



Universidad de Santiago de Chile
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica



Capítulo 1

Diseño de circuitos con

Amplificadores Operacionales (A. O.)

Electrónica Avanzada

Introducción

El Amplificador Operacional (A. O.) es uno de los circuitos integrados analógicos más populares dentro de la electrónica analógica, pues constituye la base de innumerables aplicaciones de la electrónica desde el punto de vista de control. Sus aplicaciones más notables que podemos mencionar son: procesadores de señales, procesadores de audio y video, conversores análogo-digital y digital análogo (CAD y CDA), filtros activos, amplificadores sintonizados, circuitos temporizadores, instrumentación, acondicionador de señales por sensores, etc.

Además de esas notables aplicaciones del A. O., este dispositivo es barato por lo general, es sencillo de manejar, posee características específicas eléctricas que redundan en una mejora en la calidad de muchos procesos.

Este dispositivo fue desarrollado por *R. J. Widlar* en *Fairchild*. En 1968 se introdujo el famoso OA 741 en circuito integrado, el cual hoy sabemos que son de silicio, y con el tiempo, por su gran utilidad, rápidamente muchas empresas comenzaron a desarrollar este dispositivo y aun otros modelos con mejoras y aun con muchos A. O. en un solo circuito integrado.

Medidas Básicas en Amplificadores Operacionales (A. O.)

El símbolo usado en electrónica para designar un amplificador operacional es el que se muestra en la figura 1.1.

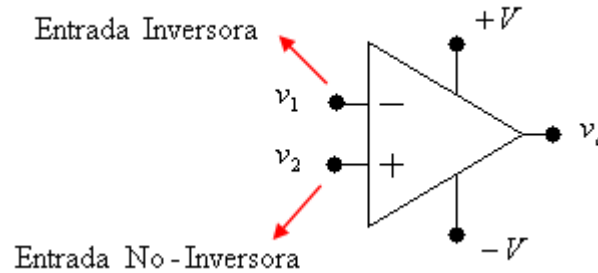


Figura 1.1. Simbología del Amplificador Operacional.

Vemos que el amplificador operacional necesita alimentación, por lo tanto es un dispositivo electrónico activo. Su requerimiento de alimentación continua (C. C.) es debido a que se polarizan todos los transistores BJT y FET que puedan tener el dispositivo para tener la respuesta deseada. En otras palabras, el A. O. no entregaría ninguna respuesta a la salida sin alimentación.

Posee dos entradas: la *entrada inversora*, que corresponde al signo negativo, y la *entrada no-inversora*, que corresponde al signo positivo.

Esta tensión de entrada se puede considerar como una sola, llamándola *entrada diferencial*, pues:

$$v_i = v_1 - v_2$$

Definimos, la **Ganancia de Tensión a Lazo Abierto**, como:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \tag{1.1}$$

Si $|v_1| < |v_2| \Rightarrow v_i < 0$ A_v es negativa . En caso contrario A_v es positiva.

Ahora miremos al amplificador operacional desde el punto de vista de su funcionamiento como muestra la figura 1.2.

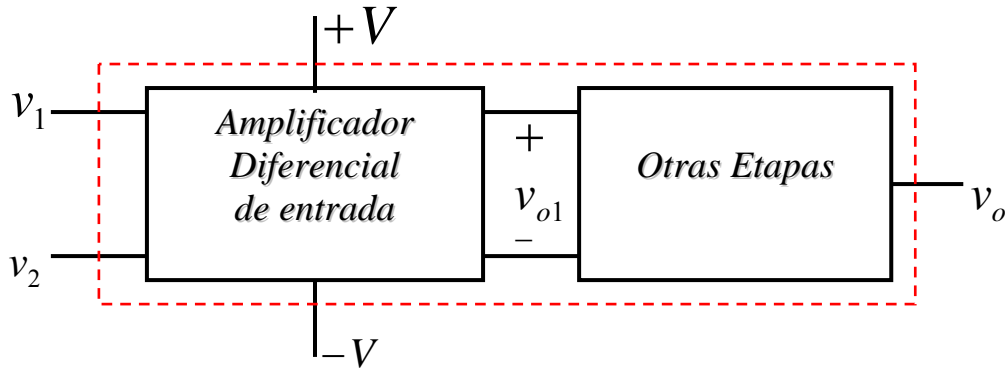


Figura 1.2. Diagrama del Amplificador Operacional desde el punto de vista de su funcionamiento.

Vemos que el A. O. se compone básicamente, de un amplificador diferencial a la entrada, que producirá la diferencia de las señales de entrada, y luego esto se procesa en las otras etapas, que por lo general son de amplificación y/o realimentación.

Características de un A. O. Ideal.

Tal como mencionamos al principio, el A. O. posee muchas aplicaciones prácticas y útiles porque sus características técnicas son bastante buenas. Estas son:

- 1) Ganancia de Lazo Abierto Infinita: $|A_v| = \infty$
- 2) Impedancia de Entrada Infinita: $Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty$
- 3) Impedancia de Salida Nula: $Z_o = \frac{v_o}{i_o} = 0$
- 4) Razón de Rechazo de Modo Común Infinito: $\rho = \frac{A_d}{A_c} = \infty \Rightarrow A_c = 0$
- 5) Ancho de Banda Infinito: $BW = \infty$
- 6) Slew Rate Infinito: $S.R. = \infty$
- 7) No presenta desajustes para la C. C., es decir, el amplificador operacional es simétrico para la C. C.: $v_{d_{cc}} = 0 \Rightarrow v_o = 0$

Características de un A. O. Ideal.

Un A. O. realmente no presenta las características que anteriormente se presentaron, pero si muy cercano a lo que idealmente se aceptaba como cierto.

1) La Ganancia de Lazo Abierto es finita ($|A_v| \neq \infty$), pero muy alta a bajas frecuencias. En corriente continua (C. C.), es decir, $f = 0$:

$$|A_v|_{cc} = 100 \text{ dB} \Rightarrow |A_v|_{ccdB} = 20 \log \underbrace{\frac{v_o}{v_i}}_5 = 100 \text{ dB} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 10^5$$

2) La Impedancia de Entrada es finita ($Z_i \neq \infty$), pero muy alta. El A O. **μA741**, posee una impedancia de entrada de 2 MΩ. El **LF353**, posee una impedancia de entrada de 10^{12} MΩ

3) La Impedancia de Salida no es nula ($Z_o \neq 0$), pero es baja, del orden de los Ω.

4) La Razón de Rechazo de Modo Común es finita ($\rho \neq \infty$), pero es alta. El valor típico es de 80 dB.

$$\rho_{dB} = 20 \log \underbrace{\frac{A_d}{A_c}}_4 = 80 \text{ dB} \Rightarrow \frac{A_d}{A_c} = 10^4$$

5) Ancho de Banda Finito ($BW \neq \infty$). Para el **μA741**, $BW = 1 \text{ MHz}$. Para el **LF353**, el $BW = 4 \text{ MHz}$.

6) El Slew Rate es finito ($S.R. \neq \infty$), pero es alto. Este es el valor de pendiente del A. O. Para el **μA741**, $S.R. = 0.7 \text{ V}/\mu \text{ seg}$, para el **LF353**, $S.R. = 12 \text{ V}/\mu \text{ seg}$.

7) Puede presentar desajustes para la corriente continua, es decir, el amplificador diferencial no es simétrico para la C. C.: $v_{d_{cc}} \neq 0$, $v_{o_{cc}} \neq 0$ (tensión de Offset).

Donde la tensión de Offset es la tensión que presenta de componente continua el amplificador al ser alimentado, y eso lo amplifica en la salida.

Gráficas de A_v v/s Frecuencia

Estas gráficas, muestran la magnitud y la fase de la función de transferencia del A. O., en función de la frecuencia. Se muestran en la figura 1.3.

