcto.

La **desventaja** de ésta manera de implementar la compensación es que la capacidad  $C_C$  suele ser muy grande, lo que resulta impráctico en muchos casos.

### Compensación de Miller y división de polo

Una solución a la desventaja anterior es colocar el capacitor de compensación (ahora llamado  $C_f$ ) en la trayectoria de realimentación de una etapa amplificadora. Debido al efecto Miller, la capacitancia de compensación será multiplicada por la ganancia de la etapa, resultando en una capacidad eficaz mucho mayor. Además esto agrega una **ventaja adicional**, que es la *separación de los polos*. Suponiendo que la etapa amplificadora donde se coloca el capacitor tiene dos polos

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1.R_1} \text{ y } \omega_{p2} = \frac{1}{C_2.R_2}$$

Al colocar  $C_f$  las frecuencias se modificarán quedando

$$\omega'_{p1} \cong \frac{1}{g_m.R_2.C_f.R_1} \text{ y } \omega'_{p2} = \frac{g_m.C_f}{C_1.C_2 + C_f.(C_1 + C_2)} \quad \text{XII}$$

Vemos en éstas ecuaciones que a medida que  $C_f$  aumenta,  $\omega'_{p1}$  se reduce y  $\omega'_{p2}$  aumenta. Esto se conoce como **división de polo**, y es muy ventajoso, ya que al aumentar  $\omega'_{p2}$  la ganancia compensada se hace más alta, con lo que se tienen nuevamente los efectos beneficiosos de la realimentación negativa. Como  $C_f$  queda multiplicado por el factor  $g_m.R_2$ , el valor necesario para éste componente será mucho menor que en el caso anterior.

<sup>XII</sup> Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 733

## UNIDAD VI: AMPLIFICADORES DE POTENCIA

### Introducción

Los requisitos que debe cumplir la etapa de potencia de un amplificador son:

- **Baja impedancia de salida:** para que pueda entregar la señal de salida a la carga sin pérdida de ganancia.
- **Linealidad:** para que no se distorsione la señal entregada a la carga. En otras palabras la *distorsión armónica total (THD)* debe ser muy baja.
- **Alto rendimiento:** es decir, que la potencia entregada a la carga sea alta, en relación con la que se disipa en el amplificador.

Las distintas clases de etapas de salida darán características variadas respecto del cumplimiento de éstos requisitos.

### Etapas de salida clase A

#### El seguidor de emisor

Debido a su baja impedancia de salida, el seguidor de emisor es la etapa de salida clase A más conocida. Una configuración general se muestra en la parte izquierda de la Figura 76. Como vemos, está polarizado por una fuente de corriente, que puede ser una configuración transistorizada de corriente de colector constante.

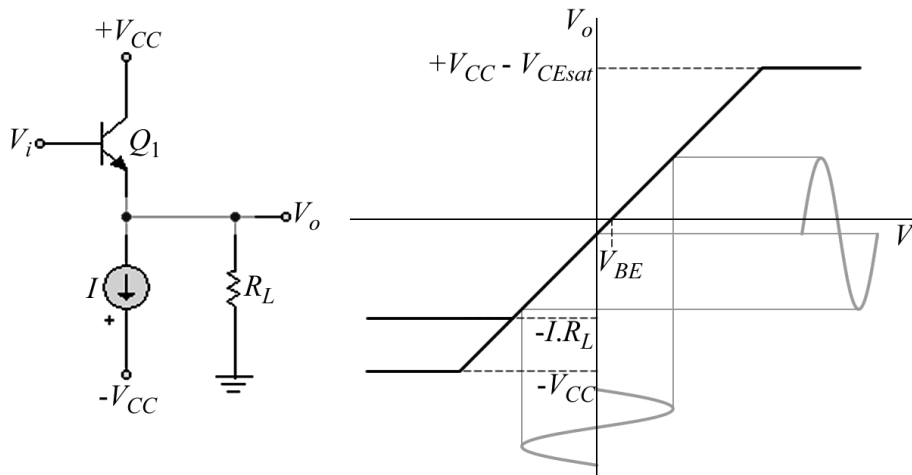


Figura 76 - Etapa de salida clase A, seguidor de emisor

#### Característica de transferencia y formas de onda de señal

Como la corriente de emisor  $I_E = I + I_L$ , la corriente de polarización  $I$  debe ser mayor que la máxima corriente de carga negativa, porque sino  $Q_1$  se corta y la operación clase A ya no se mantiene. En la parte derecha de la Figura 76 se muestra la característica de transferencia de ésta configuración. El límite positivo de la región lineal está determinado por la saturación de  $Q_1$  en

$$V_{o\max} = +V_{CC} - V_{CEsat}$$

y el límite negativo puede estar determinado por que  $Q_1$  no conduzca, en

$$V_{o\min} = -I \cdot R_L$$

o porque se sature la fuente de corriente, en

$$V_{o\min} = -V_{CC}$$

Sobre la curva de transferencia se han trazado las formas de onda a la entrada y a la salida. Como vemos, el transistor amplifica (con ganancia unitaria) los  $360^\circ$  de la señal de entrada.

#### Disipación de potencia

La máxima disipación de potencia instantánea de ésta configuración ocurre cuando no hay señal de entrada aplicada, y es

$$P_{D\max} = V_{CC} \cdot I$$

por lo tanto el transistor debe ser capaz de disipar ésta potencia de manera continua.

#### Rendimiento

Ya sabemos que el rendimiento de un amplificador está dado por la relación

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}}$$

La potencia promedio en la carga es

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

Y la potencia promedio de la fuente es de

$$P_{CC} = 2.V_{CC}.I$$

Con esto, el rendimiento es

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{V_o^2}{I.R_L.V_{CC}}$$

La eficiencia máxima alcanzable se da cuando el valor de  $V_o$  coincide con  $V_{CC}$  y con  $I.R_L$ , y es del 25%. En la realidad, la eficiencia es mucho más baja debido a que no se cumplen éstas premisas para lograr mejor linealidad.

Éste rendimiento bajo trae dos **desventajas** principales:

- Corriente de alimentación elevada
- Elevación de la temperatura, debida a la gran disipación de potencia

### Etapas de salida clase B

#### Configuración push-pull

Ésta configuración está formada por un par complementario de transistores (un NPN y un PNP) conectados en forma tal que ambos no pueden conducir simultáneamente. En la parte izquierda de la Figura 77 se muestra éste circuito.

Cuando la tensión de entrada es nula, ambos transistores están en corte.

Cuando  $V_i$  es positivo y

mayor que  $V_{BEN}$ ,  $Q_N$  conduce y opera como seguidor de emisor, mientras que  $Q_P$  permanece cortado.

Cuando  $V_i$  es negativo y

menor que  $V_{BEP}$ ,  $Q_P$  conduce y actúa como seguidor de emisor, mientras que  $Q_N$  está en corte.

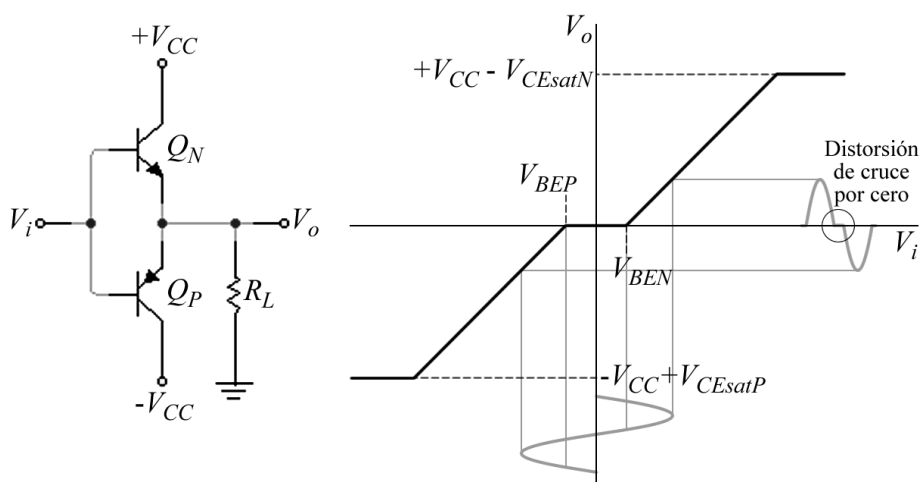


Figura 77 - Etapa de salida clase B, configuración push pull

#### Característica de transferencia

En la parte derecha de la Figura 77 se muestra la curva de transferencia de ésta configuración. Como vemos existe un intervalo de transferencia nula alrededor del cero, cuando ambos transistores están cortados. Ésta **banda muerta** causa la llamada **distorsión de cruce por cero**. En la misma figura se encuentra superpuesta la forma de onda de entrada y de salida, y se visualiza éste efecto.

#### Rendimiento

Si despreciamos la distorsión de cruce por cero, la potencia que toma la carga está dada por

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

La corriente promedio que toma de cada fuente es  $V_o/\pi.R_L$ , entonces la potencia total que entrega la fuente partida es igual a:

$$P_{CC} = \frac{2.V_o.V_{CC}}{\pi.R_L}$$

Y con esto, el rendimiento del amplificador es de



$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_o}{V_{CC}}$$

La eficiencia máxima alcanzable se da cuando el valor de  $V_o$  es máximo, y es del 78,5%. En la realidad, la eficiencia es mucho más baja debido a las caídas de tensión y la distorsión de cruce.

### Disipación de potencia

A diferencia de la etapa clase A, la configuración clase B **no disipa potencia en condiciones de reposo**. La potencia disipada en la etapa es igual a

$$P_D = P_{CC} - P_L = \frac{2V_o V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

Por simetría, una mitad se disipará en  $Q_N$  y la otra en  $Q_P$ . Para hallar la disipación de potencia máxima, derivamos respecto a  $V_o$  e igualamos a cero. Resulta que la máxima disipación se da para:

$$V_o|_{P_{D\max}} = \frac{2V_{CC}}{\pi}$$

Y al sustituir se obtiene la potencia disipada máxima total

$$P_{D\max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \Rightarrow P_{D\max N} = P_{D\max P} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

En el punto de máxima disipación de potencia, el rendimiento del amplificador alcanza el 50%. Una **observación interesante** es que si aumenta  $V_o$  rebasando el valor de disipación máxima, aumenta el rendimiento y decrece la potencia disipada, pero aumenta la distorsión no lineal por aproximarse a la saturación de los transistores.

El **factor de mérito** de ésta configuración, suponiendo que la excursión es máxima ( $V_o = V_{CC}$ ):

$$FM = \frac{P_D}{P_L} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}} \Rightarrow FM = \frac{2}{\pi^2} \cong 0,2$$

### Reducción de la distorsión de cruce

Como la principal **desventaja** del circuito clase B es la distorsión de cruce por cero, deberemos buscar la manera de reducirla. Una opción es aplicar realimentación negativa al circuito, mediante un operacional de alta ganancia, pero la rapidez de respuesta limitada del operacional ocasionará que sea notoria la conducción y no conducción alternada de los transistores de salida, en especial a altas frecuencias. Un método más práctico se encuentra al utilizar la configuración clase AB.

### **Etapas de salida clase AB**

#### Configuración general

La distorsión de cruce por cero prácticamente se puede eliminar si se polarizan los transistores de salida complementaria a una corriente pequeña, pero distinta de cero. Como configuración más general, tomamos al circuito que aparece en la parte izquierda de la Figura 78. En él, dos fuentes polarizan las bases de los transistores, de manera de eliminar la banda muerta que éstos presentan a la señal de entrada. La tensión  $V_{BB}$  se selecciona para obtener la corriente necesaria para la polarización.

La etapa clase AB opera en forma muy semejante al circuito clase B, con una importante excepción: para  $V_i$  pequeño ambos transistores conducen, y a medida que  $V_i$  aumenta o disminuye, uno de los transistores predomina en la conducción. Como la transición es muy uniforme, la distorsión de cruce por cero se elimina casi por completo.

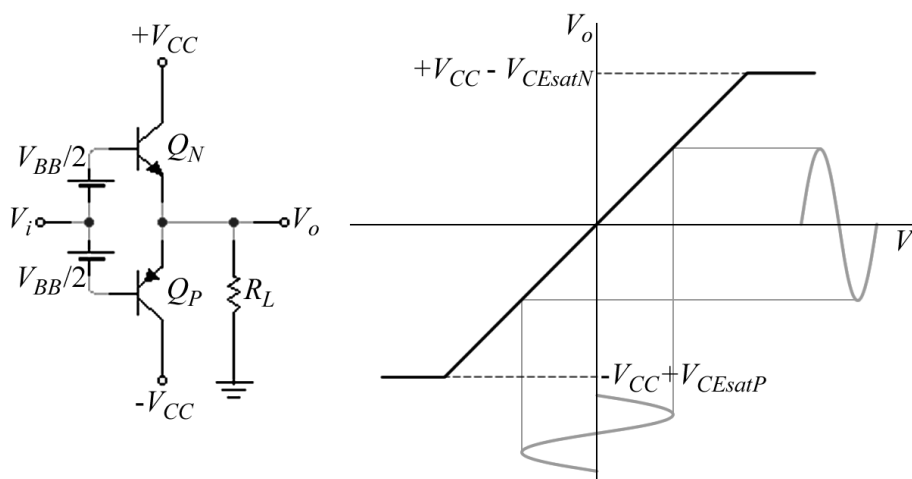


Figura 78 - Etapa de salida clase AB, configuración general

### Característica de transferencia

La curva de transferencia de una etapa clase AB se muestra en la parte derecha de la Figura 78. Como vemos, se ha eliminado la banda muerta.

### Relaciones de potencia

Las relaciones de potencia de la etapa clase AB son casi iguales que las de clase B, excepto que, **en condiciones de reposo**, la configuración AB **disipa una potencia pequeña** por cada transistor.

### Resistencia de salida

La resistencia de salida de la configuración clase AB se calcula como:

$$R_o = r_{eN} // r_{eP} = \frac{V_T}{i_P + i_N}$$

y vemos que **decrece a medida que aumenta la corriente de carga**.

### Formas de polarización del circuito clase AB

#### Polarización con una resistencia

El circuito de polarización más simple consiste en utilizar entre las bases de  $Q_N$  y  $Q_P$  una resistencia  $R_P$  que, mediante una fuente de corriente  $I_{bias}$ , produzca una caída de tensión entre dichas bases, que polarice las junturas base-emisor de éstos transistores. El valor de ésta resistencia debe ser de:

$$R_P = \frac{V_{BEN} + V_{BEP}}{I_{bias}}$$

Como variante, si queremos agregar estabilización térmica al circuito, en vez de utilizar una resistencia común, utilizamos un NTC. Esto no es muy práctico, porque la curva de variación térmica del NTC rara vez coincide con la de la juntura base-emisor de un transistor.

#### Polarización con diodos

Si reemplazamos en la configuración general las fuentes de tensión  $V_{BB}/2$  por un par de diodos alimentados por una fuente de corriente constante  $I_{bias}$ , obtenemos el circuito de la Figura 79.

La **ventaja** de éste circuito es que, si acoplamos térmicamente los diodos con las uniones base-emisor de los correspondientes transistores, obtenemos compensación térmica para el circuito. La **desventaja** principal es que los diodos deben manejar corrientes similares a las corrientes de polarización de los transistores de salida, lo que los hace ser diodos relativamente grandes.

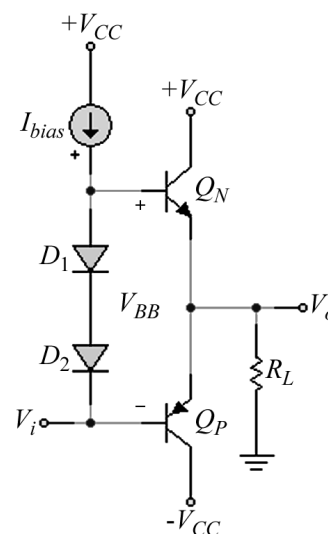


Figura 79 - Polarización con diodos de la etapa de salida clase AB

Existe una variante del circuito en la cual se agrega un diodo más, y entre los emisores de  $Q_N$  y  $Q_P$ , y la salida se colocan resistencias  $R_{EN}$  y  $R_{EP}$  de muy bajo valor para compensar las disparidades de los transistores, y para evitar un posible empalmeamiento térmico provocado por éstas diferencias. El tercer diodo tiene en cuenta las caídas de tensión de esas resistencias.

### Polarización con multiplicador de tensión base-emisor

El circuito desarrollado en éste apartado proporciona una mayor flexibilidad para el diseñador. Se utiliza un transistor  $Q_M$  polarizado mediante el uso de dos resistores ( $R_1$  y  $R_2$ ) y un potenciómetro  $P_1$  que permite variar el valor de las resistencias vistas entre base-emisor y base-colector de éste dispositivo. El circuito resultante se alimenta con una corriente  $I_{bias}$ . La Figura 80 muestra ésta configuración.

El voltaje  $V_{BB}$  en los terminales de la red de polarización es igual a

$$V_{BB} = V_{BE1} \left( 1 + \frac{R'_1}{R'_2} \right)$$

donde  $R'_2$  es la suma de  $R_2$  y la porción superior de la resistencia de  $P_1$ , y  $R'_1$  contiene la porción inferior. Como  $V_{BE1}$  es relativamente constante, y despreciando la corriente  $I_{B1}$ , la corriente que circula por las resistencias y el potenciómetro es inversamente proporcional a  $R'_1$ . Y como la resistencia total es constante, la tensión  $V_{BB}$  variará en función de éste valor.

A éste circuito de polarización se lo llama “multiplicador de  $V_{BE}$ ” debido a la ecuación anterior. Obviamente, variando el valor del potenciómetro controlamos la corriente de polarización para el funcionamiento en clase AB.

Si el transistor  $Q_M$  está térmicamente unido a los transistores de salida, las variaciones térmicas los afectarán juntos, quedando compensado térmicamente el circuito.

### Variaciones en la configuración clase AB

#### Uso de dispositivos combinados

Para aumentar la ganancia de corriente de los transistores de la etapa de salida clase AB se utilizan dispositivos combinados, como pares Darlington. El transistor NPN es reemplazado por dos transistores ( $Q_{N1}$  y  $Q_{N2}$ ). La desventaja del Darlington se presenta en el transistor PNP, porque no existen transistores PNP de buena calidad en circuitos integrados (sí en discretos). En reemplazo se utiliza una configuración PNP combinada, formada por un transistor PNP ( $Q_P$ ) y un NPN ( $Q_{N3}$ ).

El circuito resultante se muestra en la Figura 81. Las ganancias de corriente de los transistores se multiplican. Es necesario el circuito multiplicador de  $V_{BE}$ , ya que se agrega una caída más de tensión (la de  $Q_{N2}$ ).

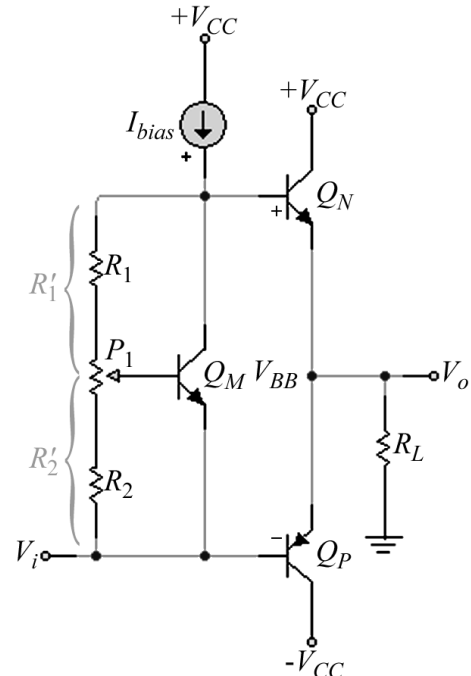


Figura 80 - Polarización con multiplicador de tensión de base emisor de la etapa de salida clase AB

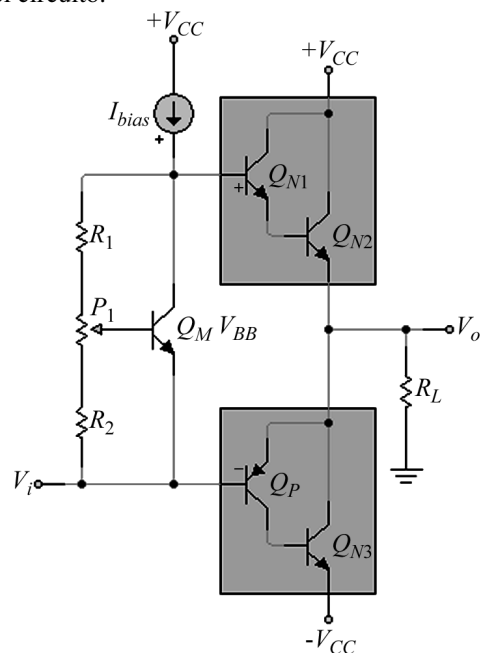


Figura 81 - Uso de dispositivos combinados en configuración clase AB

La **desventaja** de éste circuito es que el transistor PNP tiene una pobre respuesta en frecuencia, con lo que afecta a todo el amplificador. Además, el circuito de realimentación formado en el PNP combinado tiende a oscilar a altas frecuencias.

### Protección contra cortocircuitos

En la Figura 82 se muestra una configuración posible para proteger al circuito contra corrientes elevadas en la salida. Para ello se han agregado las resistencias  $R_{EN}$  y  $R_{EP}$  (que también tienen otros efectos beneficiosos) y el transistor  $Q_{SC}$ . Cuando la corriente que circula por  $Q_N$  es elevada, habrá una caída de tensión en  $R_{EN}$  que polarizará al transistor  $Q_{SC}$ . Éste derivará la mayor parte de  $I_{bias}$ , despojando la excitación de base del transistor de salida.

La **desventaja** de éste circuito es que aparecen caídas de tensión en la salida, en condiciones normales de operación.

### Etapas de polarización en clase A

Para constituir la fuente de corriente  $I_{bias}$  y para poder mejorar la excitación de los transistores de potencia (ya que éstos presentan baja impedancia de entrada), se utiliza un transistor  $Q_E$ , de potencia, **trabajando en clase A**. La Figura 83 muestra ésta configuración. En ella no se ha considerado ningún circuito de polarización para clase AB, pues es meramente ilustrativo del funcionamiento de  $Q_E$ .

La corriente de colector de  $Q_E$  debe ser mayor que la corriente de base que necesitan los transistores de salida. Esto significa que la potencia que maneja es relativamente grande.

La tensión colector-emisor de  $Q_E$ , por trabajar en clase A, debe ser de

$$V_{CEQE} = \frac{V_{CC} - (-V_{CC})}{2} = V_{CC}$$

La corriente de colector es

$$I_{CQE} = \frac{V_{CC} - V_{CEQE} + V_{CC}}{R_C} = \frac{2V_{CC}}{R_C} = \frac{I_{Lmax}}{h_{fe min N,P}}$$

La potencia que debe disipar es

$$P_D = V_{CEQE} \cdot I_{CQE} = \frac{2V_{CC}^2}{R_C}$$

el cual es un valor relativamente alto.

La **desventaja** es que el circuito sigue presentando baja impedancia de entrada (debido a que el transistor excitador es de potencia), pero excita mejor a los transistores de salida.

### Utilización de MOSFET en la etapa clase AB

La configuración que muestra la Figura 84 utiliza transistores MOSFET en la etapa de potencia y BJT en las etapas excitadora y de polarización.

Los dispositivos BJT de la etapa excitadora están configurados para presentar baja impedancia de salida. Esto se debe a que si ésta fuera alta, combinada con la alta capacidad de entrada de los MOSFET, daría una pobre respuesta en frecuencia.

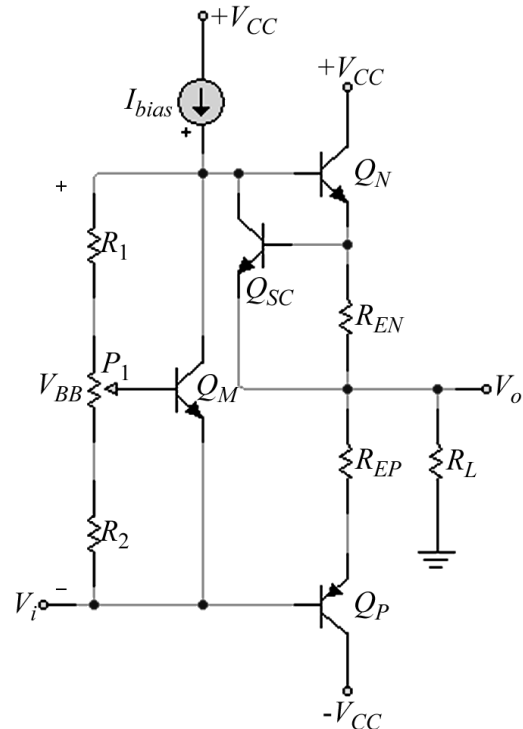


Figura 82 - Protección contra cortocircuitos en configuración clase AB

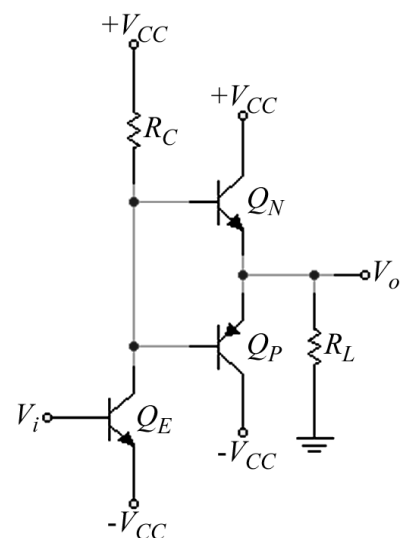


Figura 83 - Etapa de polarización clase A en configuración clase AB

El circuito de polarización utiliza dos multiplicadores de  $V_{BE}$ . Uno, el que contiene a  $Q_{M2}$ , tiene contacto térmico con los MOSFET de salida, lo que hace que se pueda compensar térmicamente ajustando el cursor de  $P_2$ . El otro, que contiene a  $Q_{M1}$ , una vez ajustado el anterior, se calibra para lograr la polarización correcta.

La tensión  $V_{GG}$  entre las compuertas de los MOSFET es la suma de las tensiones de los multiplicadores, menos las tensiones base-emisor de los pares darlington, es decir:

$$V_{GG} = V_{CEQ_{M1}} + V_{CEQ_{M2}} - 4.V_{BE}$$

Donde

$$V_{CEQ_{M1}} = \left(1 + \frac{R_{1a}}{R_{1b}}\right) \cdot V_{BEQ_{M1}}$$

$$V_{CEQ_{M2}} = \left(1 + \frac{R_{2a}}{R_{2b}}\right) \cdot V_{BEQ_{M2}}$$

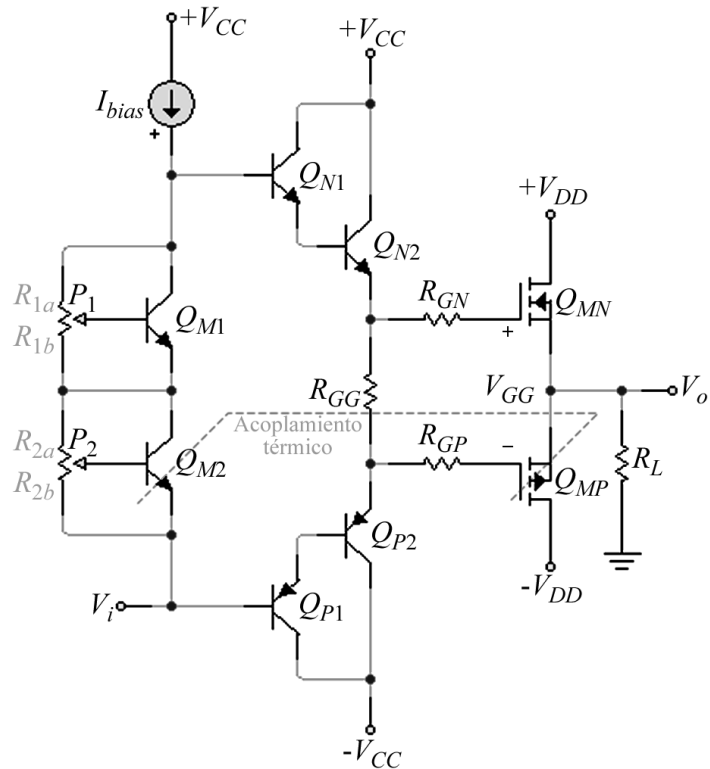


Figura 84 - Utilización de MOSFET en configuración clase AB

Como existe acoplamiento térmico entre  $Q_{M2}$  y  $Q_{MP}$ , sus variaciones térmicas se igualan. Se supone que la temperatura no afecta a las otras tensiones base-emisor, por lo que:

$$\frac{\partial V_{GG}}{\partial T} = \left(1 + \frac{R_{2a}}{R_{2b}}\right) \cdot \frac{\partial V_{BEQ_{M2}}}{\partial T}$$

Esta ecuación nos permite calcular la relación necesaria en el potenciómetro  $P_2$  para que haya compensación térmica en el circuito. Luego se ajusta  $P_1$  para lograr la  $V_{GG}$  requerida.

### Realimentación negativa

Para solucionar el problema de baja impedancia de entrada de la etapa excitadora, además de agregar estabilidad al circuito, y un control de ganancia más flexible, se utiliza la realimentación negativa en un circuito de clase AB. Se sigue la configuración que muestra la Figura 85.

El análisis demuestra que es una realimentación de continua y de señal al mismo tiempo. La realimentación de continua es total, lo que brinda una gran estabilidad al circuito, y permite corregir la tensión de desnivel en la salida mediante la variación de la resistencia  $R_{B1}$ . La realimentación de alterna se calibra para dar la ganancia de tensión buscada al circuito.

El equivalente para señal, que se muestra en la Figura 86, representa al amplificador como si fuera un operacional. La ganancia de tensión del circuito será:

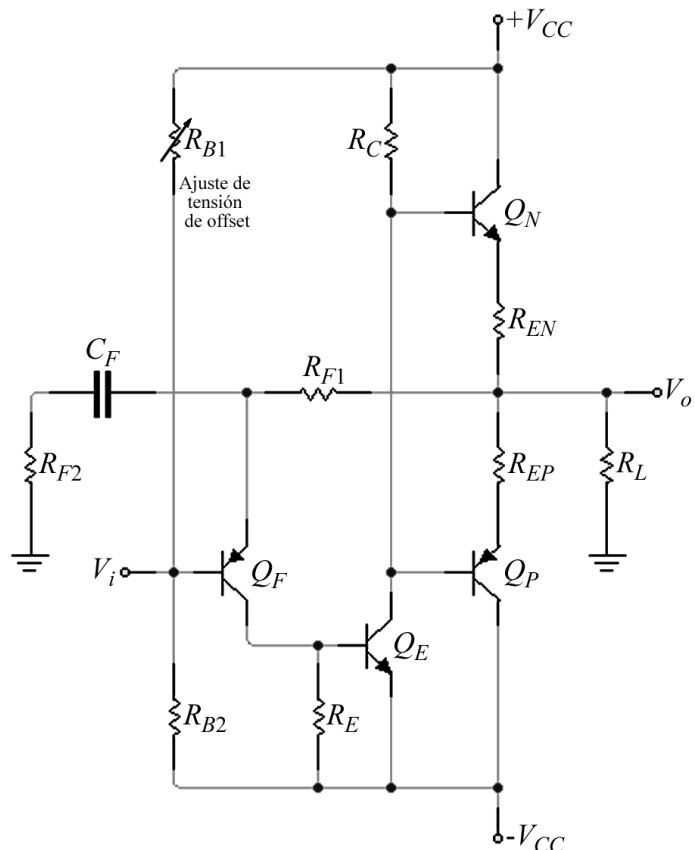


Figura 85 - Realimentación negativa en configuración clase AB

$$A_v = 1 + \frac{R_{F1}}{R_{F2}}$$

La realimentación trabaja de la siguiente manera, frente a variaciones por temperatura, envejecimiento, reemplazo de componente, etc.:

- Si  $V_O$  (de continua) tiende a disminuir:  $Q_F$  tiende a cortarse,  $V_{RE}$  disminuye,  $I_{CQE}$  disminuye,  $I_{BQP}$  disminuye,  $I_{CQP}$  disminuye y por lo tanto  $V_{CEQP} \cong V_O$  aumenta.
- Si  $V_O$  (de continua) tiende a aumentar:  $Q_F$  tiende a saturarse,  $V_{RE}$  aumenta,  $I_{CQE}$  aumenta,  $I_{BQP}$  aumenta,  $I_{CQP}$  aumenta y por lo tanto  $V_{CEQP} \cong V_O$  disminuye.

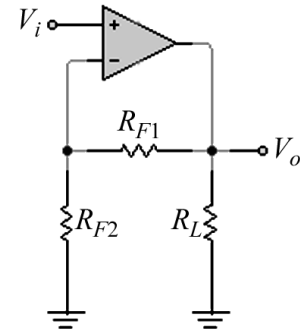


Figura 86 - Circuito equivalente para realimentación en clase AB

### Configuración bootstrap

Consideremos el circuito de la Figura 85. En un planteo estático, la corriente de colector de  $Q_E$  más las corrientes de base de  $Q_N$  y  $Q_P$ , dan la corriente que circula por  $R_C$ . Entonces:

$$I_{RC} = I_{CQE} + I_{BQN} - I_{BQP}$$

Desde un punto de vista dinámico, la tensión de señal máxima presente en  $R_C$  será igual que  $v_{CE\max}$ , por lo que

$$i_{RC\max} = \frac{v_{CE\max}}{R_C}$$

Como  $Q_E$  trabaja en clase A, éste valor impondrá la necesidad de una corriente de polarización mayor, para evitar entrar en el corte del transistor. Para ello deberíamos aumentar el valor de  $V_{CC}$ , cosa que es impráctica. Otra opción es tender a disminuir el valor de  $R_C$  para lograr esto, pero se encuentra que

$i_{RC\max}$  aumentará aún más, con lo que se entra en un ciclo sin solución.

La solución a éste problema se encuentra dividiendo la resistencia  $R_C$  en dos partes ( $R_{C1}$  y  $R_{C2}$ ) y derivando la señal desde el punto central, mediante un capacitor, hacia la salida. A esto se lo conoce como **bootstrapping** y se esquematiza en la porción de interés del amplificador de la Figura 87.

Desde el punto de vista estático, el circuito es idéntico al anterior, y la corriente de reposo de  $Q_E$  se respeta. Desde una visión

dinámica, la diferencia de potencial en  $R_{C2}$  es prácticamente

igual a la caída dinámica en  $R_{EN}$  (considerando a  $C_{BS}$  un

cortocircuito para la señal), por lo que  $R_{C2} = v_{REN\max} / i_{RC\max}$ .

Pero como  $i_{RC\max} = 2 \cdot I_{RC}$  (por estar  $Q_E$  en clase A) y

$v_{REN\max} = I_{L\max} \cdot R_{EN}$ , resulta que  $R_{C2}$  deberá ser:

$$R_{C2} \geq \frac{I_{L\max} \cdot R_{EN}}{2 \cdot I_{RC}}$$

Como la resistencia estática es la misma:

$$R_{C1} = R_C - R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{REN} - V_{BEQN} - V_{O}}{I_{RC}} - R_{C2}$$

Con esta configuración reduzco el consumo de potencia **con señal**.

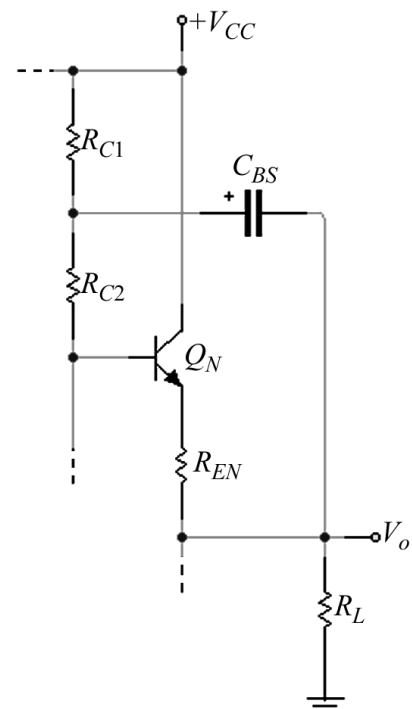


Figura 87 - Configuración bootstrap en clase AB

Por otra parte, como para señal  $R_{C1}$  queda en paralelo con la carga, se debe garantizar que la primera sea mucho mayor que la segunda, para que no se derive corriente apreciable por ésta. Es decir:

$$R_{C1} \gg R_L$$

Habrán juegos de valores que cumplan con las dos premisas planteadas.

### Diseño completo de una etapa de salida clase AB

Un diseño completo de una etapa clase AB se muestra en la Figura 88, e incluye polarización por multiplicador de  $V_{BE}$ , etapa de excitación clase A, realimentación negativa, ajuste de tensión de offset y bootstrapping.