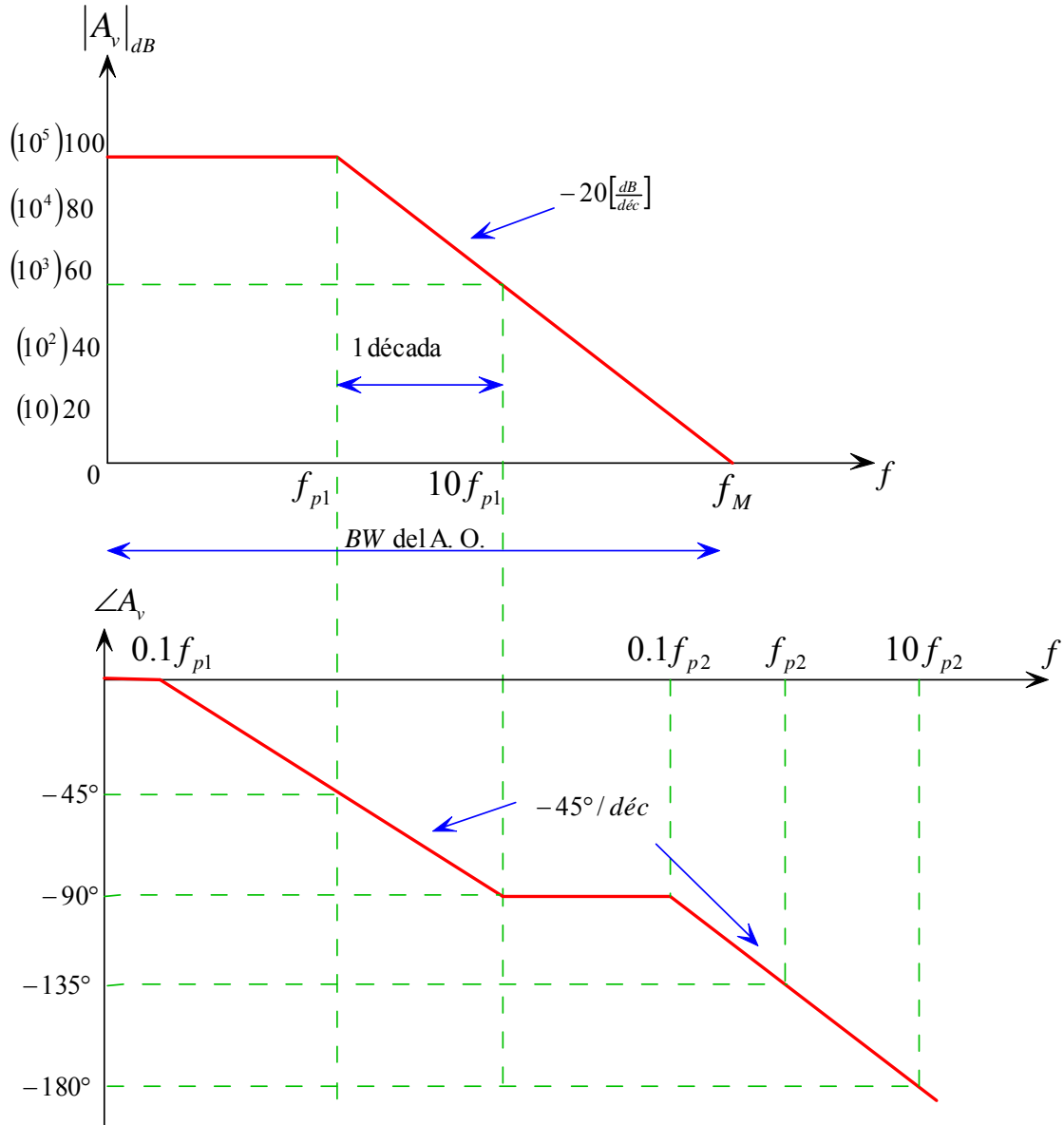


Figura 1.3. Gráficos de magnitud y fase en función de la frecuencia de un A. O. real.

Slew Rate (S. R.)

Es la máxima velocidad de variación de la señal de salida del A. O., sin distorsión. Si se sobrepasa este parámetro, la salida se distorsiona. Se mide en $[V/\mu seg]$

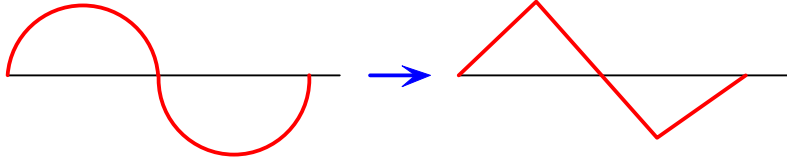


Figura 1.4 Efecto de sobrepasar el slew rate del A. O.

Supongamos:

$$v_o = V_m \text{sen}(\omega t)$$

$$S.R. = \frac{dv_o}{dt} \quad (1.2)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_o}{dt} = \omega V_m \cos(\omega t) \quad \Rightarrow \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{m\acute{a}x} = \omega V_m \leq S.R. \text{ del A. O.}$$

Luego:

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{S.R.}{2\pi V_m} \quad (1.3)$$

Frecuencia máxima de operación de la señal sin distorsión.

Ejercicio:

$$S.R. = 0.7V/\mu seg$$

$$\text{Si } V_m = 10V : \quad f_{m\acute{a}x} = \frac{0.7/10^{-6}}{2\pi 10} = 11kHz$$

$$\text{Si } V_m = 1V : \quad f_{m\acute{a}x} = \frac{0.7/10^{-6}}{2\pi 1} = 110kHz$$

El comportamiento de esto lo podemos ver gráficamente en la figura 1.5.

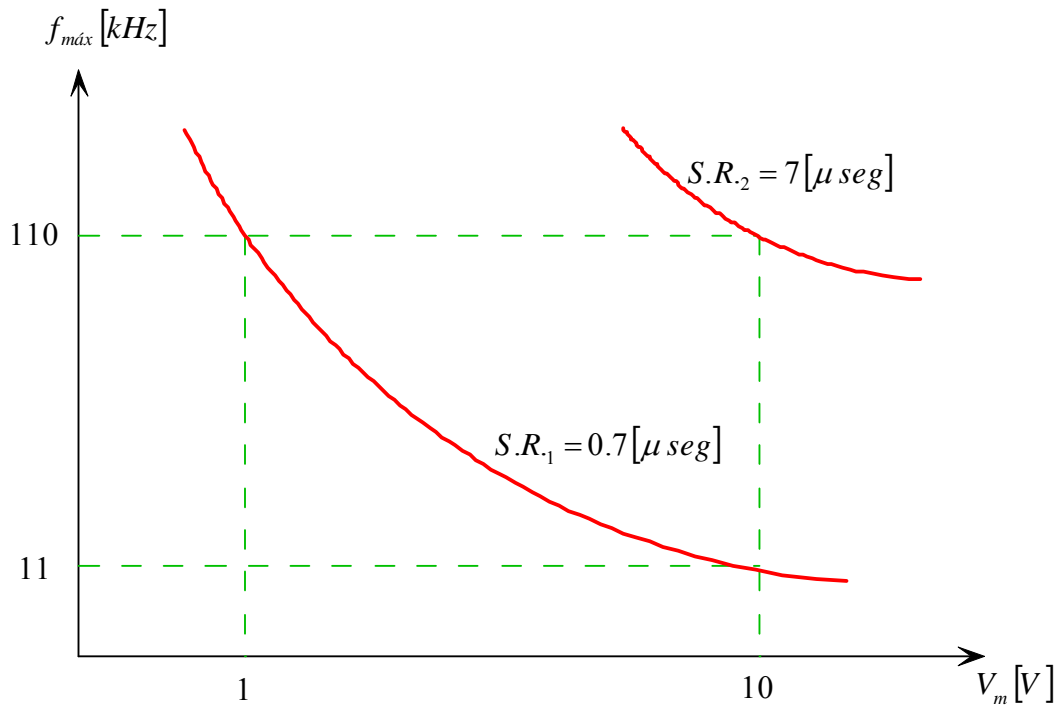


Figura 1.5. Ejemplo para dos amplitudes distintas.

Ajustes del A. O.

El famoso $\mu A741$ presenta una tensión de Offset (desajustes para la corriente continua), por lo tanto, debe compensarse, tal como se muestra en las figura 1.6 y 1.7.

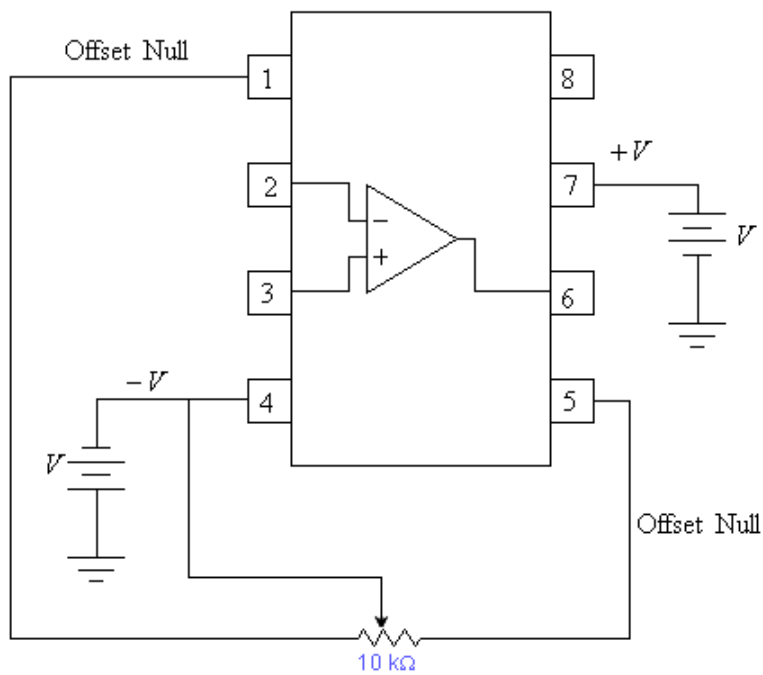


Figura 1.6 Compensación Offset del A. O. $\mu A741$.

Esta compensación es equilibrar el amplificador diferencial *sacándole corriente*.

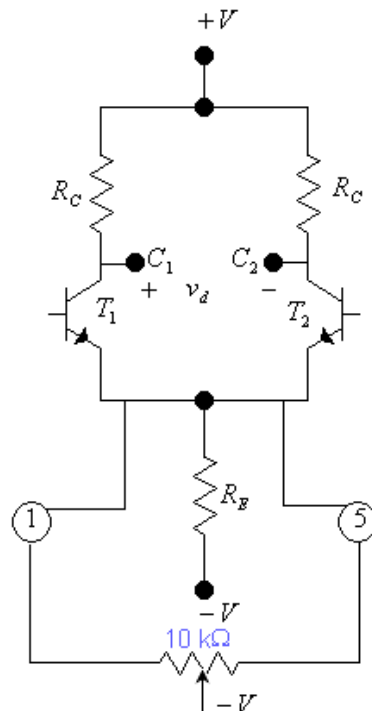


Figura 1.7. Amplificador Diferencial interno del Amplificador Operacional.

Otras Medidas del A. O.

Mirando al Amplificador Operacional desde el punto de vista de su funcionamiento diferencial, definimos dos ganancias:

1) Ganancia de Modo Común (A_c), la cual es:

$$A_c = \frac{v_o}{v_c} \quad (1.4)$$

Donde: v_c es la entrada de modo común, es decir, señales de igual magnitud y fase.

$$v_c = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) \quad (1.5)$$

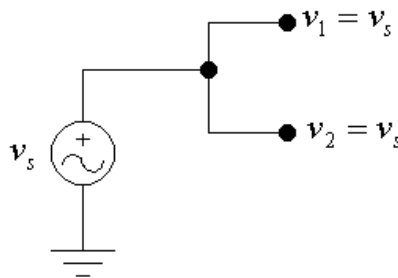


Figura 1.8. Medición de la entrada en modo común.

Observando la figura 1.8, tenemos que:

$$v_c = \frac{1}{2}(v_s + v_s) = v_s$$

$$A_c = \frac{v_o}{v_s} \lllll 1$$

2) Ganancia en Modo Diferencial (A_d), la cual es:

Observando la forma de medir que aparece en la figura 1.9, tendremos:

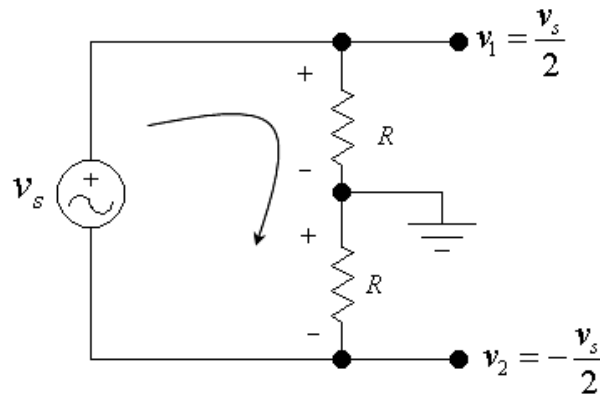


Figura 1.9. Medición de la ganancia de modo diferencial.

Donde las señales tienen la misma magnitud y están desfasadas 180°.

$$v_d = v_1 - v_2 = \frac{v_s}{2} - \left(-\frac{v_s}{2}\right) = v_s$$

$$A_c = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_o}{v_s} = A_v$$

Modelo ideal del A. O.

Analizaremos lo que sucede con el A. O., cuando se consideran sus características ideales.

$$|A_v| = \frac{v_o}{v_i} = \infty \Rightarrow v_i = 0$$

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty \Rightarrow i_i = 0$$

El A. O. es reemplazado por un cortocircuito ($v_i = 0$), por el cual no circula corriente ($i_i = 0$). Es el concepto de *masa o tierra virtual*.

Esto se muestra en la figura 1.10.

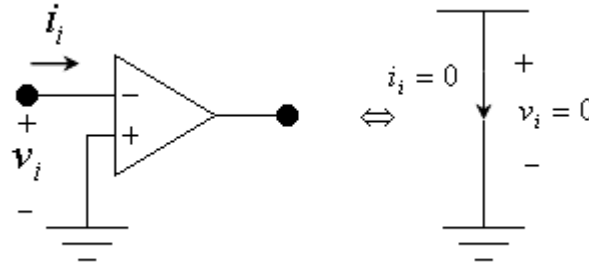


Figura 1.10. Concepto de tierra virtual del A. O.

Aplicaciones Lineales

Se llaman Aplicaciones Lineales del A. O., dado que este dispositivo opera en la región lineal, es decir, sus componentes, transistores BJT y FET que pueda tener, están operando en su región lineal.

Existen 2 configuraciones de amplificadores hechos con operacionales: *amplificador inversor* y *amplificador no-inversor*.

Amplificador Inversor

Este circuito se muestra en la figura 1.11.

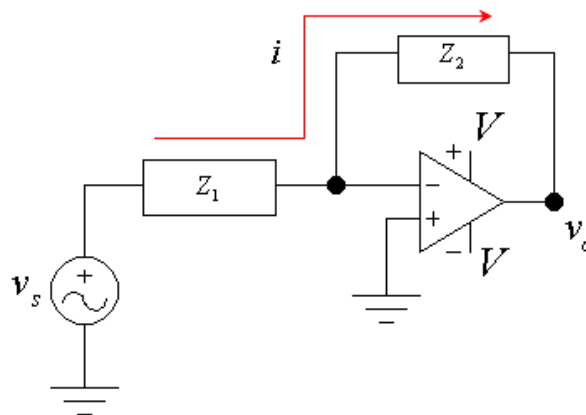


Figura 1.11. Amplificador Inversor.

Definimos la **Ganancia de Lazo Cerrado**, como:

$$A_{vLC} = \frac{v_o}{v_s} \tag{1.6}$$

Cálculo del A_{vLC} para el Amplificador Inversor

Usando el concepto de tierra virtual, la corriente pasa solo por las impedancias, luego:

$$i = \frac{v_s - v_i}{Z_1} = \frac{v_i - v_o}{Z_2} \Rightarrow \frac{v_s}{Z_1} = \frac{-v_o}{Z_2} \Rightarrow A_{vLC} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{Z_2}{Z_1} \tag{1.7}$$

El signo negativo de la ganancia de lazo cerrado, indica el desfase de 180° que sufre la tensión de salida, para el amplificador inversor.