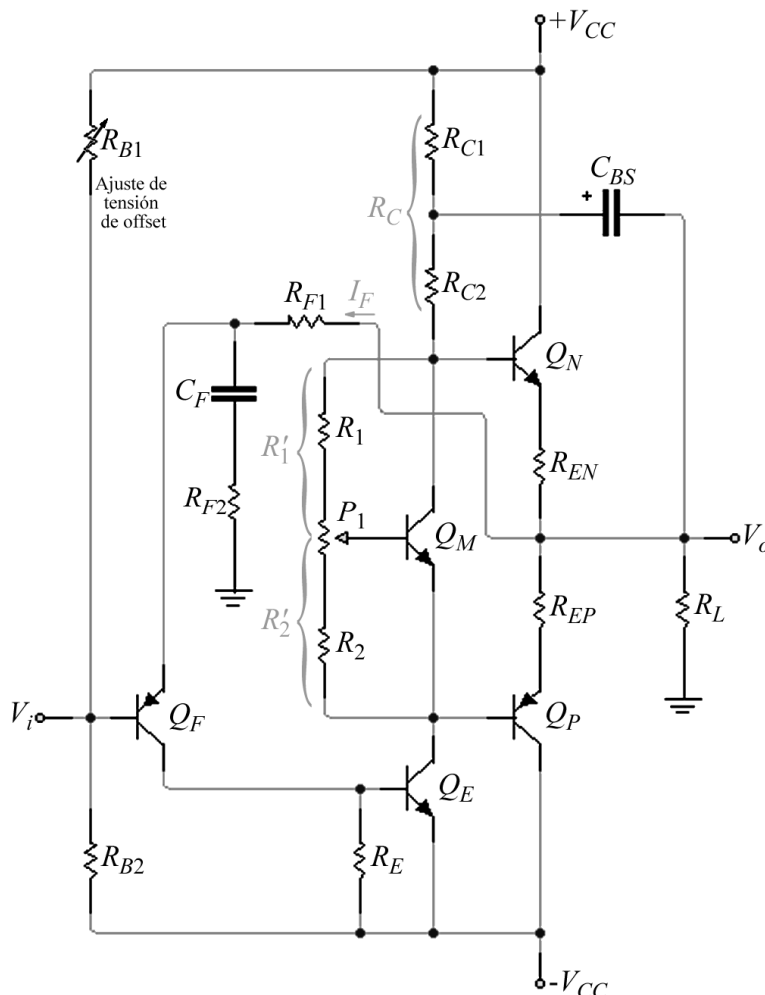


Figura 88 - Diseño completo de una etapa de salida clase AB

Los **datos** de partida del diseño serán, en general:

- Resistencia de carga  $R_L$
- Potencia promedio requerida en la carga  $P_L$
- Ganancia de tensión  $A_v$
- Ancho de banda, es decir frecuencias de corte  $f_L$  y  $f_H$ .

A continuación se describen los **pasos y criterios de diseño**.

### Diseño de la etapa de salida

A través de los datos podemos calcular la corriente y la tensión máximas en la carga

$$P_L = \left( \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \frac{I_{L\max}^2}{2} R_L \Rightarrow I_{L\max} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_L}{R_L}}$$

$$P_L = \left( \frac{V_{L\max}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{V_{L\max}^2}{2 \cdot R_L} \Rightarrow V_{L\max} = \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L}$$

### Selección de la fuente de alimentación

La potencia en la carga es:

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Despejando, obtenemos el valor teórico de la tensión de fuente:

$$V_{CC\text{teor}} = \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L} = V_{L\text{max}}$$

Con esto, la tensión de alimentación, suponiendo que la fuente tiene un porcentaje de regulación  $reg\%$ , y tomando un margen de seguridad de un 20% será:

$$V_{CC} = (V_{CC\text{teor}})(1 + reg\% + 20\%)$$

### Selección de los transistores QN y QP

$$I_{C\text{max}} > I_{L\text{max}} + \Delta I \quad \text{donde } \Delta I \text{ es un margen de seguridad.}$$

$$V_{CEO} > V_{L\text{max}} \quad (\text{peor caso, de un transistor totalmente cortado}).$$

$$P_{D\text{max}} > \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L}$$

### Elección de las resistencias de emisor de salida

Estas resistencias deben ser de bajo valor óhmico, para no aumentar la resistencia de salida del circuito ni las pérdidas. Permiten corregir alinealidades en los  $h_{FE}$  de los transistores de salida y producen estabilización térmica. Deben poder disipar potencia. Tomaremos como regla:

$$R_{EP} = R_{EN} < 1\Omega$$

La potencia que deben poder disipar como mínimo es:

$$P_{REP\text{max}} = P_{REN\text{max}} = \frac{I_{L\text{max}}^2}{2} R_{EN}$$

### Diseño de la etapa excitadora

La corriente máxima de señal en el colector de  $Q_E$  es:

$$I_{cQE\text{max}} = I_{BN\text{max}} = I_{BP\text{max}} \Rightarrow I_{cQE\text{max}} = \frac{I_{L\text{max}}}{h_{FE\text{min}}}$$

Como éste transistor funciona en Clase A, su polarización debe estar en el nivel de su corriente máxima de señal en el colector. Tomamos el 20% de más como margen para evitar el recorte de la señal. Entonces:

$$I_{CQE} = I_{cQE\text{max}} + 20\%$$

La potencia que disipa ese transistor se calcula a través de:

$$V_{CEQE} = V_{CC} - V_{BEQP} \Rightarrow P_{DQE\text{max}} = I_{CQE} \cdot V_{CEQE} \Rightarrow P_{DQE\text{max}} = I_{CQE} \cdot (V_{CC} - V_{BEQP})$$

### Selección del transistor QE

$$I_{C\text{max}} > 2 \cdot I_{CQE} \quad (\text{Clase A})$$

$$V_{CEO} > 2 \cdot V_{CEQE} \quad (\text{Clase A})$$

$$P_{D\text{max}} > P_{DQE\text{max}}$$

### Diseño de la configuración bootstrap

La corriente de reposo de los transistores de salida (necesaria para el funcionamiento en clase AB) debe ser mucho menor que la corriente máxima en la carga, pero debe asegurar la polarización de los mismos. Entonces:

$$I_{CQP} = I_{CQN} \ll I_{L\text{max}}$$

Se cumple que, como las corrientes de base de los transistores son similares y pequeñas:



$$I_{RC} = I_{CQE} + I_{BQN} - I_{BQP} \cong I_{CQE}$$

Además  $i_{RC \max} = I_{RC}$  (por trabajar  $Q_E$  en clase A), entonces tenemos que:

$$R_C = \frac{V_{CC} - I_{CQN} \cdot R_{EN} - V_{BEQN}}{I_{CQE}}$$

Y luego:

$$R_{C2} \geq \frac{I_{L\max} \cdot R_{EN}}{2 \cdot I_{CQE}} \text{ y } R_{C1} = R_C - R_{C2} \text{ siendo } R_{C1} \gg R_L$$

### Diseño del multiplicador de tensión base-emisor

Calculamos la tensión de polarización  $V_{BB}$  (tensión colector-emisor del transistor  $Q_M$ ), que debe polarizar las junturas base-emisor de los transistores de salida. Por ello:

$$V_{BB} = V_{BEQN} + I_{CQN} \cdot R_{EN} + I_{CQP} \cdot R_{EP} + V_{BEQP} \cong V_{BEQN} + V_{BEQP}$$

Como no maneja potencia, el transistor  $Q_M$  es un transistor común de señal.

Calcularemos la corriente de base necesaria para mantener a  $Q_M$  en la zona activa, porque sino no funcionará el multiplicador de  $V_{BE}$ . La corriente de colector de dicho transistor es igual a la  $I_{CQE}$ . Por ende, la corriente de base necesaria es:

$$I_{BM} = \frac{I_{CQE}}{h_{FE \min}}$$

La corriente que circula por las resistencias del multiplicador debe ser mucho mayor que  $I_{BM}$ , pero despreciable frente a la corriente de colector del transistor  $Q_M$ . Por ello, elegimos un valor de compromiso. Es decir:

$$I_{BM} \ll I_{R'1} \ll I_{CQE}$$

Con esto podemos despreciar la corriente de base de  $Q_M$ , y la resistencia  $R'_2$  será:

$$R'_2 = \frac{V_{BEQM}}{I_{R'1}}$$

Teniendo el valor de  $R'_2$ , a través de la fórmula del multiplicador:

$$V_{BB} = V_{BEQM} \left( 1 + \frac{R'_1}{R'_2} \right)$$

Obtenemos el valor de  $R'_1$  como

$$R'_1 = \frac{V_{BB} \cdot R'_2}{V_{BEQM}} - R'_2$$

Pero como esos valores son las resistencias sumadas al potenciómetro, y queremos variar esos valores para lograr la polarización adecuada, ponemos en su lugar valores más pequeños y un potenciómetro que compense las extracciones.

### Diseño del circuito de realimentación

Suponiendo el circuito en reposo, la corriente que realimentemos debe ser mucho menor que la corriente de reposo de los transistores de salida (para no afectar la polarización en clase AB). Tomaremos entonces:

$$I_F \ll I_{CQN}$$

Suponiendo despreciable la corriente de base de  $Q_E$ , toda la  $I_F$  circulará por  $R_E$ . Ésta circulación debe proporcionar como mínimo la tensión base-emisor para encender a  $Q_E$ . Por ello:

$$R_E = \frac{V_{BEQE}}{I_F}$$

Como  $Q_F$  trabaja en clase A, y su alimentación es tomada de una sola de las fuentes, su tensión de polarización colector-emisor será  $V_{CEQF} = V_{CC} / 2$ , entonces podemos calcular la resistencia de realimentación  $R_{F1}$  a partir de:

$$V_{CC} = I_F(R_E + R_{F1}) + V_{CEQF} \Rightarrow R_{F1} = \frac{V_{CC} - V_{CEQF}}{I_F} - R_E \Rightarrow R_{F1} = \frac{V_{CC}}{2I_F} - R_E$$

Como  $A_v = 1 + R_{F1}/R_{F2}$ , entonces la resistencia  $R_{F2}$  es

$$R_{F2} = \frac{R_{F1}}{A_v - 1}$$

### Cálculo del circuito de polarización de QF

$Q_F$  es un transistor de pequeña señal.

Elegimos un valor bajo para la corriente  $I_{RB}$  de la rama de polarización de  $Q_F$ , de tal manera que no signifique un consumo importante para la fuente.

Con esto, podemos despejar el valor de la resistencia variable  $R_{B1}$  en la entrada, de la fórmula de la tensión en la misma, despreciando la corriente de base de  $Q_F$ :

$$V_{RB1} = I_{RB} \cdot R_{RB1} = V_{BEQF} + I_F \cdot R_{F1} + I_{CQN} \cdot R_{EN} + V_{BEQN} + I_{RC} \cdot R_C \Rightarrow$$

$$R_{B1} = \frac{V_{BEQF} + I_F \cdot R_{F1} + I_{CQN} \cdot R_{EN} + V_{BEQN} + I_{CQE} \cdot R_C}{I_{RB}}$$

Con esto, la resistencia  $R_{B2}$  se puede despejar de:

$$I_{RB} \cdot R_{B2} = 2 \cdot V_{CC} - I_{RB} \cdot R_{B1} \Rightarrow R_{B2} = \frac{2 \cdot V_{CC}}{I_{RB}} - R_{B1}$$

### Cálculo de respuesta en frecuencia: diseño de capacitores

Imponemos un valor muy alto de capacidad para  $C_{BS}$ , de tal manera de introducir un polo no dominante en altas frecuencias.

Haremos que el capacitor que determine el polo dominante en bajas frecuencias sea  $C_F$ , ya que la resistencia vista por  $C_{BS}$  es un tanto incierta. Al calcular la resistencia vista por éste capacitor para la constante de tiempo de cortocircuito encontramos:

$$R_{FSC} \cong R_{F1} + R_{F2} + R_L$$

debido a que el resto de resistencias están en paralelo y son de muy alto valor. Entonces, la frecuencia de corte será:

$$\omega_L = \frac{1}{R_{FSC} \cdot C_F}$$

Con lo cual

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_{FSC}}$$

Los requerimientos de alta frecuencia deberán cumplirse con las capacidades internas de los transistores elegidos.

## **UNIDAD VII: ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741**

### El circuito del amplificador operacional 741

Analizaremos el circuito del amplificador operacional de uso general más difundido: el 741. El circuito interno completo de este dispositivo se muestra en la Figura 89.

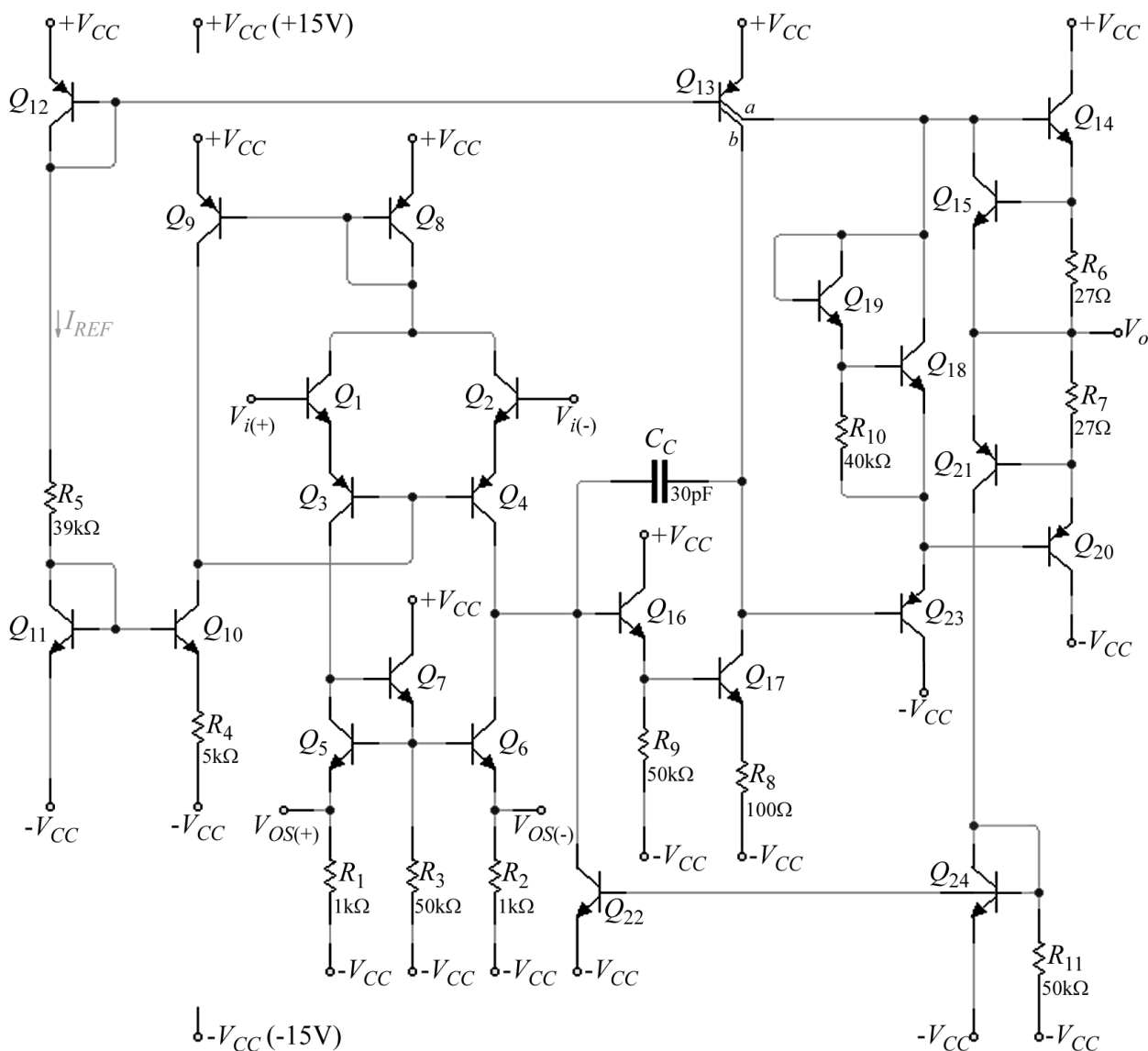


Figura 89 - Circuito completo del amplificador operacional 741

### Análisis cualitativo

El circuito 741 consta de tres etapas amplificadoras: una etapa diferencial de entrada, una etapa intermedia de alta ganancia, asimétrica, y una etapa separadora de salida. Haremos un análisis cualitativo de las partes identificables del circuito del 741, para comprender a grandes rasgos el funcionamiento.

#### Fuente de alimentación

El 741 requiere una fuente de alimentación partida. Normalmente  $\pm V_{CC} = \pm 15V$ , pero puede funcionar con tensiones más bajas, hasta  $\pm V_{CC} = \pm 5V$ , debido a que la polarización interna se realiza por fuentes de corriente. Ningún terminal del circuito está conectado a tierra (terminal común de las dos fuentes).

#### Circuito de polarización

La corriente de polarización de referencia  $I_{REF}$  es generada en la rama compuesta por los transistores  $Q_{11}$  y  $Q_{12}$  funcionando como diodos y la resistencia  $R_5$ . Utilizando el espejo de corriente de Widlar formado por  $Q_{11}$ ,  $Q_{10}$  y  $R_4$ , se genera en el colector de  $Q_{10}$  la corriente de polarización para la primera etapa. Otro espejo de corriente, formado por  $Q_8$  y  $Q_9$  forma parte también de la polarización de esta etapa.

La corriente  $I_{REF}$  se utiliza para, mediante el espejo de corriente formado por  $Q_{12}$  y  $Q_{13}$ , producir dos corrientes proporcionales en los colectores  $a$  y  $b$  del transistor PNP lateral multicolector  $Q_{13}$ . La corriente del colector  $a$  polariza la etapa de salida, y la del colector  $b$  polariza la segunda etapa.  $Q_{18}$  y  $Q_{19}$  también forman parte del proceso de polarización. Su propósito es establecer dos caídas  $V_{BE}$  entre las bases de los transistores de salida  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$ .

### Circuito de protección contra cortocircuitos

La red de protección contra cortocircuitos está formada por  $R_6$ ,  $R_7$ ,  $Q_{15}$ ,  $Q_{21}$ ,  $Q_{24}$ ,  $R_{11}$  y  $Q_{22}$ . Estos transistores están normalmente abiertos, y sólo conducen en caso de que el usuario intente tomar una corriente elevada en el terminal de salida del operacional.

### Etapas de entrada

La etapa de entrada está formada por los transistores del  $Q_1$  al  $Q_7$ , con la polarización realizada por  $Q_8$ ,  $Q_9$  y  $Q_{10}$ . Los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  actúan como seguidores de emisor, haciendo que la resistencia de entrada sea alta y entregue la señal diferencial de entrada al amplificador diferencial de base común formado por  $Q_3$  y  $Q_4$ .

Los transistores  $Q_5$ ,  $Q_6$  y  $Q_7$ , así como los resistores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  forman el circuito de carga de la etapa de entrada. Este circuito de carga no sólo produce una carga de alta resistencia, sino que también convierte la señal de diferencial a forma asimétrica sin pérdida de ganancia o rechazo de modo común. La salida de la etapa de entrada se toma asimétrica en el colector de  $Q_6$ .