Ejemplo:

$$Z_2 = R_2 = 10\text{ k}\Omega; \quad Z_1 = R_1 = 1\text{ k}\Omega; \quad \pm V = 15\text{ V}$$

$$v_s = V_m \text{ sen}(\omega t) \quad v_{op} = |V^+ - 2| = |V^- - 2| \quad (2 \text{ representa las caídas internas del A. O.}).$$

a) Graficar v_o si V_m es: i) 1 V ii) 1.5 V iii) 50 V.

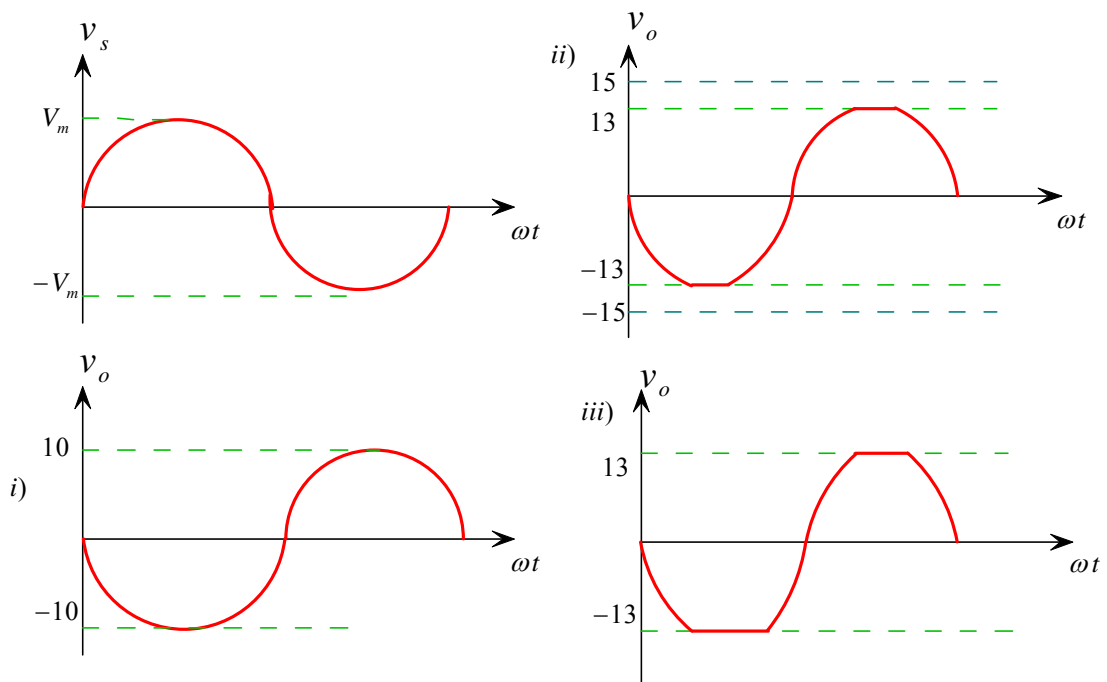


Figura 1.12. Respuesta del ejemplo.

Las señales de i) y ii), aparecen recortadas debido a la máxima excursión simétrica que posee a la salida el A. O., y es solo 13 V p-p. Además las señales de salida aparecen desfasadas 180°.

b) Si $V_{offset} = 8V$ graficar v_o con $V_m = 1V$

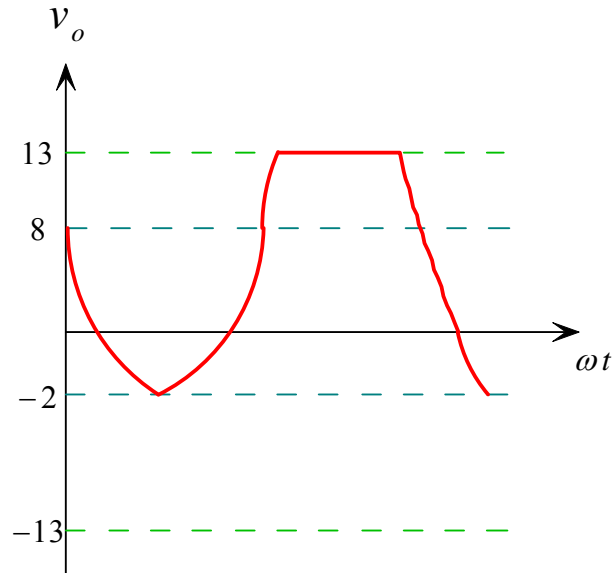


Figura 1.13. Respuesta al ejemplo.

c) Graficar el $|A_{vLC}|$ sobre el $|A_v|$ del A. O., indicando el BW del amplificador inversor.

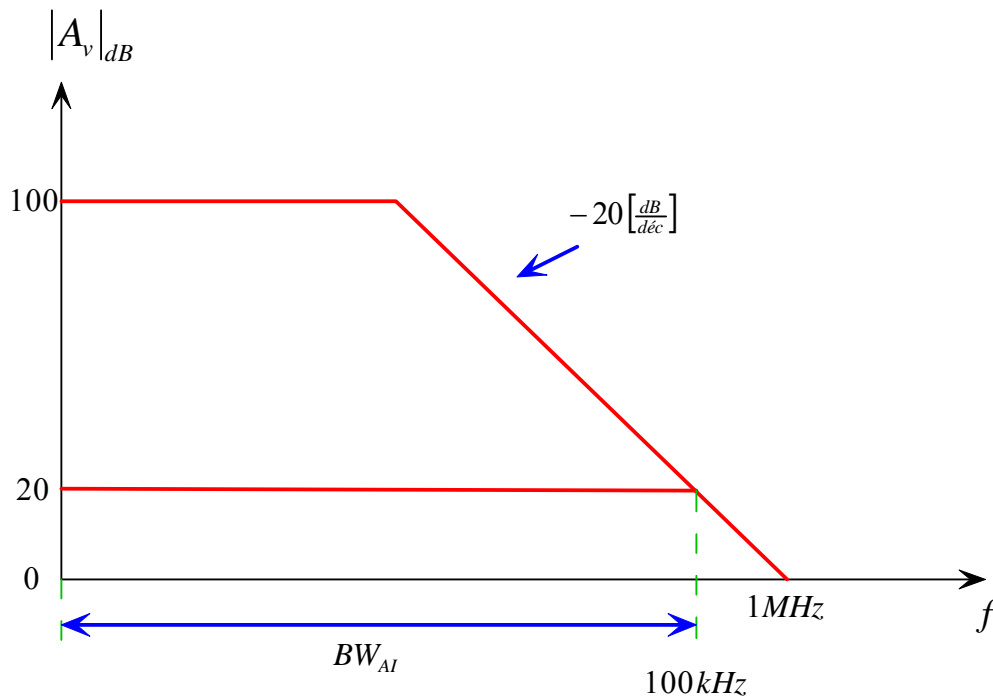


Figura 1.14. Respuesta de frecuencia del Amplificador Inversor sobre la del A. O.

Amplificador No-Inversor

Este circuito se muestra en la figura 1.15.

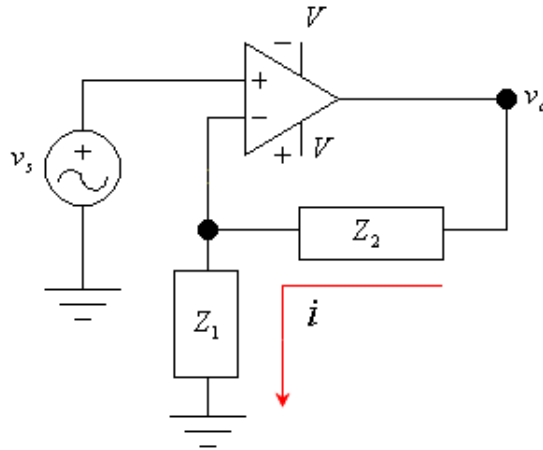


Figura 1.15. Amplificador No-Inversor.

Cálculo del A_{vLC} para el Amplificador No-Inversor

Para el cálculo de la ganancia de lazo cerrado de esta configuración de amplificador, tenemos:

$$v_s = Z_i \cdot i \quad (1.8)$$

$$v_o = (Z_1 + Z_2) \cdot i \quad (1.9)$$

Reemplazando la ecuación (1.8) en la (1.9), tendremos que:

$$A_{vLC} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (1.10)$$

Sumador Inversor

Este circuito tiene como propósito sumar algebraicamente las tensiones de entrada, como es muestra en la figura 1.16. Analizando, el circuito tenemos que:

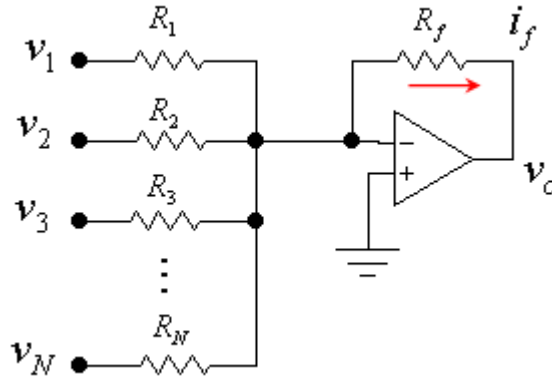


Figura 1.16. Sumador Inversor generalizado.

Usando el concepto de tierra virtual, tenemos que la corriente de entrada al operacional es nula, luego:

$$i_f = i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_N \quad (1.11)$$

$$i_f = \frac{v_i - v_o}{R_f} = -\frac{v_o}{R_f} \quad (1.12)$$

Además para cada entrada de tensión:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{v_1}{R_1} \\ &\vdots \end{aligned} \quad (1.13)$$

$$i_N = \frac{v_N}{R_N}$$

Reemplazando la ecuación (1.12) y el conjunto de ecuaciones (1.13), obtendremos:

$$-\frac{v_o}{R_f} = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \dots + \frac{v_N}{R_N} \Rightarrow v_o = -R_f \left[\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \dots + \frac{v_N}{R_N} \right] \quad (1.14)$$

Si $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_N = R_A$

$$v_o = -\frac{R_f}{R_A} [v_1 + v_2 + v_3 + \dots + v_N] \quad (1.15)$$

Si $R_f = R_A$

$$v_o = -[v_1 + v_2 + v_3 + \dots + v_N] \tag{1.16}$$

Derivador Ideal

Este circuito toma la señal de entrada, y la salida es la derivada de la señal de entrada. Esto se puede ver en la figura 1.17.

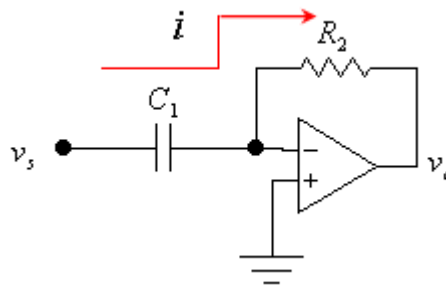


Figura 1.17. Circuito Derivador Ideal.

Usando el concepto de tierra virtual del A. O., tenemos que:

$$i = C_1 \frac{d}{dt} v_s = -\frac{v_o}{R_2}$$

$$v_o = -C_1 R_2 \frac{d}{dt} v_s \tag{1.17}$$

Análisis del Derivador Ideal

El derivador ideal, es un circuito amplificador inversor, con 2 impedancias, luego:

$$A_{vLC} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{1/sC_1} = -sC_1R_2 \tag{1.18}$$

Si $s = j\omega$

$$|A_{vLC}| = \omega C_1 R_2 \tag{1.19}$$

Graficando esto, tendremos:

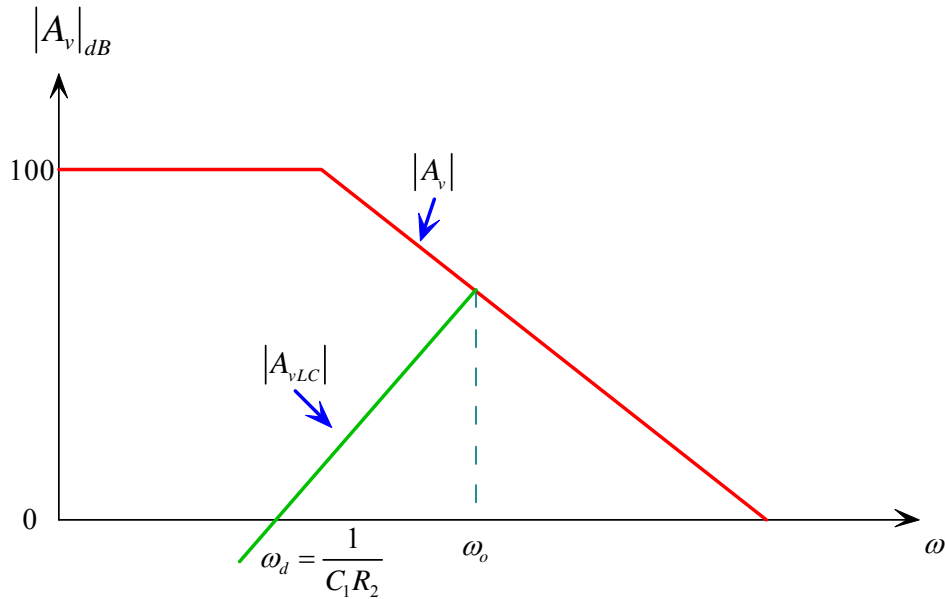


Figura 1.18. Respuesta de frecuencia del derivador ideal.

ω_d es la **frecuencia característica de derivación**, ya que si $\omega_{exc} = \omega_d \Rightarrow |A_{vLC}| = 1$, solo deriva.

Si $\omega_{exc} < \omega_d$, el circuito deriva y atenúa.

Si $\omega_d < \omega_{exc} < \omega_o$, el circuito deriva y amplifica.

Si $\omega_{exc} = \omega_o$, el circuito oscila, ya que la realimentación negativa se transforma en positiva y el A. O. se satura.

Para levantar la condición de oscilación, se propone crear un polo en ω_1 , de modo que en ω_o tenga comportamiento resistivo, y esto nos lleva al **derivador real**.

Derivador Real

Tal cual al circuito anterior se le agrega un polo, que es nada más y nada menos que una resistencia en la impedancia 1, como se muestra en la figura 1.19.

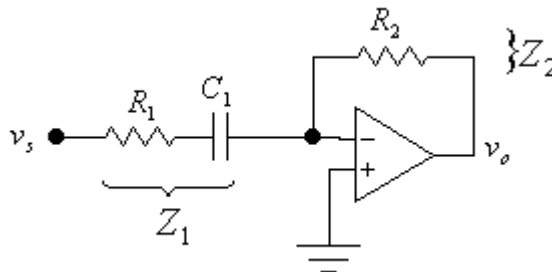


Figura 1.19. Derivador Real.

$$Z_1 = R_1 + 1/sC_1 = \frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1R_1}$$

$$A_{vLC} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-R_2}{\frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1}} = \frac{-sC_1R_2}{sC_1R_1 + 1} = \frac{-sC_1R_2}{C_1R_1 \left[s + \frac{1}{C_1R_1} \right]} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{s}{s + 1/C_1R_1} \quad (1.20)$$

Si $s = j\omega$

$$|A_{vLC}| = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{C_1R_1} \right)^2}} \quad (1.21)$$

Polo creado: $\omega_1 = \frac{1}{C_1R_1}$ (1.22)

Hacemos la transformación: $\omega \leftrightarrow \omega_{exc}$, tendremos que:

Si $\omega_{exc} \ll \omega_1$:

$$|A_{vLC}| = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega}{1/C_1R_1} = \omega R_2 C_1 \quad \text{el circuito deriva y atenúa} \quad (1.23)$$

Si $\omega_{exc} = \omega_d = \frac{1}{C_1R_2}$:

$$|A_{vLC}| = 1 \quad \text{el circuito solo deriva}$$

Si $\omega_{exc} \gg \omega_1$:

$$|A_{vLC}| = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega}{\omega} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{el circuito solo amplifica} \quad (1.24)$$

El nuevo gráfico ganancia versus frecuencia creado, por esta condición se muestra en la figura 1.20.