El desplazamiento de nivel se realiza en la primera etapa usando dos transistores PNP laterales  $Q_3$  y  $Q_4$ . Aún cuando éstos tienen una deficiente respuesta en frecuencia, su uso en base común contrarresta ésta desventaja. Además el uso de estos transistores en la primera etapa tiene otra ventaja: protección de  $Q_1$  y  $Q_2$  contra la ruptura de la unión base-emisor. Los transistores PNP laterales tienen voltajes de ruptura base-emisor mucho más altos que los NPN.

### Segunda etapa

Está compuesta por  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$ ,  $Q_{13b}$  y los dos resistores  $R_8$  y  $R_9$ . El transistor  $Q_{16}$  actúa como seguidor de emisor, dando así a la segunda etapa una elevada resistencia de entrada.  $Q_{17}$  opera como amplificador de emisor común con un resistor de  $100\Omega$  en el emisor. Su carga está compuesta por la alta resistencia de salida del transistor  $Q_{13b}$  en paralelo con la resistencia de entrada de la etapa de salida.

La salida de la segunda etapa se toma en el colector de  $Q_{17}$ . El condensador  $C_C$  se conecta en la trayectoria de retroalimentación de la segunda etapa para obtener compensación de frecuencia usando la técnica de compensación de Miller.

### Etapas de salida

El operacional 741 utiliza una eficiente etapa de salida clase AB. Consta del par complementario  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$ . Los transistores  $Q_{18}$  y  $Q_{19}$  son alimentados por la fuente de corriente de  $Q_{13a}$ , y polarizan a  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$ . El transistor  $Q_{23}$  actúa como seguidor de emisor, reduciendo al mínimo el efecto de carga de la etapa de salida en la segunda etapa.

### Análisis estático del 741

Para el análisis estático de un circuito operacional, los terminales de entrada se conectan a masa ( $V_{i(+)} = V_{i(-)} = 0$ ). En la práctica, si dejamos al operacional en lazo abierto, la alta ganancia combinada con los defectos de CD hará que la salida se sature al valor de una de las fuentes de alimentación. Para superar esto, se supondrá que el operacional tiene una realimentación negativa que estabiliza el voltaje de continua de salida a  $0V$ .

### Circuito de polarización de entrada

La corriente de polarización de referencia  $I_{REF}$ , que es la base de toda la polarización del dispositivo, se calcula como:

$$I_{REF} = \frac{2.V_{CC} - V_{BE12} - V_{BE11}}{R_5} \quad (I_{REF} = 0,73\text{mA})$$

La corriente  $I_{C10}$  será el reflejo de la  $I_{REF}$  producido por la fuente de corriente de Widlar formada por  $Q_{11}$ ,  $Q_{10}$  y  $R_4$ . Por lo tanto, la ecuación a resolver será:

$$V_{BE11} - V_{BE10} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_{C10}}\right) = I_{C10} \cdot R_4$$

Resolviendo numéricamente, obtenemos  $I_{C10} = 19\mu A$ .

La Figura 90 muestra la etapa diferencial de entrada del 741.

Allí, la corriente  $I_{C10}$  se muestra en la parte inferior. Vemos que ésta viene de un nodo, y se compone de dos partes.

Comenzaremos llamando  $I$  a la corriente que circula por el colector de  $Q_1$ , y que por simetría será igual a la del colector de  $Q_2$ . La corriente del colector de  $Q_9$  se obtiene aplicando la relación del espejo de corriente convencional:

$$I_{C9} = \frac{I_{C8}}{1 + 2/\beta_p}$$

Luego, según el gráfico, encontramos la relación entre ésta corriente y la  $I_{C10}$ , si  $\beta_p \gg 1$ , como:

$$\boxed{2.I \cong I_{C10}} \quad (I = 9,5\mu A)$$

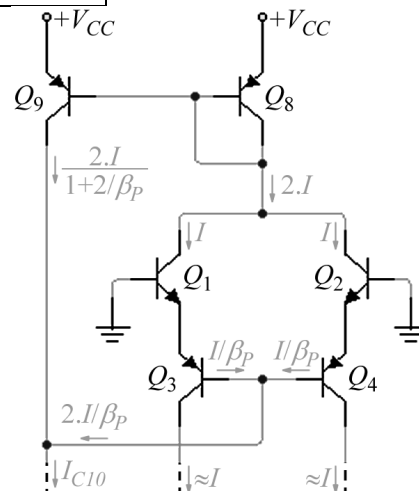
Este circuito contiene **realimentación negativa** que estabiliza el valor de  $I$ . En efecto, como  $I_{C10}$  es constante, un aumento en  $I$ , supondrá una disminución en la corriente de base, que lo compensará.

En la Figura 91 se muestra el circuito de carga de la etapa diferencial de entrada. Si despreciamos la corriente de base de los transistores  $Q_7$  y  $Q_{16}$ , la corriente de colector de  $Q_5$  y

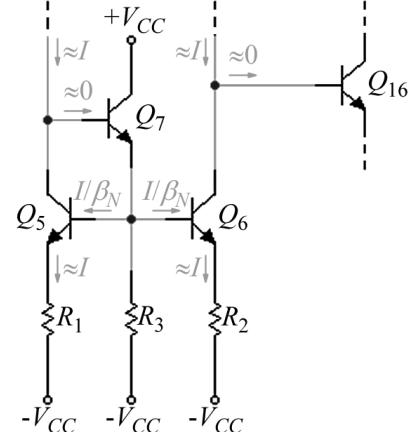
$Q_6$  será:  $I_{C5} = I_{C6} \cong I$

La corriente de colector de  $Q_7$  se puede calcular entonces como:

$$I_{C7} \cong I_{E7} = \frac{2I}{\beta_N} + \frac{V_{BE6} + I.R_2}{R_3} \quad (I_{C7} = 10,5\mu A)$$



**Figura 90 - Polarización de la etapa diferencial de entrada en el 741**



**Figura 91 - Polarización del circuito de carga de la etapa de entrada del 741**

## Corrientes de polarización y de offset

De la Figura 90 vemos que la corriente de polarización que tomará de las entradas el circuito será:

$$I_B = \frac{I}{\beta_N} \quad (I_B = 47,5 \text{ nA})$$

La corriente de offset de entrada aparecerá debido a las posibles desigualdades en los valores de  $\beta_N$  para  $Q_1$  y  $Q_2$ .

### Tensión de offset de entrada

La tensión de offset de entrada en el 741 se debe a desigualdades entre  $Q_1$  y  $Q_2$ , entre  $Q_3$  y  $Q_4$ , entre  $Q_5$  y  $Q_6$ , y entre  $R_1$  y  $R_2$ . Para compensar ésta tensión de offset, entre los

terminales  $V_{OS(+)}$  y  $V_{OS(-)}$  se coloca externamente un potenciómetro con el cursor a  $-V_{CC}$ , de tal manera de corregir los valores de las tensiones en esos puntos.

### Polarización de la segunda etapa

En el transistor multicolector  $Q_{13}$ , las salidas tienen corrientes con distintas proporcionalidades, debido a que los colectores se construyen con áreas diferentes. El colector  $a$  manejará el 25% de la corriente de colector de  $Q_{12}$ , mientras que el colector  $b$  manejará el 75% restante.

Si despreciamos la corriente de base de  $Q_{23}$  entonces vemos que la corriente de colector de  $Q_{17}$  es aproximadamente igual a la corriente alimentada por el espejo de corriente de  $Q_{13b}$ . La corriente de éste colector será:

$$I_{C13b} \cong 0,75 \cdot I_{REF} \quad (I_{C13b} = 550\mu A)$$

Entonces  $I_{C17} \cong 550\mu A$ . La tensión base-emisor de  $Q_{17}$  será (con  $I_S = 10^{-14} A$ ):

$$V_{BE17} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C17}}{I_S} \quad (V_{BE17} = 618mV)$$

Con ello la corriente de colector de  $Q_{16}$  se determina como:

$$I_{C16} \cong I_{E16} = I_{B17} + \frac{I_{E17} \cdot R_8 + V_{BE17}}{R_9} \quad (I_{C16} = 16,2\mu A)$$

Éste valor bajo concuerda con el hecho de que despreciáramos la corriente de base en el apartado anterior.

### Polarización de la etapa de salida

En la Figura 92 se muestra la etapa de salida con el circuito de protección contra cortocircuitos omitido. La fuente de corriente de  $Q_{13a}$  entrega una corriente de  $0,25 \cdot I_{REF}$  a la red compuesta de  $Q_{18}$ ,  $Q_{19}$  y  $R_{10}$ . Si despreciamos las corrientes de base de  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$ , la corriente de colector de  $Q_{23}$  será también:

$$I_{C23} \cong 0,25 \cdot I_{REF} \quad (I_{C23} = 180\mu A)$$

Si suponemos que  $V_{BE18} \cong 0,6V$ , entonces la corriente en  $R_{10}$  es

$$I_{R10} = \frac{V_{BE18}}{R_{10}} \quad (I_{R10} = 15\mu A)$$

Y la corriente en el colector de  $Q_{18}$  es

$$I_{C18} \cong I_{E18} = I_{C23} - I_{R10} \quad (I_{C18} = 165\mu A)$$

Con esa corriente, la verdadera  $V_{BE18} = 588mV$ , valor muy cercano al supuesto.

La corriente en el colector de  $Q_{19}$  es

$$I_{C19} = \frac{I_{C18}}{\beta_N} + I_{R10} \quad (I_{C19} = 15,8\mu A)$$

Con esa corriente, la caída de tensión  $V_{BE19} = 530mV$ , con lo cual la tensión de polarización entre las bases de  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$  es:

$$V_{BB} = V_{BE18} + V_{BE19} \quad (V_{BB} = 1,118V)$$

Con ésta tensión es posible calcular las corrientes de colector de los transistores de salida, mediante la fórmula:

$$V_{BB} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C14}}{I_{S14}} + V_T \cdot \ln \frac{I_{C20}}{I_{S20}}$$

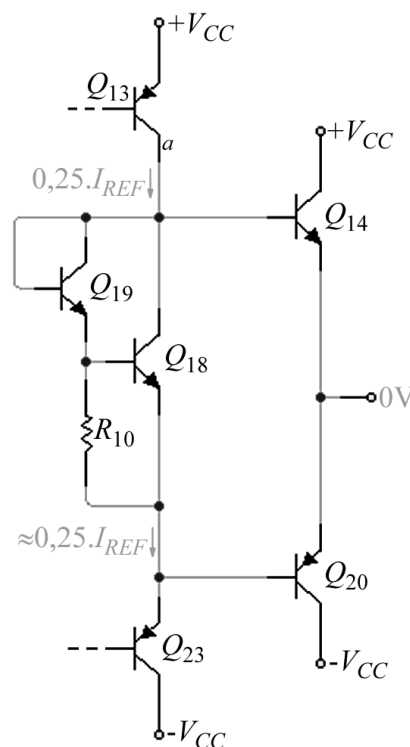


Figura 92 - Polarización de la etapa de salida del 741

Como  $I_{S14} = I_{S20} = 3 \cdot 10^{-14} \text{ A}$ , las suponemos iguales, y resolviendo nos dan un valor de  $I_{C14} = I_{C20} = 154 \mu\text{A}$ .

### Análisis dinámico a pequeña señal del 741

#### Etapa de entrada

En la Figura 93 se muestra el modelo a pequeña señal de la etapa diferencial de entrada del 741. Los colectores de  $Q_1$  y  $Q_2$  se derivan a masa para señal por estar conectados a  $+V_{CC}$ . En cambio, las bases de  $Q_3$  y  $Q_4$  ven un circuito abierto en señal, ya que en continua están conectadas a una fuente de corriente. La señal diferencial  $v_i$  aparece aplicada a cuatro resistencias de emisor  $r_e$ , por lo que

$$i_e = \frac{v_i}{4 \cdot r_e}$$

Las corrientes en los colectores de  $Q_3$  y  $Q_4$ , que alimentan a la carga, serán complementarias y de valor  $\alpha \cdot i_e$ .

Sabiendo que  $r_e = V_T / I$ , la resistencia diferencial de entrada  $R_{id}$  se puede calcular como:

$$R_{id} = 4 \cdot (\beta_N + 1) \cdot r_e \quad (R_{id} = 2,1 \text{ M}\Omega)$$

En la Figura 94 se muestra el circuito de carga alimentado por el par complementario de señales de corriente calculadas anteriormente. Si despreciamos la corriente de señal en la base de  $Q_7$ , la corriente en el colector de  $Q_5$  es igual a la corriente de entrada  $\alpha \cdot i_e$ . Ahora, como  $Q_5$  y  $Q_6$  son idénticos y sus bases están unidas, configuran un **espejo de corriente**, que fuerza a que por el colector de  $Q_6$  circule la misma corriente y en la misma dirección que en  $Q_5$ .

Si analizamos el nodo de salida de ésta etapa, vemos que la corriente de salida  $i_{ol}$  está dada por

$$i_{ol} = 2 \cdot \alpha \cdot i_e$$

Éste resultado nos dice que **la conversión de señal diferencial a asimétrica se realiza sin pérdida de ganancia**.

Combinando ecuaciones, obtenemos la transconductancia de la etapa:

$$G_{m1} = \frac{i_{ol}}{v_i} = \frac{\alpha}{2 \cdot r_e} \quad (G_{m1} = 190,11 \mu\text{A/V})$$

Para completar el modelo, debemos encontrar la resistencia de salida  $R_{ol}$  de la etapa. Vemos que ésta se compone por la resistencia vista hacia el colector de  $Q_4$ , en paralelo con la vista hacia el colector de  $Q_6$ . El valor obtenido será de  $R_{ol} = 6,7 \text{ M}\Omega$ .

Con esto, el circuito equivalente de la etapa de entrada queda como muestra la Figura 95.

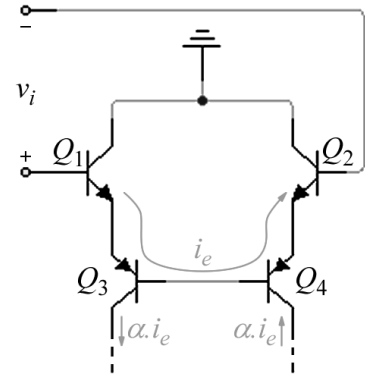


Figura 93 - Análisis dinámico de la etapa diferencial de entrada del 741

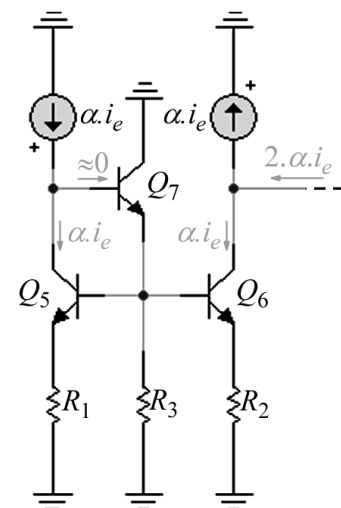


Figura 94 - Análisis dinámico del circuito de carga de la etapa de entrada del 741

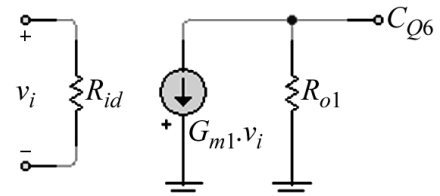


Figura 95 - Circuito equivalente para señal de la etapa de entrada del 741

## Segunda etapa

En la Figura 96 se presenta el circuito de la segunda etapa preparado para el análisis dinámico, así como el circuito equivalente que quedará al final.

La resistencia de entrada de ésta etapa es:

$$R_{i2} = (\beta_{16} + 1) [r_{e16} + R_9 // [(\beta_{17} + 1) (r_{e17} + R_8)]]$$

$$(R_{i2} \cong 4M\Omega)$$

La transconductancia  $G_{m2}$  es la razón entre la corriente de salida de cortocircuito y la tensión de entrada. Al cortocircuitar la salida, vemos que la corriente de salida se hace igual a la corriente de señal en el colector de

$Q_{17}$ , es decir  $i_{oCC} = i_{c17}$ . Con esto, la transconductancia quedará  $G_{m2} = 6,5 \text{ mA/V}^{\text{XIII}}$ .

La resistencia de salida  $R_{o2}$  está dada por:

$$R_{o2} = R_{o13b} // R_{o17}$$

y tendrá un valor de  $R_{o2} = 81k\Omega$ .

Para fines prácticos que nos permitirán simplificar el análisis posterior, en la salida del circuito equivalente mostrado en la parte inferior de la Figura 96 deberemos aplicar el teorema de Thévenin, para convertir dicha salida en una fuente de tensión con una resistencia en serie.

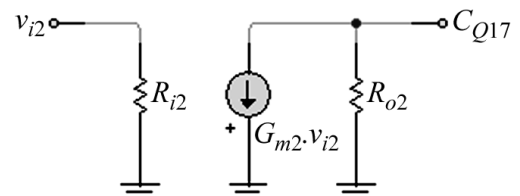
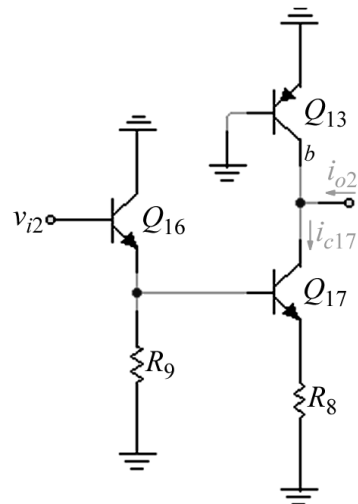


Figura 96 - Análisis dinámico de la segunda etapa del 741 y circuito equivalente

## Etapa de salida

El límite superior de la tensión de salida estará dispuesto por la saturación del transistor  $Q_{13a}$ .

$$V_{o \max} = V_{CC} - V_{CEsat} - V_{BE14} \quad (V_{o \max} \cong V_{CC} - 1V)$$

El límite inferior está dado por la saturación de  $Q_{17}$

(despreciando la caída de tensión en  $R_8$ ).

$$V_{o \min} = -V_{CC} + V_{CEsat} + V_{BE23} + V_{BE20}$$

$$(V_{o \min} \cong -V_{CC} + 1,5V)$$

La etapa de salida, adaptada para el análisis dinámico, y sin el circuito de protección se muestra en la Figura 97. Vemos que uno de los transistores de salida (el NPN) no se muestra, debido a que el funcionamiento es en clase AB, y por lo tanto siempre conduce uno solo de los transistores.

La resistencia de entrada  $R_{i3}$  es mucho mayor que  $R_{o2}$ , por lo que el efecto de carga de la etapa de salida sobre la segunda etapa es despreciable. La ganancia de voltaje a circuito abierto  $\mu$  de ésta etapa es prácticamente unitaria. La resistencia de salida  $R_o$  será la  $R_{o23}$  reflejada a través del emisor de  $Q_{20}$ , más la resistencia de protección de  $27\Omega$ . Entonces:

$$R_o = \frac{\frac{R_{o2}}{\beta_{23} + 1} + r_{e23}}{\beta_{20} + 1} + r_{e20} + 27\Omega \quad (R_o = 75\Omega)$$

La resistencia de salida es típicamente baja, y **depende de la corriente de salida**.

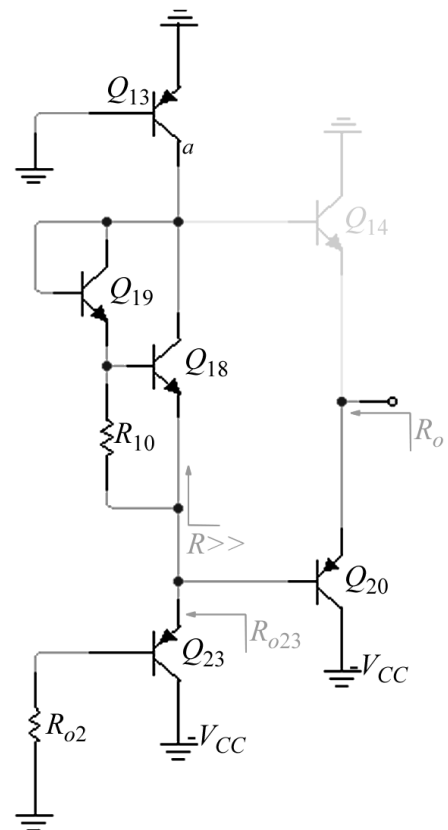


Figura 97 - Polarización de la etapa de salida del 741

<sup>XIII</sup> Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 828.



## Protección contra cortocircuitos a la salida

Si la corriente de emisor de  $Q_{14}$  excede los 20mA la caída de voltaje en  $R_6$  supera los 540mV, que hacen que  $Q_{15}$  conduzca. El colector de éste transistor toma entonces parte de la corriente alimentada por  $Q_{13a}$  y reduce así la corriente de base de  $Q_{14}$ . Esto limita la corriente máxima que puede alimentar el operacional a 20mA.

La limitación máxima que el circuito puede disipar, y de aquí la corriente que pasa por  $Q_{20}$ , es realizada por un mecanismo semejante, pero la corriente se limita desde la base de  $Q_{16}$ .

## Análisis de ganancia del 741

La ganancia total a pequeña señal se puede hallar fácilmente de la cascada de los circuitos equivalentes deducidos en las secciones anteriores para las tres etapas del 741. La Figura 98 muestra el circuito equivalente completo.

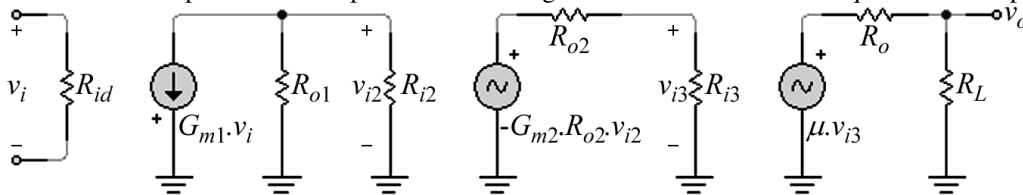


Figura 98 - Circuito equivalente completo para el análisis de ganancia del 741

La ganancia total depende de la carga (la especificación del 741 está dada para  $R_L = 2k\Omega$ ) y queda como:

$$A_v = G_{m1} \cdot G_{m2} \cdot \mu \cdot (R_{o1} // R_{i2}) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (A_v = 243147 = 107,7\text{dB})$$

## Análisis de respuesta en frecuencia del 741

Como se ve en la Figura 89, un capacitor de 30pF se conecta en la trayectoria de realimentación negativa de la segunda etapa. Haremos una estimación aproximada de la frecuencia del polo dominante.

Utilizando el Teorema de Miller encontramos que:

$$C_{Ci} = C_C (1 + |A_2|)$$

Donde, de la Figura 98 podemos hallar la ganancia de tensión de la segunda etapa como:

$$A_2 = -G_{m2} \cdot R_{o2} \cdot \frac{R_{i3}}{R_{i3} + R_{o2}} \quad (A_2 = -515)$$

Esto da como resultado que el capacitor reflejado en la entrada de la segunda etapa tenga un valor de  $C_{Ci} = 15,48\text{nF}$ . Como ésta capacidad es sumamente grande, despreciamos el resto de las capacidades parásitas.

La resistencia total vista por ese capacitor es:

$$R_{Ci} = R_{o1} // R_{i2} \quad (R_{Ci} = 2,5\text{M}\Omega)$$

Entonces la frecuencia del polo dominante es:

$$f_P = \frac{1}{2\pi \cdot C_{Ci} \cdot R_{Ci}} \quad (f_P = 4,1\text{Hz})$$

Y gracias al efecto de división de polo, el resto de los polos no dominantes se van a frecuencias mucho más altas. El ancho de banda de ganancia unitaria se puede calcular como

$$GB = f_t = A_0 \cdot f_{3\text{dB}} \quad (f_t \cong 1\text{MHz})$$

## Análisis de rapidez de respuesta

Analizaremos el origen de la rapidez de respuesta del 741. El análisis se hará aplicando un lazo de realimentación negativa total (circuito seguidor) e introduciendo en la entrada un escalón de tensión considerable. Como la etapa de entrada queda así sobreexcitada, el modelo a pequeña señal ya no se aplica más. Se puede observar que para éste caso, los transistores  $Q_1$  y  $Q_3$  manejarán toda la corriente disponible de polarización ( $2I$ ), mientras que  $Q_2$  y

$Q_4$  estarán cortados. El espejo de corriente de la etapa de carga hará que por  $Q_6$  circule esta corriente de  $2I$ .

Utilizaremos entonces un modelo para éste circuito, que representa sus efectos y que nos deja ver las principales causas de éste fenómeno. Éste se muestra en la Figura 99.

Vemos que la segunda etapa representa un integrador ideal. Se ha omitido la primera etapa, y se ha puesto un generador de corriente representando la corriente de colector de  $Q_6$ . La respuesta de éste circuito a la salida es una rampa representada por la ecuación:

$$v_o(t) = \frac{2.I}{C_C} t$$

Así, la rapidez de respuesta (pendiente de la rampa) es:

$$SR = \frac{2.I}{C_C} \quad (SR = 0,63 \text{ V}/\mu\text{s})$$

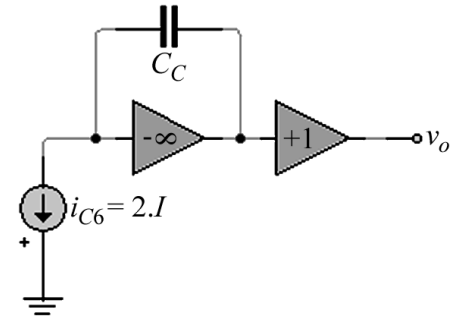


Figura 99 - Circuito equivalente para el análisis de rapidez de respuesta del 741

### Relación entre rapidez de respuesta y ancho de banda de ganancia unitaria

Existirá una relación entre  $SR$  y  $f_t$ , que estará dado por la ecuación:

$$f_t = \frac{SR}{8.\pi.V_T} \quad \text{XIV}$$

donde  $V_T = 25\text{mV}$ .

## UNIDAD VIII: FUENTES DE ALIMENTACIÓN

### Fuentes lineales: fuentes reguladas serie

#### Introducción

Las fuentes lineales sólo pueden reducir un voltaje de entrada para producir un voltaje menor de salida. Esto es debido a que se opera un dispositivo activo en su región de operación lineal: el manejo de la unidad de control es cambiado proporcionalmente para mantener el voltaje requerido en la salida. Operar de éste modo significa que siempre hay una caída de tensión entre la entrada y la salida. Consecuentemente el regulador disipa una cantidad considerable de potencia. Ésta pérdida causa que el regulador lineal sólo presente un 35% a 65% de eficiencia. Sin embargo los reguladores lineales son rentables en aplicaciones de reducción.

El diseño de un regulador lineal es simple y barato, requiriendo pocos componentes externos. Un diseño lineal es silencioso ya que no hay ruido de conmutación a alta frecuencia.

Un regulador de voltaje proporciona una **tensión constante a cargas específicas** dentro de un **rango limitado de voltajes de entrada**. La regulación se lleva a cabo comparando una muestra del voltaje de salida con una referencia. Cualquier error presente es amplificado y utilizado para corregir en un elemento de control.

Existen dos tipos principales de reguladores:

- **Reguladores serie:** el elemento de control está en serie con la carga, por lo cual éste debe siempre soportar la corriente entregada, pero su tensión en bornes en operación normal es mucho menor que la de la carga.
- **Regulador paralelo:** el elemento de control está en paralelo con la carga, por lo cual éste debe siempre soportar la tensión aplicada a la carga, pero su corriente es en general mucho menor que la de carga. Por necesitarse una resistencia serie que disipa mucha potencia, su rendimiento es bajo.

Por lo indicado anteriormente, nos ocuparemos sólo del regulador serie.

#### Diagrama en bloques

En la Figura 100 se muestra el diagrama en bloques general a seguir para construir un regulador de voltaje serie.

La tensión de salida se muestrea, y se compara con una tensión de referencia. Si la primera es distinta a la segunda, ésta diferencia se amplifica y se utiliza para corregir la tensión en la carga, mediante el elemento de control. El prerregulador hace una regulación previa de la entrada para aplicarla en el elemento de control.

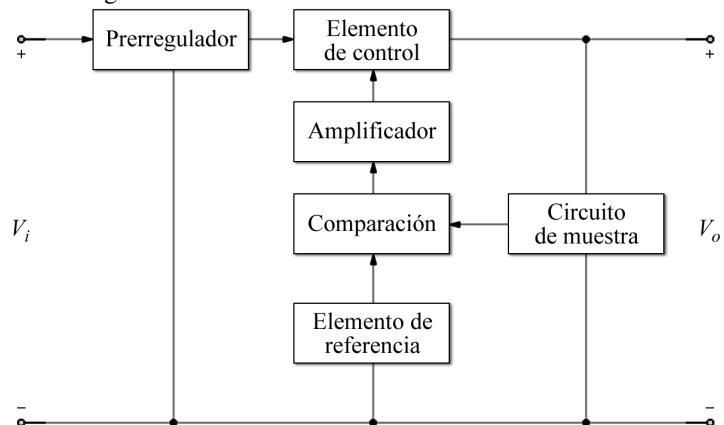


Figura 100 - Diagrama en bloques de una fuente regulada serie

XIV Ver demostración en Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press. Pág. 839

## Etapas

Analizaremos en detalle cada una de las etapas que componen a la fuente regulada serie.

### Etapas de muestreo

La muestra normalmente se toma de un divisor de tensión en paralelo con la salida regulada, como se muestra en la Figura 101. Éste divisor de tensión se conforma por un potenciómetro, cuyo cursor es la salida de la etapa de muestreo, y de dos resistencias que permiten establecer límites en la variación del potenciómetro, para proteger al regulador ante variaciones extremas del mismo.

Suponemos que las resistencias y el potenciómetro están a la misma temperatura, y tienen el mismo coeficiente de variación térmica, para que la muestra sea estable térmicamente.

La tensión muestreada será:

$$V_M = V_o \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2}$$

Siendo  $R'_1$  y  $R'_2$  las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  con su parte del potenciómetro sumada. Los valores de las resistencias se eligen para que se perturbe lo menos posible a la carga, es decir que la corriente que pase por ellas debe ser mucho menor que la corriente de salida de la fuente.

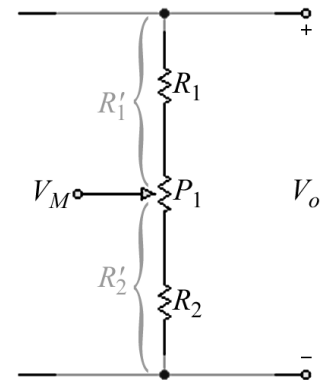


Figura 101 - Etapa de muestreo de una fuente regulada serie

### Etapas de referencia

Como tensión de referencia se utiliza la tensión de un **diodo zener**, ya que la misma es relativamente constante dentro de un amplio rango de variación de su corriente inversa.

Los diodos zener de baja tensión inversa (menor que 5V o 6V aproximadamente) tienen un coeficiente de temperatura negativo. A medida que aumenta el valor de esta tensión, los zener comienzan a aumentar su coeficiente, llega un punto en que se vuelve positivo, y sigue creciendo. Las curvas de la parte izquierda de la Figura 102 muestran el coeficiente térmico  $\Delta V_Z / \Delta T$  respecto a la tensión inversa  $V_Z$  de cada zener, y como parámetro a la corriente inversa  $I_Z$ . Las de la derecha muestran la resistencia dinámica  $R_{Zac}$  del zener, respecto de su tensión  $V_Z$ , teniendo también como parámetro a la corriente inversa  $I_Z$ .

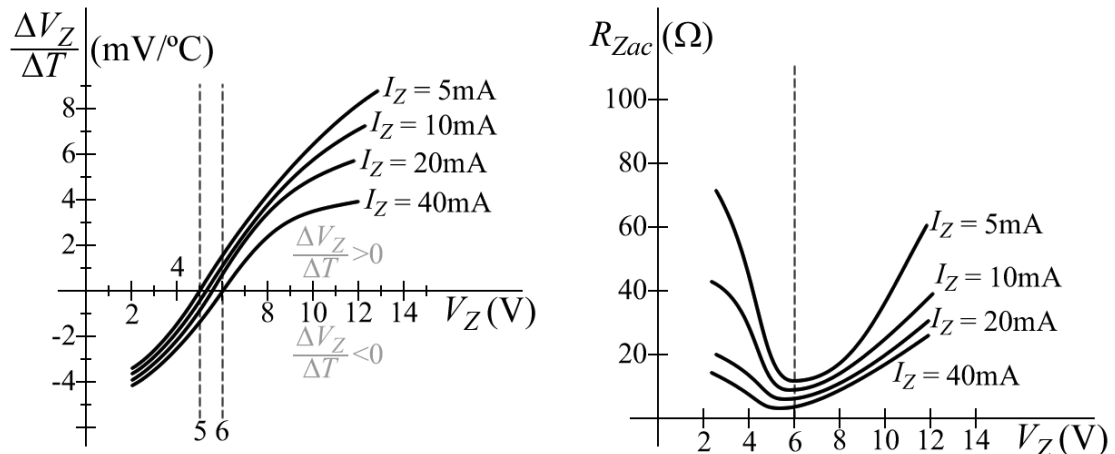


Figura 102 - Parámetros de los diodos zener

La resistencia de continua del zener será:

$$R_{Zdc} = R_{Zac} + \frac{\Delta V_Z}{\Delta T} \cdot V_Z \cdot \theta_Z$$

donde  $\theta_Z$  es la resistencia térmica del zener. Como vemos, las unidades concuerdan en  $\Omega$ .

Si se necesita una alta tensión de referencia, se prefiere una combinación serie de diodos zener de bajo voltaje antes que uno de alto voltaje, ya que la primera opción presentará menor coeficiente térmico y menor resistencia dinámica que la segunda.

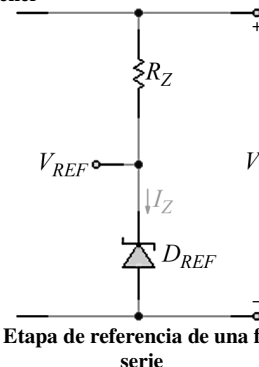


Figura 103 - Etapa de referencia de una fuente regulada serie

Deberá suministrarse una corriente constante al zener para obtener una referencia estable. El cambio de la tensión de referencia es menor mientras menor sea la resistencia del zener, y mientras más constante sea la corriente. Como la tensión de salida será constante, con sólo una resistencia (hasta ahora) tendremos una corriente constante. Esto se muestra en la Figura 103.

### Etapa de comparación y etapa de amplificación

Esta toma la tensión muestreada, la compara con la tensión de referencia y produce una señal que es proporcional a la diferencia. Se puede emplear para realizarla una etapa en emisor común (que ya proporciona la etapa de amplificación también) o un amplificador diferencial con acoplamiento de emisor (el cual necesitará de la otra para amplificar corriente). La elección depende del grado de regulación y de la estabilidad térmica requerida.

#### Comparación y amplificación mediante una etapa de emisor común

Se implementa con la simple colocación de un transistor en emisor común, al cual se le coloca la tensión de referencia  $V_{REF}$  en el emisor y la tensión de muestra  $V_M$  en la base.

La salida de corriente tomada por el colector del

mismo es la corriente de control  $I_C$  (diferencia amplificada), que permitirá corregir en el elemento de control las variaciones en la salida.

El divisor de tensión de muestreo se ajusta para acoplar el voltaje de referencia a la tensión específica de salida. Además, la corriente que el potenciómetro brinda a la base del transistor debe mantenerse mucho más pequeña que la corriente que circula a través del divisor, para que el voltaje de muestra no varíe con ésta circulación. Además, la corriente que circule por  $R_Z$  debe ser mucho mayor que la corriente de emisor del transistor  $Q_C$ , para que la corriente de zener se mantenga casi constante. En la Figura 104 se muestra ésta configuración.

Si la tensión de salida tiende a aumentar, la diferencia entre la tensión muestreada y la de referencia, que aparecerá aplicada entre base y emisor de  $Q_C$ , provocará la circulación de una  $I_C$  mayor, lo que disminuirá la corriente del elemento de control y el voltaje de salida será corregido.

El capacitor  $C_F$  evita oscilaciones de alta frecuencia, ya que envía a masa (por efecto Miller) toda señal alterna presente.

Respecto a **consideraciones térmicas**, el zener se elige para que compense las variaciones térmicas de  $V_{BEQC}$ . Como ésta última tiene coeficiente térmico negativo, la  $V_Z$  deberá tener coeficiente positivo, para que la suma se mantenga constante térmicamente. Para tal fin, se eligen zener con  $V_Z > 6V$ . La tensión del zener, junto con su corriente pasando por  $R_Z$  limitan la tensión mínima posible de salida.

El transistor  $Q_C$  se elige con alta ganancia (alto  $h_{FE}$ ) para que acuse las variaciones de la tensión de salida, por más mínimas que sean, sin perturbar dicha tensión.