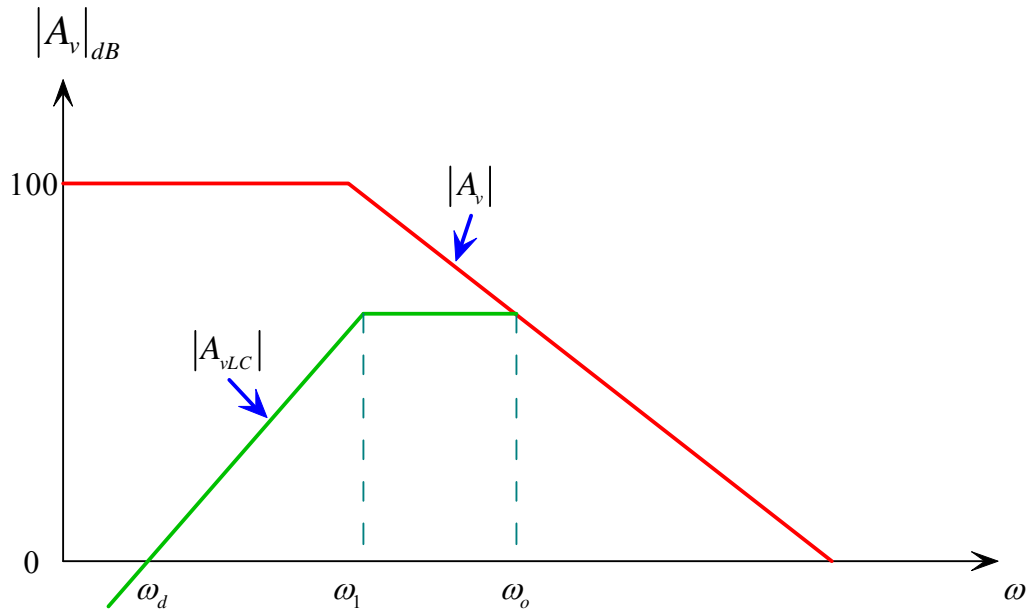


Figura 1.20. Comportamiento del derivador real.

Integrador Ideal

Este circuito tiene como propósito integrar la señal de entrada, y a la salida se obtiene la integral de la tensión de entrada analógica. Este circuito se muestra en la figura 1.21.

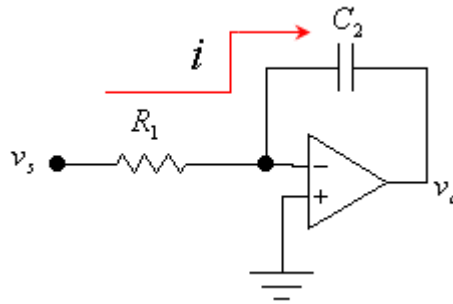


Figura 1.21. Integrador Ideal.

Usando el concepto de tierra virtual, obtendremos en las ecuaciones:

$$i = \frac{v_s}{R_1} = C_2 \frac{d}{dt}(-v_o) \quad (1.25)$$

$$v_o = -\frac{1}{C_2 R_1} \int v_s dt \quad (1.26)$$

Análisis del Integrador Ideal

De la misma forma como se analizó el derivador ideal, tenemos en las impedancias para el integrador ideal:

$$A_{vLC} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1/sC_2}{R_1} = -\frac{1}{sC_2R_1}$$

$$\therefore |A_{vLC}| = \frac{1}{\omega R_1 C_2} \tag{1.27}$$

Esto se puede gráficamente en la figura 1.22.

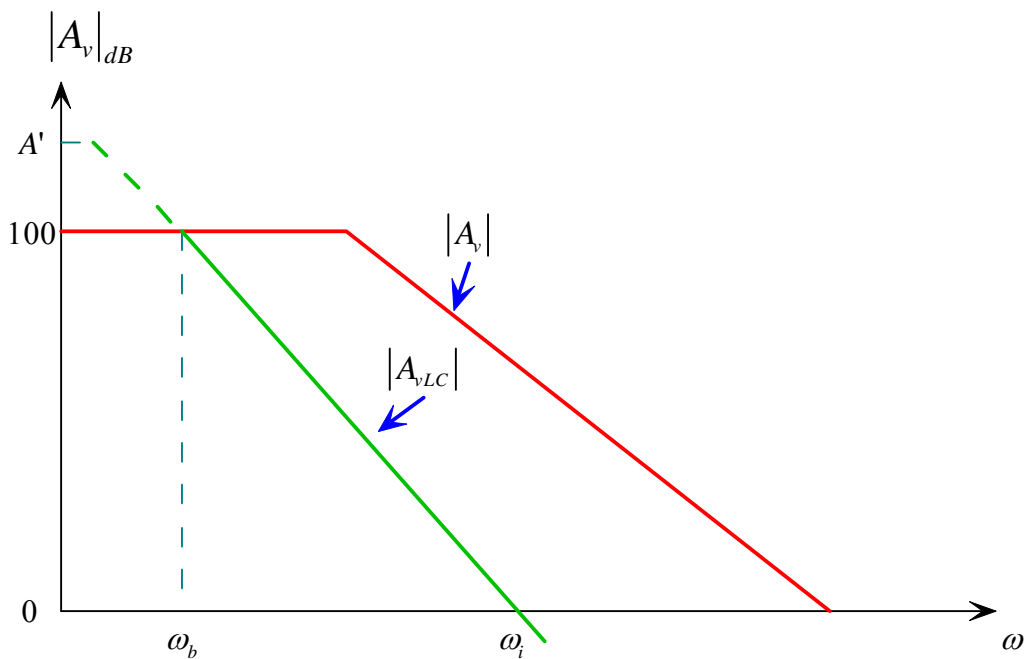


Figura 1.22. Comportamiento del Integrador Ideal.

Donde:

- 1) ω_b es la **frecuencia inferior de integración**.
- 2) ω_i es la **frecuencia característica de integración**.

Si $\omega_{exc} = \omega_i$, el circuito sólo integra ya que $|A_{vLC}| = 1$

Si $\omega_{exc} > \omega_i$, el circuito integra y atenúa

Si $\omega_b < \omega_{exc} < \omega_i$, el circuito integra y amplifica

Si $\omega_{exc} < \omega_b$, el circuito amplifica ya que necesita una ganancia $A' > A_v$ del A. O. para integrar.

Integrador Real

Análogamente al caso del derivador real, el integrador real se le añade un polo, que también es una resistencia convencional, para que no exista saturación del A. O. R_2 provee un camino de realimentación para la C. C., evitando la saturación del A. O. por efecto de Offset.

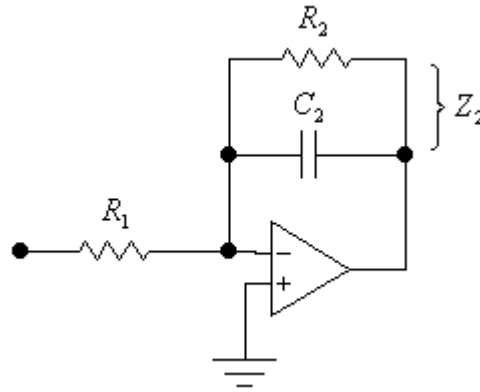


Figura 1.23. Integrador Real.

$$Z_2 = R_2 \parallel 1/sC_2 = \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1}$$

$$\therefore A_{vLC} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{R_2}{sC_2R_2 + 1}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1C_1R_2(s + 1/C_2R_2)} = -\frac{1}{R_1C_2} \frac{1}{s + 1/C_2R_2}$$

$$|A_{vLC}| = \frac{1}{R_1C_2} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{C_2R_2}\right)^2}} \quad (1.28)$$

Gráficamente, tendremos:

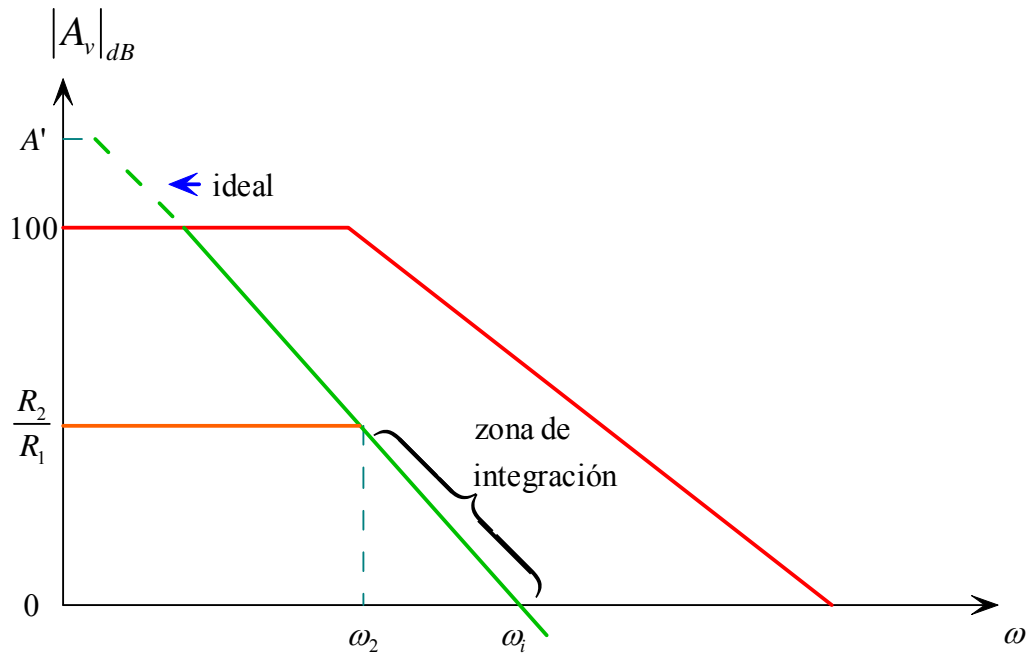


Figura 1.24. Comportamiento del Integrador Real.

Debe cumplirse que: $\omega_2 \ll \omega_i$, al menos una década.

$\omega_2 = \frac{1}{C_2 R_2}$, es la **frecuencia inferior de integración** con R_2 .

Si $\omega_{exc} \gg \omega_2$ $|A_{vLC}| = \frac{1}{\omega C_2 R_2}$, el circuito integra.

Si $\omega_{exc} \ll \omega_2$ $|A_{vLC}| = \frac{R_2}{R_1}$, el circuito amplifica.

Circuito Derivador Integrador

Este circuito es la combinación de un derivador e integrador real, por lo cual las impedancias del amplificador inversor, se componen de resistencias y condensadores conectados como se muestra en la figura 1.25.

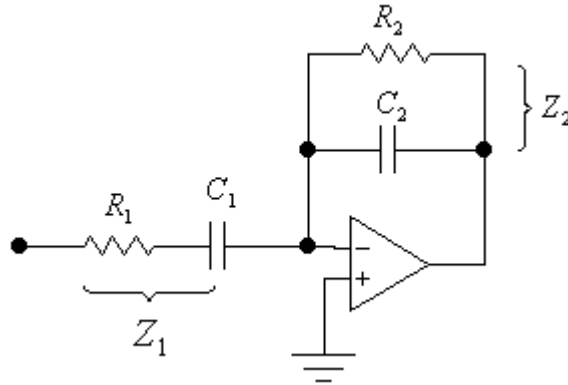


Figura 1.25. Circuito Derivador Integrador real.

$$Z_1 = R_1 + 1/sC_1 = \frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1}$$

$$Z_2 = R_2 \parallel 1/sC_2 = \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1}$$

$$A_{vLC} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{R_2}{sC_2R_2 + 1}}{\frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1}} = -\frac{sC_1R_2}{(sC_1R_1 + 1)(sC_2R_2 + 1)}$$

$$A_{vLC} = -\frac{sC_1R_2}{C_1R_1\left(s + \frac{1}{C_1R_1}\right)C_2R_2\left(s + \frac{1}{C_2R_2}\right)} = -\frac{1}{C_2R_1} \frac{s}{\left(s + \frac{1}{C_1R_1}\right)\left(s + \frac{1}{C_2R_2}\right)}$$

Si $s = j\omega$

$$|A_{vLC}| = \frac{1}{C_2R_1} \frac{\omega}{\sqrt{\left[\omega^2 + \left(\frac{1}{C_1R_1}\right)^2\right] + \left[\omega^2 + \left(\frac{1}{C_2R_2}\right)^2\right]}} \quad (1.29)$$

\downarrow
Polo 1

\downarrow
Polo 2

$$\omega_d = \frac{1}{C_1R_2}, \text{ es la frecuencia de derivación.} \quad (1.30)$$

$$\omega_i = \frac{1}{R_1 C_2}, \text{ es la } \textit{frecuencia de integración}. \quad (1.31)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \text{ es la } \textit{frecuencia de polo 1}. \quad (1.32)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}, \text{ es la } \textit{frecuencia de polo 2}. \quad (1.33)$$

Debe cumplirse que:

$$\underbrace{\omega_d}_{1 \text{ década}} \ll \underbrace{\omega_1}_{2 \text{ décadas}} \ll \ll \omega_2 \ll \omega_i \quad (1.34)$$

Si $\omega_{exc} \ll \omega_1$:

$$|A_{vLC}| = \frac{1}{C_2 R_1} \frac{\omega}{\frac{1}{C_1 R_1} \frac{1}{C_2 R_2}} = \omega C_1 R_2, \text{ el circuito deriva y amplifica.} \quad (1.35)$$

Si $\omega_1 \ll \omega_{exc} \ll \omega_2$:

$$\underbrace{\omega_1}_{1 \text{ década}} \ll \underbrace{\omega_{exc}}_{2 \text{ décadas}} \ll \omega_2$$

$$|A_{vLC}| = \frac{1}{C_2 R_1} \frac{\omega}{\omega \frac{1}{C_2 R_2}} = \frac{R_2}{R_1}, \text{ el circuito amplifica} \quad (1.36)$$

Si $\omega_{exc} \gg \omega_2$:

$$|A_{vLC}| = \frac{1}{C_2 R_1} \frac{\omega}{\omega \cdot \omega} = \frac{1}{\omega C_2 R_1}, \text{ el circuito integra.} \quad (1.37)$$

Todos estos comportamientos analizados ahora, lo podemos resumir, y entenderlo gráficamente tal como se muestra en la figura 1.26.

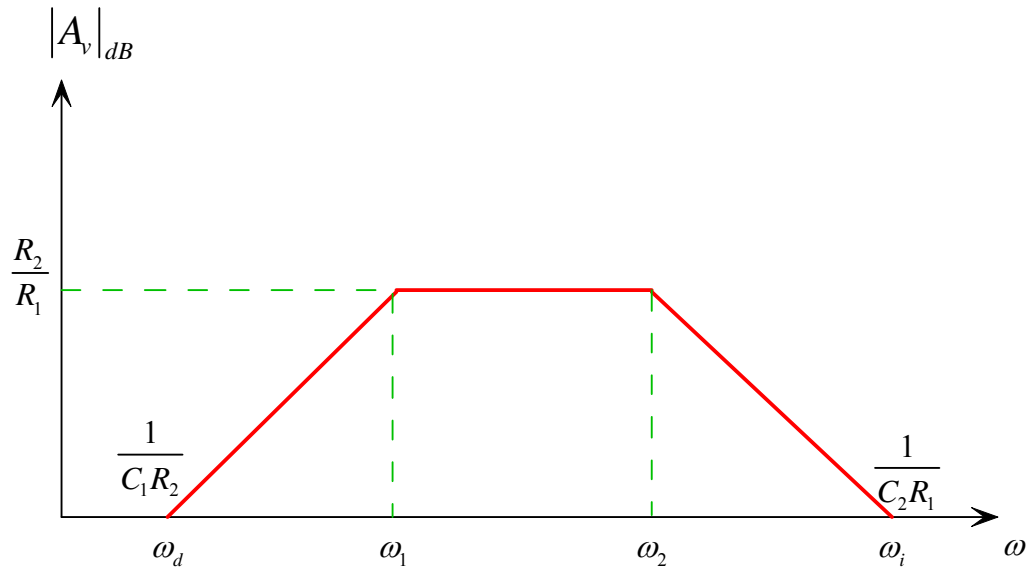


Figura 1.26. Comportamiento del Derivador Integrador Real.

Ejemplo:

Excitar a un derivador integrador con una señal cuadrada, y visualizar en la misma gráfica de ganancia versus frecuencia, las señales que se producen a la salida de tal circuito.