Respecto a **consideraciones térmicas**, el zener se elige para que compense las variaciones térmicas de  $V_{BEQC}$ . Como ésta última tiene coeficiente térmico negativo, la  $V_Z$  deberá tener coeficiente positivo, para que la suma se mantenga constante térmicamente. Para tal fin, se eligen zener con  $V_Z > 6V$ . La tensión del zener, junto con su corriente pasando por  $R_Z$  limitan la tensión mínima posible de salida.

El transistor  $Q_C$  se elige con alta ganancia (alto  $h_{FE}$ ) para que acuse las variaciones de la tensión de salida, por más mínimas que sean, sin perturbar dicha tensión.

#### Comparación mediante una etapa diferencial

Un amplificador diferencial con acoplamiento de emisor es ideal como elemento de comparación si el regulador debe operar en un amplio rango de temperatura o a temperaturas muy elevadas. En la Figura 105 se muestra un amplificador diferencial utilizado para tal fin.

Las corrientes a través del elemento de referencia y del divisor deben nuevamente ser mucho mayores que las corrientes de base del amplificador diferencial.

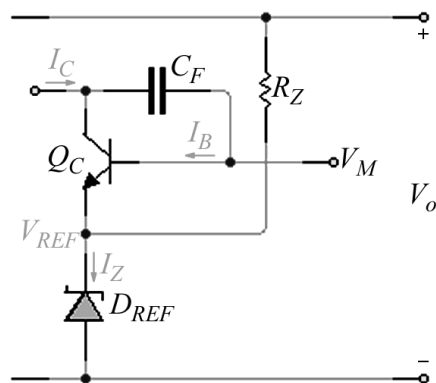


Figura 104 - Etapa de comparación en emisor común de una fuente regulada serie

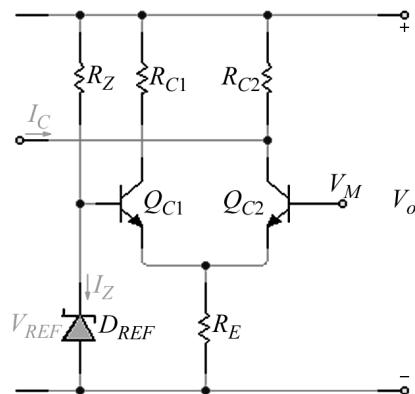


Figura 105 - Etapa de comparación diferencial de una fuente regulada serie

La disposición simétrica de éste tipo de amplificadores tiende a hacerlos que tengan auto compensación térmica. Por ello, el diodo zener se deberá elegir con un coeficiente de temperatura cercano a cero.

Como vemos, la etapa diferencial sólo se usa para la comparación, así que debemos introducir una etapa de amplificación de corriente idéntica a la de la configuración de comparación con emisor común (Figura 104).

### Etapa de control

Esta etapa interpreta la señal de la etapa de amplificación y efectúa el ajuste necesario para mantener un voltaje constante de salida. Para una fuente regulada serie utilizaremos un transistor con su unión colector-emisor en serie con la carga, es decir, como muestra la parte izquierda Figura 106.

Las magnitudes a tener en cuenta para la elección del transistor son:

$$V_{CE\max} \geq V_{i\max} - V_o$$

$$I_{C\max} \geq I_{o\max}$$

$$P_{C\max} \geq V_{CE\max} \cdot I_{C\max}$$

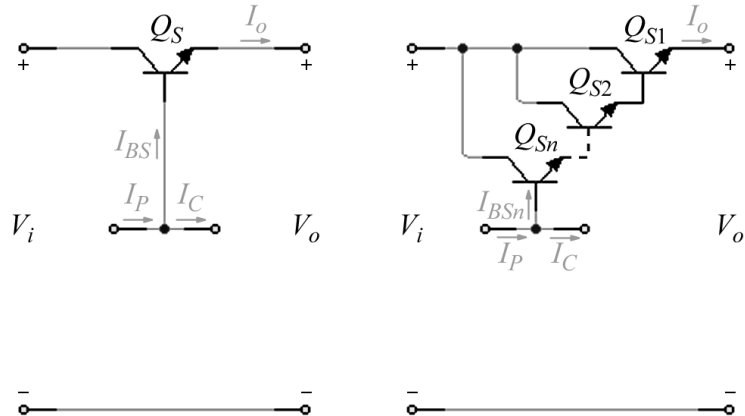


Figura 106 - Etapa de control de una fuente regulada serie

Los fabricantes de los transistores de potencia dicen que **el factor de seguridad en la corriente y en la potencia del transistor elegido debe ser de por lo menos el doble.**

Debido a que la corriente de base suministrada al elemento de control es en general baja, se utiliza una configuración compuesta que proporciona la ganancia de corriente necesaria para mantener la corriente en la carga. Ésta se muestra en la parte derecha de la Figura 106. Los requisitos de tensión se reducen en cada transistor gracias a las caídas de tensión  $V_{BE}$  de los que están más arriba. Los requisitos de corriente se reducen en cada paso por la  $h_{FE}$  de los superiores.

### Etapa de prerregulación

Como prerregulador se utiliza una fuente de corriente constante. Ésta brinda una corriente estabilizada frente a variaciones de la temperatura y la tensión de entrada a la base del elemento de control. La configuración usada es la de la Figura 107. Como vemos es una configuración de transistor en **base común**.

La compensación térmica se realiza eligiendo un zener que tenga coeficiente térmico negativo ( $V_Z < 6V$ ), e igual al de la tensión base-emisor de  $Q_P$ . Con esto, cuando una varíe, se compensará con la variación de la otra, dejando la corriente de salida  $I_P$  constante.

El transistor  $Q_P$  se elegirá para poder soportar la corriente máxima de la etapa amplificadora y la corriente máxima de base de la etapa de control.

**Si quitara la etapa de prerregulación y pusiera una simple resistencia a la base del elemento de control, la fuente funciona, pero no regula ni estabiliza.**

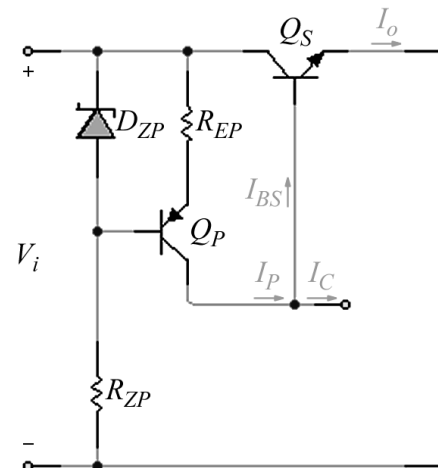


Figura 107 - Etapa de prerregulación de una fuente regulada serie

### Diseño completo de una fuente serie

El circuito completo de una fuente regulada serie se muestra en la Figura 108.

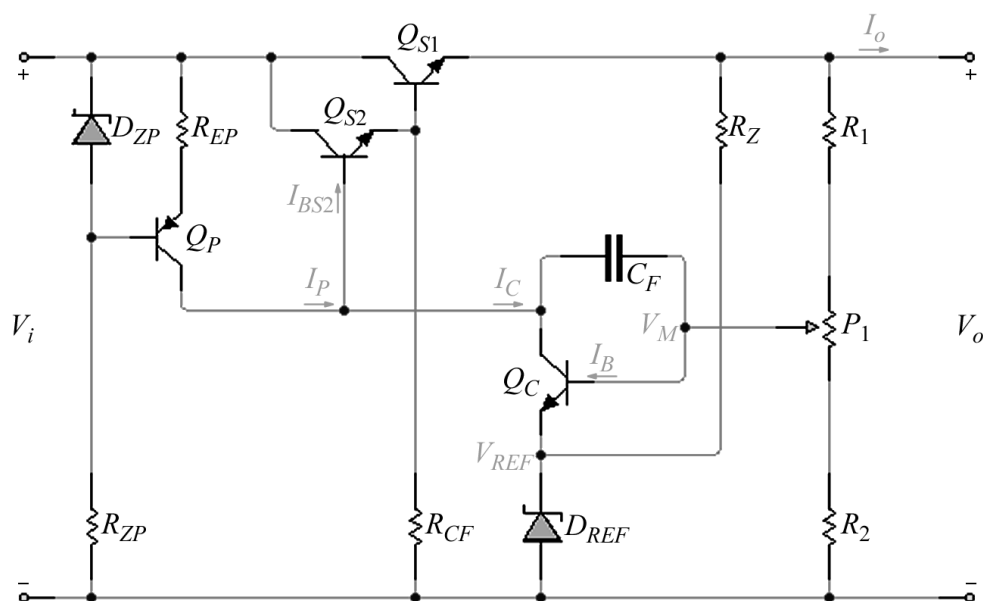


Figura 108 - Circuito completo de una fuente regulada serie

Los datos para diseñar serán:

- Tensión regulada de salida  $V_o$
- Corriente de salida máxima  $I_{o\max}$

A continuación se describen los **pasos de diseño**.

### Etapas de control

Para diseñar la etapa de control, lo primero a tener en cuenta es la corriente de salida máxima de la fuente. Con ella, y tomando el factor de seguridad de 2, elegimos el transistor  $Q_{S1}$ , es decir:

$$I_{ES1\max} \geq 2 \cdot I_{o\max}$$

Con la  $h_{FE}$  del  $Q_{S1}$  elegido, elegimos el transistor  $Q_{S2}$ , de manera que:

$$I_{ES2\max} \geq \frac{I_{ES1\max}}{h_{FES1\min} + 1}$$

Luego, con el dato de  $h_{FE}$  de éste último transistor, determinamos la corriente de base máxima para la correcta polarización de la etapa de control:

$$I_{BS2} \geq \frac{I_{ES2\max}}{h_{FES2\min} + 1}$$

Con éste dato elegiremos anticipadamente la corriente de la etapa de amplificación

$$I_C \geq I_{BS2}$$

La tensión máxima de entrada a la fuente estará determinada por la potencia máxima que puede disipar el transistor  $Q_{S1}$  en el caso más exigente para él (con  $I_{o\max}$  circulando). Entonces:

$$V_{i\max} = \frac{P_{D\max}}{I_{o\max}} + V_o$$

*La resistencia  $R_{CF}$  se coloca para proporcionar una trayectoria para las corrientes de fuga y permitir operación para corrientes bajas de carga. Su valor es relativamente alto (decenas de kilo ohms).*

### Etapas de prerregulación

El transistor  $Q_P$  se elige teniendo en cuenta que se deben suministrar dos corrientes:  $I_{BS2}$  e  $I_C$ . Entonces

$$I_P = I_{BS2} + I_C$$

Y por lo tanto, el transistor debe cumplir que:

$$I_{CQP\max} \geq I_P$$

Se elige para  $D_{ZP}$  un diodo zener con tensión menor a  $6V$ . Con estos datos obtenemos la resistencia necesaria en el emisor de  $Q_P$ , que es:

$$R_{EP} = \frac{V_{ZP} - V_{BEQP}}{I_P + I_{BP}} \Rightarrow R_{EP} = \frac{V_{ZP} - V_{BEQP}}{I_P + \frac{I_P}{h_{FEQP \min}}}$$

Del manual del transistor  $Q_P$  debemos obtener el coeficiente de variación térmica  $\Delta V_{BE} / \Delta T$ . Ese valor debe ser buscado en las curvas del zener, para encontrar la corriente de zener  $I_{ZP}$  que lo produce para la tensión elegida, y así lograr la compensación térmica.

Calcularemos la tensión mínima en la entrada para que exista regulación como:

$$V_{i \min} \geq V_{ZP} + \underbrace{V_{CBQP}}_{1V} + V_{BEQS2} + V_{BEQS1} + V_o$$

La tensión  $V_{CBQP}$  será de  $1V$  porque está trabajando en base común, y con esa tensión ya está en la zona activa.

La resistencia de polarización del zener será:

$$R_{ZP} = \frac{V_{i \min} - V_{ZP}}{I_{ZP} + \frac{I_P}{h_{FEQP \min}}}$$

### Etapas de referencia, comparación y amplificación

Elegimos un diodo zener con una tensión mayor a  $6V$ , que presenta coeficiente térmico positivo.

Con la corriente  $I_C$  determinada anteriormente, se elige el transistor  $Q_C$ , dejando margen suficiente para la variación de hasta el doble de la misma, y buscando un transistor de alta ganancia de corriente.

Del manual de dicho transistor extraemos el coeficiente de variación térmica  $\Delta V_{BE} / \Delta T$ . Con éste valor vamos a la curva del zener y buscamos la corriente de zener  $I_{ZP}$  que produce el valor exactamente inverso, para la tensión elegida, y así logramos la compensación térmica.

Calculamos la resistencia de polarización del zener como:

$$R_Z = \frac{V_o - V_{REF}}{I_{ZP} - I_C}$$

La corriente de base de  $Q_C$  será:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FEQC}}$$

### Etapas de muestreo

La corriente que circule por el divisor de tensión será elegida para ser muy pequeña, respecto a la corriente de salida, pero mucho más grande que la corriente de base de  $Q_C$ . Por ende:

$$I_B \ll I_M \ll I_o$$

Las resistencias  $R'_1$  y  $R'_2$  se calcularán como:

$$R'_1 = \frac{V_o - V_{BEQC} - V_{REF}}{I_M} \text{ y } R'_2 = \frac{V_{BEQC} + V_Z}{I_M}$$

De ahí elegimos los valores de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $P_1$  para que se ajusten a los requerimientos.

### Pruebas de funcionamiento

Las pruebas que se realizan para verificar el funcionamiento se basan en aplicar una carga variable y medir la tensión en bornes. Luego calcular la regulación y la corriente mínima y máxima que aseguran un cierto porcentaje de la misma.

## Fuentes conmutadas

### Introducción

Las fuentes conmutadas operan por una **veloz conmutación** (alta frecuencia) de los dispositivos activos entre dos estados de operación eficientes: *corte*, donde hay un alto voltaje sobre la unidad de conmutación pero no circula corriente en ella; y *saturación*, donde hay una alta corriente a través de la unidad de conmutación, pero una muy baja caída de tensión. Esencialmente, el interruptor de potencia semiconductor crea una tensión alterna desde la entrada continua de voltaje. Ésta tensión alterna puede ser aumentada o reducida por transformadores y finalmente filtrada a continua en la salida.

Las fuentes conmutadas son mucho más eficientes: están en el rango del 65% al 95%.

La desventaja de un diseño conmutado es que es considerablemente más complejo. Además, la tensión de salida contiene ruido de conmutación, el que debe ser removido para muchas aplicaciones.

Esencialmente, una fuente conmutada sigue el diagrama en bloques mostrado en la Figura 109. Consiste en un convertidor DC-DC que convierte la tensión continua en pulsante de alta frecuencia, y nuevamente en continua mediante el filtrado en la salida.

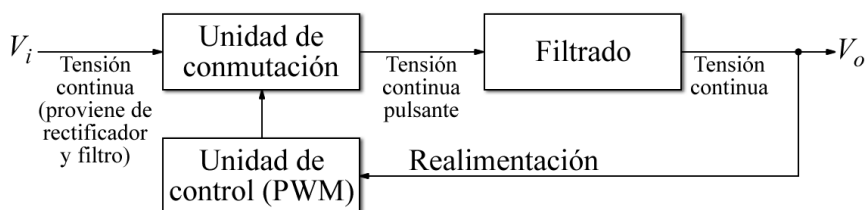


Figura 109 - Diagrama en bloques de una fuente conmutada

La realimentación hará que en la unidad de control se varíen los parámetros de la conmutación para lograr tener en la salida una tensión regulada y estable.

### Modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso consiste en obtener una tensión  $V_C$  formada por pulsos rectangulares de ancho

$D.T$  variable a voluntad. La frecuencia de la señal será  $f_{sw}$ , y su periodo  $T = 1/f_{sw}$ .

Ésta señal se genera comparando una onda triangular o diente de sierra de frecuencia y amplitud constantes con una tensión continua de referencia. Variando el valor de dicha tensión continua, variamos el ancho del pulso a la salida. Estos pulsos controlarán el tiempo de conducción de la unidad de conmutación.

### Tipos básicos de fuentes conmutadas

Hay tres tipos básicos de fuentes conmutadas por modulación de ancho de pulso: *modo buck o directo*, *modo boost o inverso* y *modo buck-boost o directo-inverso*. Ellos difieren en la manera de operar los elementos magnéticos. Cada tipo básico tiene sus ventajas y desventajas.

#### Buck

El convertidor de modo directo puede reconocerse por la presencia de un filtro L-C en su salida. Éste filtro crea una tensión continua de salida, que es esencialmente el valor medio de la onda rectangular alterna a la entrada del filtro. Ésta tensión de salida siempre será directamente proporcional a la tensión de entrada y al ciclo de trabajo  $D$  (duty cycle) de la onda rectangular. Variando este ciclo de trabajo, controlamos el valor medio de la señal. Es decir que la regulación se ejecuta con la simple variación del ciclo de trabajo de la onda cuadrada.

Comparado con el convertidor de modo inverso, el convertidor directo exhibe un voltaje de ripple de salida menor. La desventaja es que existe sólo en topología reductora.

#### Boost

El funcionamiento es un poco más complejo. Mientras el buck almacena la energía en una bobina, éste entrega la energía almacenada más la tensión de alimentación a la carga. Esto permite aumentar el nivel de tensión de salida respecto al de entrada.

#### Buck-boost

Éste tipo permite aumentar o disminuir la tensión de salida respecto a la de entrada.

### Modos de funcionamiento

Las fuentes conmutadas pueden funcionar en dos modos básicos:

- **Modo continuo:** El elemento magnético siempre tiene energía almacenada (excepto en el instante preciso en que termina de descargarse y comienza a cargarse). Tiene la particularidad de que **la tensión de salida es independiente de la carga**.



- **Modo discontinuo:** El elemento magnético tiene períodos en los cuales no tiene energía almacenada. Contrariamente al caso anterior, *la tensión de salida depende de la carga*.

## Topologías

Veremos las topologías más importantes de fuentes conmutadas, y analizaremos a fondo las más básicas.

### Convertidor buck

El convertidor de modo directo más básico es el convertidor buck. Su configuración se muestra en la Figura 110. El interruptor controlado  $SW$  es el dispositivo activo de conmutación, que puede ser un transistor, un MOSFET, o cualquier otro dispositivo de conmutación. La tensión  $V_C$  que lo controla proviene de la unidad de control, y es la señal modulada por PWM.

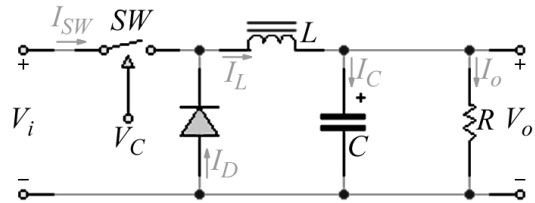


Figura 110 - Fuente conmutada, convertidor buck

### Análisis continuo

Supondremos tensión de entrada y salida constantes, por lo que la tensión aplicada a la inductancia siempre es constante. El análisis se grafica en la Figura 111 y se detalla a continuación:

**Cuando se cierra el interruptor  $SW$  :**

La corriente  $I_{SW}$  crecerá linealmente:

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{dI_L}{dt}$$

El valor que se alcanzará en el tiempo que dure el interruptor cerrado será de:

$$\Delta I_L = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T$$

**Cuando se abre el interruptor  $SW$  :**

La corriente en el inductor tiende a querer seguir circulando, lo que polariza en directo al diodo para obtener un camino cerrado (o es lo mismo decir que por ley de Faraday-Lenz se invierte la tensión en la bobina). Despreciando la caída en el diodo, el terminal de la izquierda del inductor queda a masa. Nuevamente la bobina tiene tensión constante pero inversa a la del primer caso, por lo que ahora se descarga linealmente siguiendo la fórmula:

$$V_L = -V_o = L \frac{dI_L}{dt}$$

La corriente decrece mientras dura el interruptor abierto un intervalo de:

$$\Delta I_L = -\frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T$$

**En el ciclo completo:**

La corriente en la bobina es:

$$I_L = I_{SW} + I_D$$

La corriente en la salida es constante e igual al valor medio de la corriente en el inductor. Pero ésta es por segmentos mayor y menor que el valor que debe tener la corriente en la carga. Como la tensión en la carga debe ser constante también, y ésta está en paralelo con el capacitor, éste forzará a la tensión (y por ende a la corriente) de salida a ser constante. Además, como:

$$I_o = I_L - I_C$$

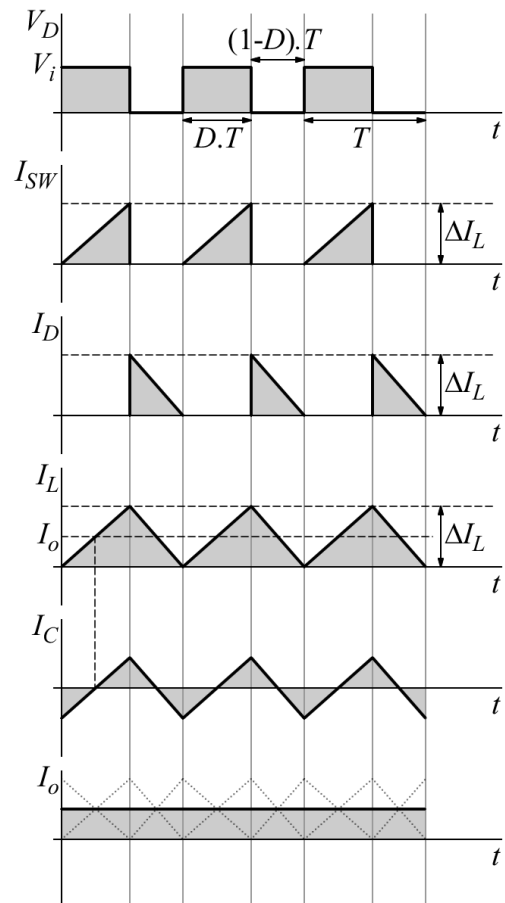


Figura 111 - Análisis continuo del convertidor buck

se deduce que *el faltante de corriente hacia la carga lo entregará el capacitor, y el sobrante lo absorberá el mismo*, de tal manera de brindar una corriente de salida constante. Esto se ve claramente en la Figura 111.

En términos energéticos, en un ciclo completo: *la energía entregada a la bobina durante el encendido del interruptor es igual a la energía que la bobina entrega a la carga durante el tiempo de no conducción del mismo*. Entonces:

$$|\Delta I_L| = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T$$

Y de aquí obtenemos la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada para esta configuración en **modo continuo**:

$$V_o = V_i \cdot D$$

Como vemos, la tensión de salida es igual al producto de la tensión de entrada por el ciclo de trabajo de la onda rectangular de control  $V_c$ , es decir igual al valor medio de la tensión de entrada modulada.

Otra relación importante es que, como la variación de energía es lineal, la potencia de salida resulta ser:

$$P_o = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{\Delta E}{T} \Rightarrow P_o = \Delta E \cdot f_{sw}$$

Vemos que la potencia de salida es directamente proporcional a la frecuencia de modulación. Por la simetría de las ondas de corriente producidas, siempre la **corriente de salida** será:

- *Si la inductancia se descarga completamente:*

$$I_o = \frac{\Delta I_L}{2}$$

- *Si la inductancia se descarga sólo hasta un valor  $I_{Lrem}$ :*

$$I_o = \frac{\Delta I_L}{2} + I_{Lrem}$$

La **inductancia máxima** del circuito del filtro se determina para la resistencia de carga máxima de la siguiente manera (suponiendo descarga total de la inductancia):

$$I_o = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) \cdot T = \frac{V_o}{R_{max}} \Rightarrow L = \frac{R_{max}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T$$

*La bobina no sólo debe soportar la variación energía, sino también la energía remanente. Por ende, si la energía máxima total es grande necesito una inductancia grande, más allá de que la variación de la energía sea grande o pequeña.*

La suposición de tensión de salida constante es válida si  $C \rightarrow \infty$ . Para valores de capacidad reales, existirá un cierto ripple de salida. Por lo tanto, con el nivel de ripple admisible determinaremos el valor de la capacidad. Para ello nos remitiremos a la curva de  $I_C$  de la Figura 111. Recordando que la corriente en el capacitor es la derivada de la tensión multiplicada por la capacidad, podemos decir que:

$$\Delta V_o = \frac{I_C \cdot \Delta t}{C}$$

Por geometría de la mencionada figura podemos obtener:

$$I_C \cdot \Delta t = \frac{\frac{D \cdot T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{(1 - D) \cdot T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2}}{2} = \frac{T \cdot \Delta I_L}{8}$$

Reemplazando obtenemos la condición que se debe respetar en la salida sobre la variación de la tensión, es decir el ripple admisible:

$$\Delta V_o = \frac{T \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot C}$$

Por ello, dado el porcentaje de ripple  $R\% = \Delta V_o / V_o$ , tenemos:

$$C \geq \frac{(1 - D) \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot (R\%)} \quad (\text{valor mínimo teórico})$$

### Análisis discontinuo

Como se puede ver en la Figura 112, si la corriente en la inductancia se anula antes de la culminación del periodo de conmutación tenemos un funcionamiento discontinuo. La inductancia se carga igual que antes, pero se descarga a través del circuito de salida durante un tiempo

$D_1.T$ . Durante éste tiempo, el diodo está en conducción y posee una caída de tensión despreciable. Cuando la inductancia descarga toda su energía, cesa la circulación de corriente a través de ella y del diodo, el cual deja de conducir. Como consecuencia, la diferencia de potencial entre los extremos del diodo es igual a la tensión de salida, ya que en estas circunstancias la bobina representa un simple conductor.

Como la energía entregada al inductor y la que éste entrega a la carga son iguales resulta que el valor de los incrementos de corriente debe ser igual en ambos casos, por lo que:

$$|\Delta I_L| = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D.T = \frac{V_o}{L} \cdot D_1.T$$

Con lo cual obtenemos:

$$V_o = \frac{D}{D + D_1} V_i$$

Como se observa en este caso,  $V_o$  resulta dependiente del tiempo de descarga de la inductancia, y por lo tanto de la carga.

De la Figura 112 se obtiene el valor medio de la corriente de salida como:

$$I_o = \frac{\Delta I_L}{2} (D + D_1)$$

Haciendo reemplazos se llega a que:

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{2.L}{D_1(D + D_1).T} \Rightarrow D_1^2 + D.D_1 - \frac{2.L}{R.T} = 0$$

Resolviendo queda:

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8.L}{R.T}}}{2}$$

Con lo cual la relación de tensiones entre la entrada y la salida queda:

$$V_o = \frac{2.D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8.L}{R.T}}} V_i$$

Que como vemos, depende del ciclo de trabajo, del inductor y de la carga.

### Convertidor boost

El convertidor de modo inverso más básico es el convertidor boost. Su configuración se muestra en la Figura 113. Para éste tipo de convertidor no analizaremos modo continuo de funcionamiento, ya que es similar al modo continuo del convertidor buck.

### Análisis discontinuo

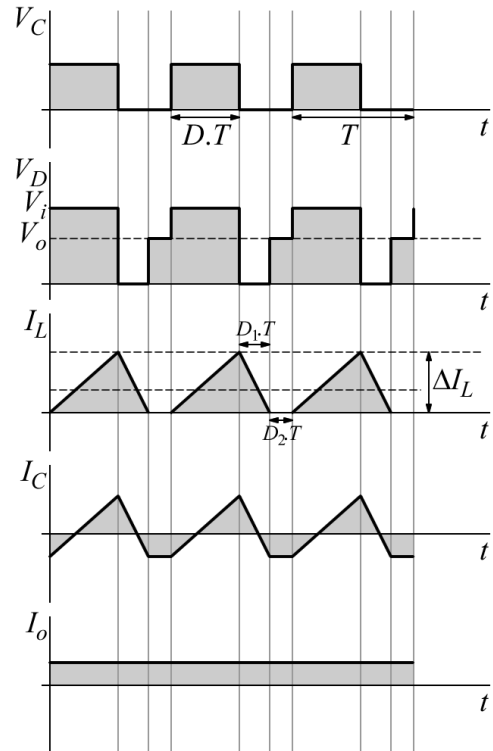


Figura 112 - Análisis discontinuo del convertidor buck

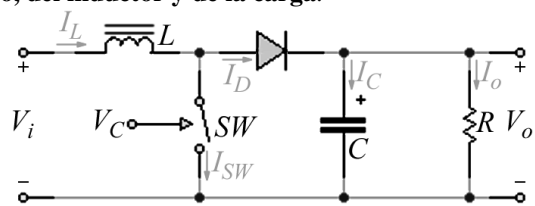


Figura 113 - Fuente conmutada, convertidor boost

Este análisis se muestra en la Figura 114.  
En éste caso, durante el tiempo de encendido  $T_{on} = D.T$  del interruptor, la bobina se carga a través de un “cortocircuito” (que representa el interruptor saturado) a masa, a tensión constante. Luego, cuando el interruptor se abre ésta se descarga a través del diodo y del circuito de salida.

El nodo de salida nos dice que:

$$I_o = I_D - I_C$$

Por lo tanto, como se ve en la figura, el capacitor suplente la falta de corriente y absorbe el sobrante.

Como vemos, la tensión de salida puede tener un valor mayor que en la entrada.

El módulo de los incrementos de corriente será:

$$|\Delta I_L| = \frac{V_i}{L} \cdot D.T = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot D_1.T$$

Con lo cual obtenemos:

$$V_o = V_i \cdot \frac{(D + D_1)}{D_1}$$

Lo que concuerda con el hecho de decir que la tensión de salida puede ser mayor que la de entrada.

Los convertidores de modo *boost* están **limitados a un ciclo de trabajo del 50 por ciento**.

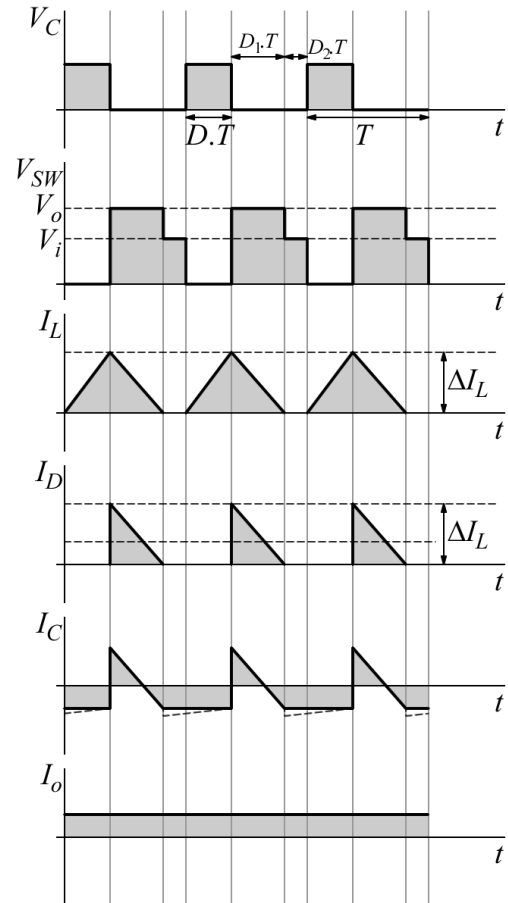


Figura 114 - Análisis discontinuo del convertidor boost

### Convertidor buck-boost

El convertidor buck-boost se muestra en la Figura 115. Éste permite aumentar o reducir la tensión de salida. Para éste tipo de convertidor no analizaremos modo continuo de funcionamiento, ya que es similar al modo continuo del convertidor buck.

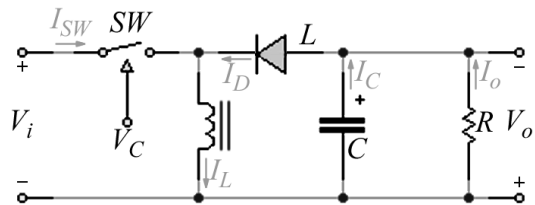


Figura 115 - Fuente conmutada, convertidor buck-boost

### Análisis discontinuo

Éste análisis se muestra en la Figura 116.

En éste caso, durante el tiempo de encendido  $T_{on} = D.T$  del interruptor, la bobina se carga a través de un “cortocircuito”, a tensión constante, ya que el diodo está en inverso y no está polarizado. Luego, cuando el interruptor se abre ésta se descarga a través del circuito de salida y del diodo, el que se polariza en directo.

El nodo de salida nos dice que:

$$I_o = I_D - I_C$$

Por lo tanto, como se ve en la figura, el capacitor suplente la falta de corriente y absorbe el sobrante. Como vemos en la gráfica de  $V_L$ , es válido que la tensión de salida pueda tener un valor mayor o menor que la de entrada.

El módulo de los incrementos de corriente será:

$$|\Delta I_L| = \frac{V_i}{L} \cdot D.T = \frac{V_o}{L} \cdot D_1.T$$

Con lo cual obtenemos:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{D_1}$$

Lo que concuerda con el hecho de decir que la tensión de salida puede ser mayor o menor que la de entrada.

Como

$$I_o = \frac{\Delta I_L \cdot D_1}{2} = \frac{V_o}{2 \cdot L} \cdot D_1^2 \cdot T = \frac{V_o}{R}$$

Despejando queda:

$$D_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot L}{R \cdot T}}$$

Y con esto

$$V_o = V_i \cdot D \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L}}$$

Con lo que vemos que **la tensión de salida depende del ciclo de trabajo, de la carga y de la inductancia.**

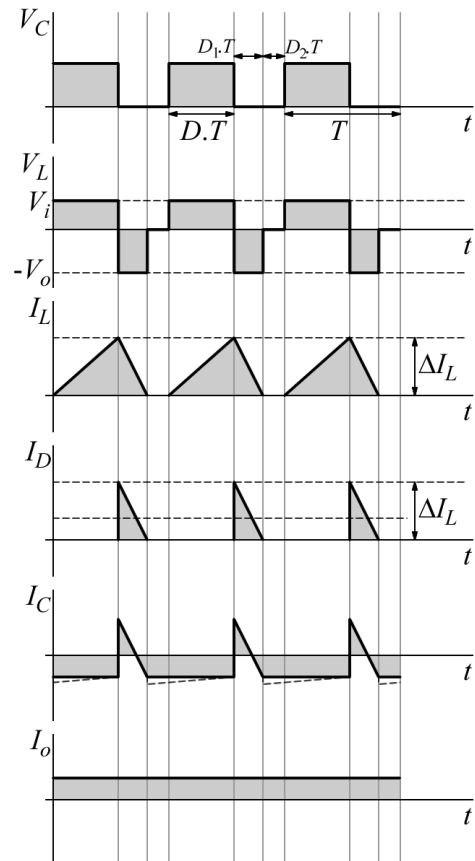


Figura 116 - Análisis discontinuo del convertidor buck-boost

### Convertidor forward

En la Figura 117 se muestra el convertidor de **modo directo** llamado convertidor forward. Como puede verse, la parte de salida es idéntica al convertidor buck, y por ende la ley de variación de la tensión de salida respecto a la de entrada será similar. El interruptor se ha reemplazado por una implementación real, que es un MOSFET.

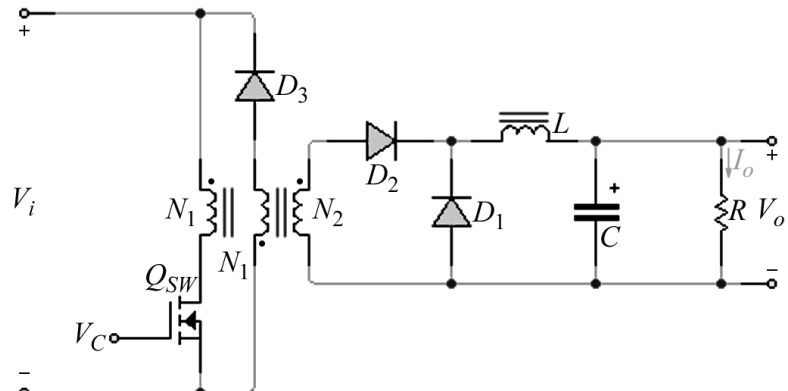


Figura 117 - Fuente conmutada, convertidor forward

Un fenómeno importante que sucede en esta configuración, y en general en todas las configuraciones complejas de fuentes conmutadas, es que en el tiempo de apagado del MOSFET la fuente recupera la energía almacenada en la inductancia de magnetización del transformador. Para eso está el segundo bobinado y el diodo  $D_3$ . La energía almacenada tiende a hacer circular una corriente en el mismo sentido en que lo hacía durante la conducción, pero las tensiones en todos los bobinados se invierten.

**El ciclo de trabajo máximo en un convertidor forward es del 50%.**

La relación entre las tensiones de entrada y salida es:

$$V_o = V_i \cdot D \frac{N_1}{N_2}$$

El MOSFET debe ser capaz de soportar el doble de la tensión de entrada.

### Convertidor semipunto

La configuración de **modo directo** llamada semipunto ayuda a solucionar el problema de que el MOSFET tenga que soportar el doble de la tensión de entrada. En éste caso la misma se divide mediante un divisor capacitivo, formado por  $C_1$  y  $C_2$ , y es aplicada a dos MOSFET  $Q_{SW1}$  y  $Q_{SW2}$ , como muestra la Figura 118. La señal de control se divide en dos partes, que vienen retrasadas una respecto de la otra, como se ve en las gráficas de la misma figura.

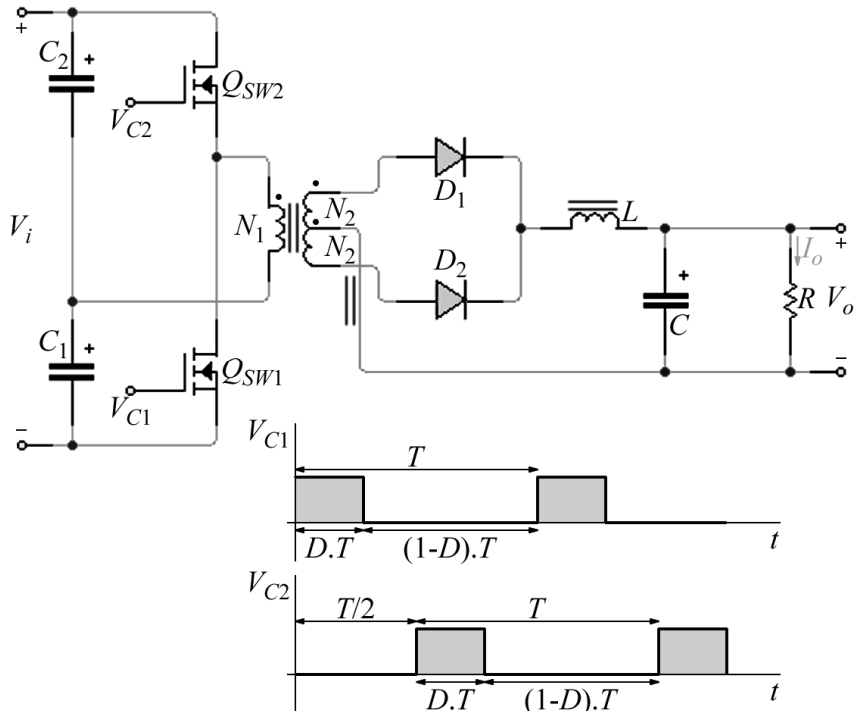


Figura 118 - Fuente conmutada, convertidor semipunto

Al utilizar ésta configuración y los dos rectificadores  $D_1$  y  $D_2$ , una tensión pulsante de el doble de la frecuencia inicial de PWM. Esto permite reducir las dimensiones de la inductancia del filtro. La relación entre la tensión de salida y la de entrada es:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

### Convertidor puente

De manera similar que la configuración semipunto, pero con cuatro MOSFET en la entrada obtenemos la configuración de **modo directo** llamada puente. Ésta se muestra en la Figura 119.

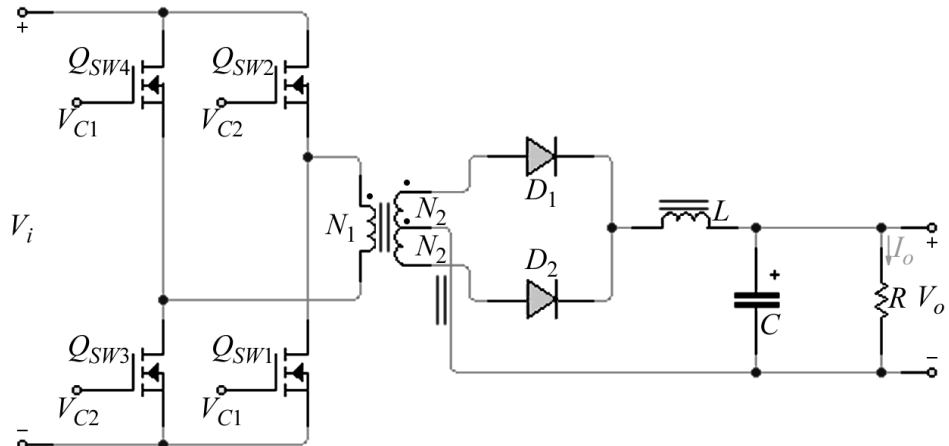


Figura 119 - Fuente conmutada, convertidor puente

Se usa en configuraciones de gran potencia, ya que permite convertir toda la potencia mediante el uso de los cuatro MOSFET. La desventaja es que, debido a los tiempos de conmutación diferentes para cada dispositivo, se crea una corriente continua en el primario, que puede llegar a saturar el núcleo del transformador. Para evitar esto se desacopla la continua con un capacitor en serie con el transformador. Las configuraciones puente y semipunto necesitan que el MOSFET tenga un diodo antiparalelo de **alta velocidad**, para poder descargar la inductancia de dispersión del transformador en los tiempos muertos.

## Convertidor flyback

El convertidor de **modo inverso** llamado flyback se muestra en la Figura 120. Su funcionamiento es en **modo discontinuo**. La relación entre la tensión de salida y la de entrada es:

$$V_o = V_i \frac{D}{D_1} \frac{N_1}{N_2} = V_i \frac{D}{D_1} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

Donde  $D_1$  es función de la carga, la inductancia del secundario y el período de la señal de control.

El componente magnético del flyback no es un *transformador*, en el sentido en que no transfiere la energía simultáneamente. Más bien es un inductor con dos bobinados, porque la energía se almacena en un intervalo de tiempo, y se descarga en el otro a través del secundario.

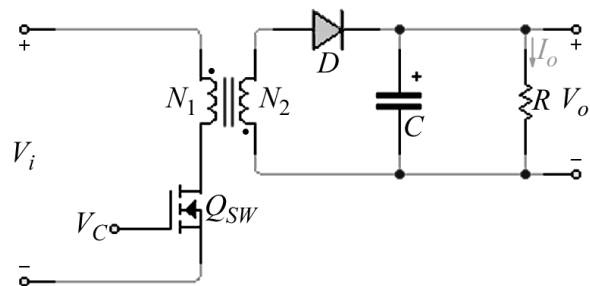


Figura 120 - Fuente conmutada, convertidor flyback

## Diseño de fuentes conmutadas

Como los diseños de fuentes conmutadas son en general recetas prácticas, debemos tener en cuenta algunas consideraciones principales:

1. Los **datos de diseño** más generales serán:
  - a. Tensión de entrada
  - b. Tensión de salida
  - c. Porcentaje de ripple admisible a la salida
  - d. Corriente nominal de salida
2. Criterios para la **elección de la topología**:
  - a. Depende de la potencia puesta en juego, el ripple admisible, los valores de tensión y corriente, etc.
  - b. En general una tensión de trabajo más alta que 42,5V supondrá el uso de topologías con aislamiento (transformador) entre la entrada y la salida.
  - c. Si el convertidor utilizará una alta tensión de entrada para obtener una baja tensión de salida, es mucho más factible la utilización de transformador que la reducción del ciclo de trabajo a un valor muy bajo e ineficiente.
3. Criterios para la **elección de la frecuencia de conmutación**:
  - a. Se elige cercana a 100kHz .
  - b. Valores más pequeños implican núcleos de inductancia muy grandes y de hierro (muchas pérdidas).
  - c. Valores más grandes implican núcleos de aire, pero valores de cantidad de vueltas fraccionales (0,2 vueltas), lo que es irrealizable.
4. Los núcleos de las inductancias y transformadores se eligen de **ferrite**, ya que tiene bajas pérdidas y alta permeabilidad.
5. Para la determinación de las **dimensiones de la inductancia de filtro**, hay que considerar la energía máxima que la misma deberá almacenar evitando la saturación. Ésta energía está definida por la corriente de cortocircuito del convertidor.
6. El **capacitor de salida** se determina con el valor del ripple admisible, pero en general se tiene en cuenta además su resistencia serie equivalente.
7. Los **diodos de salida** y **diodos de descarga** se eligen de alta velocidad y baja caída de tensión directa, de tal manera de mejorar el rendimiento y de ayudar a descargar las inductancias de dispersión en los tiempos de no conducción, y así evitar la destrucción de los dispositivos activos.



## **BIBLIOGRAFÍA**

1. Sedra, Adel y Smith, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4ª. ed. Oxford University Press.
2. Malvino, Albert Paul. Principios de electrónica. 6ª. ed. Mc Graw Hill.
3. Ing. Cuello, Alberto. Apuntes correspondientes a la cátedra Electrónica Aplicada II.
4. Coughlin, Robert y Driscoll, Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Prentice Hall.
5. Ing. Nelson Mocayar. Guías de Trabajos Prácticos de Electrónica Aplicada II.
6. Savant, Roden, Carpenter. Diseño Electrónico, circuitos y sistemas. 2ª edición. Prentice Hall.

## **ÍNDICE**

<b>UNIDAD I: EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL</b>	<b>1</b>
Simbología y terminales	1
<b>El amplificador operacional ideal</b>	<b>1</b>
Circuito equivalente y características	1
Configuración inversora	1
Ganancia a lazo cerrado	2
Impedancias de entrada y de salida	2
El integrador inversor	2
El diferenciador inversor	2
El sumador ponderado	3
La configuración no inversora	3
Ganancia a lazo cerrado	4
Resistencias de entrada y de salida	4
El seguidor de voltaje	4
<b>El amplificador operacional real</b>	<b>4</b>
Efecto de la ganancia finita a circuito abierto	4
Configuración no inversora	4
Configuración no inversora	5
Efecto del ancho de banda finito	5
Operación del amplificador operacional con señales fuertes	6
Saturación de salida	6
Rapidez de respuesta	6
Ancho de banda a plena potencia	6
Impedancias de entrada y de salida	6
Tensión de desnivel (offset)	7
Corrientes de polarización de entrada	7
Tensión de desnivel de salida debido a las corrientes de polarización	8
Rechazo en modo común	8
Rechazo a la variación de la fuente de alimentación	9
Variaciones con la temperatura	9
<b>UNIDAD II: APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL</b>	<b>9</b>
Amplificador diferencial	9
Amplificador de instrumentación	10
Convertidor de impedancia negativa	10
Convertidor de tensión a corriente (Fuente de corriente de Howland)	10
Amplificador de AC	10
Amplificadores con una sola fuente de alimentación	11
Amplificador con ganancia controlada por un FET	11
Inversor-no inversor conmutable mediante un FET	12
Amplificador con ancho de banda ajustable	12
Amplificador con ganancia ajustable y reversible	13
Buffers de corriente para amplificadores de tensión	13
Amplificador de corriente unidireccional: Seguidor de emisor	13
Amplificador de corriente bidireccional: clase B	13
Fuentes de corriente unidireccionales controladas por tensión	14
Carga flotante	14
Carga a masa	14
Corriente de salida directamente proporcional a la tensión de entrada	14
Control automático de ganancia	15
Rectificadores de precisión	15
Media onda	15
Rectificador inversor de media onda con salida positiva	15
Rectificador inversor de media onda con salida negativa	16
Onda completa	16
Rectificador de onda completa con resistencias iguales	16
Rectificador de onda completa de alta impedancia	17
Comparador smith trigger	17
<b>UNIDAD III: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES NO REALIMENTADOS</b>	<b>18</b>
<b>Conceptos previos</b>	<b>18</b>
Teorema de Miller	18





Respuesta en frecuencia de un transistor.....	19
<b>Análisis del dominio s.....</b>	<b>19</b>
El dominio s.....	19
Polos y ceros.....	19
Funciones de primer orden.....	19
Diagramas de Bode.....	19
Función de transferencia del amplificador.....	20
Las tres bandas de frecuencia.....	20
La función de ganancia.....	21
Respuesta a baja frecuencia (para polos y ceros fáciles de determinar).....	21
Respuesta a alta frecuencia (para polos y ceros fáciles de determinar).....	21
Método aproximado para el caso de polos y ceros difíciles de determinar.....	22
Frecuencia de corte superior.....	22
Frecuencia de corte inferior.....	22
<b>Respuesta en frecuencia de las distintas configuraciones.....</b>	<b>22</b>
Respuesta en frecuencia del amplificador en fuente común.....	22
Respuesta en frecuencia del amplificador en emisor común.....	24
Respuesta en frecuencia del amplificador en compuerta común y en base común.....	25
Respuesta en frecuencia del amplificador cascode.....	26
Respuesta en frecuencia del amplificador en seguidor de emisor y seguidor de fuente.....	28
Respuesta en frecuencia del amplificador de colector común y emisor común en cascada.....	29
Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial.....	29
Caso de excitación simétrica.....	29
Caso de excitación asimétrica.....	30
Efecto de la resistencia de emisor en la respuesta en frecuencia.....	31
Variación de la RRMC con la frecuencia.....	32
El par diferencial como amplificador de banda ancha: colector común y base común.....	33
Medición en laboratorio de las frecuencias de corte.....	33
Medición de la frecuencia de corte inferior.....	33
Medición de la frecuencia de corte superior.....	33
Aplicación: Estimación de las capacidades del dispositivo activo.....	33
<b>UNIDAD IV: AMPLIFICADORES REALIMENTADOS.....</b>	<b>34</b>
Clases de amplificadores.....	34
Estructura general de la realimentación.....	34
Premisas de la teoría de realimentación.....	34
Ganancia del amplificador de lazo abierto.....	35
Relación de realimentación.....	35
Ganancia del amplificador de lazo cerrado.....	35
Independencia de la ganancia de lazo cerrado.....	35
Diferencia de retorno y cantidad de realimentación.....	35
Tipos de realimentación.....	36
Propiedades de la realimentación negativa.....	36
Topologías de realimentación.....	36
Realimentación de tensión en serie.....	37
Realimentación de corriente en serie.....	37
Realimentación de tensión en paralelo.....	37
Realimentación de corriente en paralelo.....	37
Efecto de la realimentación en la impedancia de entrada.....	38
Realimentación de tensión en serie.....	38
Realimentación de corriente en serie.....	38
Realimentación de tensión en paralelo.....	38
Realimentación de corriente en paralelo.....	39
Efecto de la realimentación en la impedancia de salida.....	39
Realimentación de tensión en serie.....	39
Realimentación de corriente en serie.....	40
Realimentación de tensión en paralelo.....	40
Realimentación de corriente en paralelo.....	41
Análisis de un amplificador realimentado.....	42
Método práctico.....	42
<b>UNIDAD V: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS Y SU ESTABILIDAD.....</b>	<b>43</b>
Estabilidad.....	43
Efecto de la realimentación en los polos de un amplificador.....	43
Amplificador con respuesta de un solo polo.....	43
Amplificador con respuesta de dos polos.....	43
Amplificador con respuesta de más de dos polos.....	43
Estudio de la estabilidad utilizando diagramas de Bode: márgenes de ganancia y fase.....	44
Método práctico.....	44
Compensación en frecuencia.....	45
Teoría.....	45
Introducción de un polo.....	46
Corrimiento del polo dominante.....	46
Implementación.....	46
Compensación de Miller y división de polo.....	46
<b>UNIDAD VI: AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....</b>	<b>47</b>



Introducción.....	47
<b>Etapas de salida clase A .....</b>	<b>47</b>
El seguidor de emisor .....	47
Característica de transferencia y formas de onda de señal.....	47
Disipación de potencia .....	47
Rendimiento.....	47
<b>Etapas de salida clase B .....</b>	<b>48</b>
Configuración push-pull .....	48
Característica de transferencia .....	48
Rendimiento.....	48
Disipación de potencia.....	49
Reducción de la distorsión de cruce .....	49
<b>Etapas de salida clase AB.....</b>	<b>49</b>
Configuración general.....	49
Característica de transferencia .....	50
Relaciones de potencia.....	50
Resistencia de salida .....	50
Formas de polarización del circuito clase AB .....	50
Polarización con una resistencia .....	50
Polarización con diodos .....	50
Polarización con multiplicador de tensión base-emisor.....	51
Variaciones en la configuración clase AB.....	51
Uso de dispositivos combinados .....	51
Protección contra cortocircuitos.....	52
Etapa de polarización en clase A.....	52
Utilización de MOSFET en la etapa clase AB .....	52
Realimentación negativa .....	53
Configuración bootstrap.....	54
Diseño completo de una etapa de salida clase AB .....	55
Diseño de la etapa de salida .....	55
Selección de la fuente de alimentación.....	56
Selección de los transistores QN y QP .....	56
Elección de las resistencias de emisor de salida .....	56
Diseño de la etapa excitadora.....	56
Selección del transistor QE.....	56
Diseño de la configuración bootstrap .....	56
Diseño del multiplicador de tensión base-emisor .....	57
Diseño del circuito de realimentación .....	57
Cálculo del circuito de polarización de QF .....	58
Cálculo de respuesta en frecuencia: diseño de capacitores .....	58
<b>UNIDAD VII: ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741 .....</b>	<b>58</b>
El circuito del amplificador operacional 741 .....	58
Análisis cualitativo .....	59
Fuente de alimentación .....	59
Circuito de polarización .....	59
Circuito de protección contra cortocircuitos.....	60
Etapa de entrada .....	60
Segunda etapa .....	60
Etapa de salida .....	60
Análisis estático del 741 .....	60
Circuito de polarización de entrada.....	61
Corrientes de polarización y de offset .....	61
Tensión de offset de entrada.....	61
Polarización de la segunda etapa.....	62
Polarización de la etapa de salida.....	62
Análisis dinámico a pequeña señal del 741 .....	63
Etapa de entrada .....	63
Segunda etapa .....	64
Etapa de salida .....	64
Protección contra cortocircuitos a la salida .....	65
Análisis de ganancia del 741.....	65
Análisis de respuesta en frecuencia del 741 .....	65
Análisis de rapidez de respuesta .....	65
Relación entre rapidez de respuesta y ancho de banda de ganancia unitaria .....	66
<b>UNIDAD VIII: FUENTES DE ALIMENTACIÓN.....</b>	<b>66</b>
<b>Fuentes lineales: fuentes reguladas serie .....</b>	<b>66</b>
Introducción.....	66
Diagrama en bloques .....	66
Etapas .....	67
Etapa de muestreo .....	67
Etapa de referencia.....	67
Etapa de comparación y etapa de amplificación.....	68
Comparación y amplificación mediante una etapa de emisor común .....	68
Comparación mediante una etapa diferencial.....	68
Etapa de control .....	69



Etapa de prerregulación .....	69
Diseño completo de una fuente serie.....	69
Etapa de control .....	70
Etapa de prerregulación .....	70
Etapa de referencia, comparación y amplificación.....	71
Etapa de muestreo .....	71
Pruebas de funcionamiento .....	71
<b>Fuentes conmutadas.....</b>	<b>72</b>
Introducción.....	72
Modulación por ancho de pulso .....	72
Tipos básicos de fuentes conmutadas.....	72
Buck.....	72
Boost.....	72
Buck-boost.....	72
Modos de funcionamiento.....	72
Topologías .....	73
Convertidor buck .....	73
Análisis continuo .....	73
Análisis discontinuo.....	75
Convertidor boost .....	75
Análisis discontinuo.....	75
Convertidor buck-boost.....	76
Análisis discontinuo.....	76
Convertidor forward.....	77
Convertidor semipunto .....	78
Convertidor puente .....	78
Convertidor flyback .....	79
Diseño de fuentes conmutadas.....	79
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>80</b>
<b>ÍNDICE.....</b>	<b>80</b>