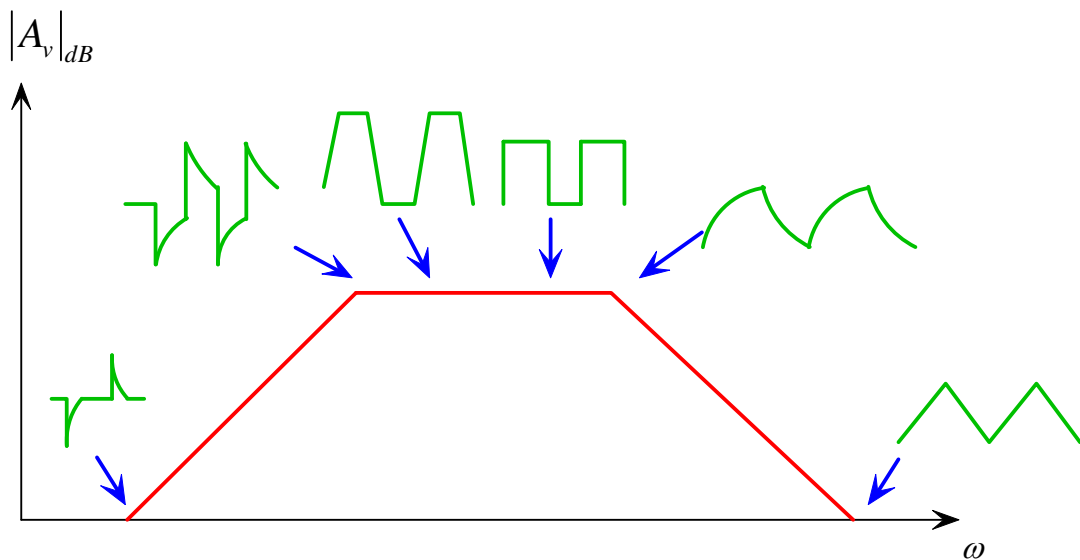


Figura 1.27. Respuesta del ejemplo recientemente expuesto.

Ejercicio 1:

Ambos operacionales operan linealmente, en que sus corrientes de salida son distintas de cero. Encuentre v_{o1} y v_{o2} .

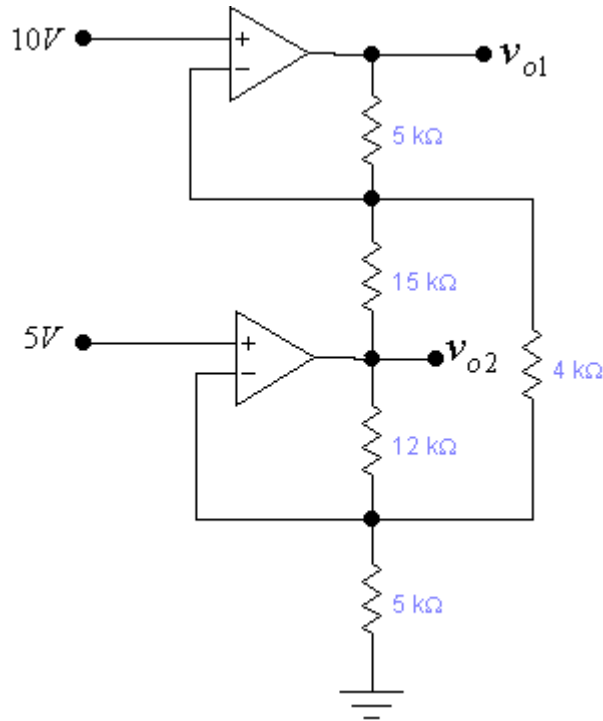


Figura 1.28. Ejercicio de A. O.

Solución:

Se definieron corrientes en el circuito, lo cual se muestra en la figura 1.29, y además, dado que se consideran ideales los A. O., presentan tierra virtual, por lo cual los potenciales de entrada se ven en los nodos señalados en la misma figura.

$$i_1 = \frac{5V}{5k\Omega} = 1mA$$

$$i_2 = \frac{10 - 5V}{4k\Omega} = 1.25mA$$

$i_1 = i_2 + i_3 \Rightarrow i_3 = i_1 - i_2 = 1 - 1.25mA = -0.25mA$, luego su dirección es opuesta a la de la figura.

$$i_3 = \frac{5 - v_{o2}}{12k\Omega} \Rightarrow v_{o2} = 5 - 0.25m \times 12k = 5 - 3 = 2V$$

$$i_4 = \frac{2 - 10V}{15k\Omega} = -0.533mA$$

También esta corriente va en sentido contrario.

$$i_4 + i_5 = i_2 \Rightarrow i_5 = i_2 - i_4 = 1.25 - (-0.533) = 1.783 \text{ mA}$$

$$i_5 = \frac{v_{o1} - 10}{5 \text{ k}\Omega} = \Rightarrow v_{o2} = 1.783 \times 5 \text{ k} + 10 = 18.92 \text{ V}$$

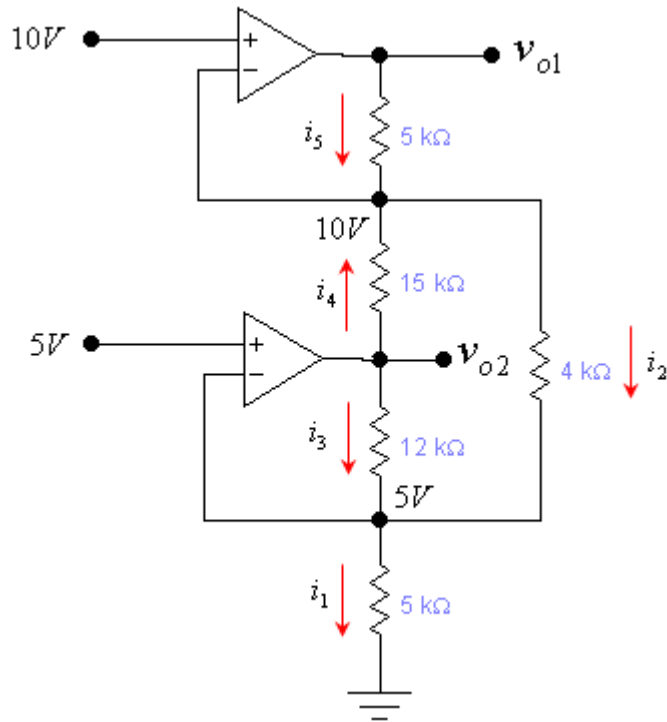


Figura 1.29. Definición de corrientes en el circuito.

Ejercicio 2:

Demostrar que: $A_d = \frac{v_o}{v_d} = -\frac{R_F}{R_A}$, donde A_d es la ganancia de modo diferencial y

$v_d = v_1 - v_2$, es la señal de entrada de modo diferencial del A. O.

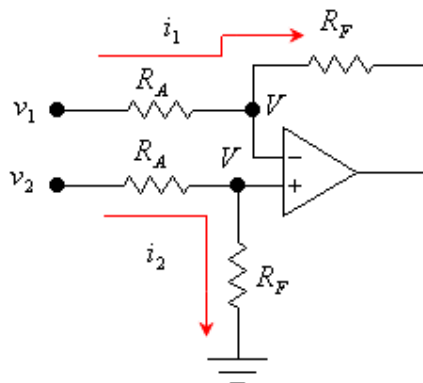


Figura 1.30. Circuito para ejercicio 2.

Solución:

Ya que se considera tierra virtual del A. O., la tensión en los bornes o terminales inversora y no-inversora, son iguales. Por tal razón se crea un divisor de voltaje entre R_A y R_F , luego aparece una tensión v_F , en los bornes de R_F .

$$v_F = \frac{R_F}{R_F + R_A} v_2 \quad (1.38)$$

$$i_1 = \frac{v_1 - V}{R_A} = \frac{V - v_o}{R_F} \quad (1.39)$$

Reemplazando la ecuación (1.38) en la (1.39), tenemos que:

$$\frac{v_1 - \frac{R_F}{R_F + R_A} v_2}{R_A} = \frac{\frac{R_F}{R_F + R_A} v_2 - v_o}{R_F} \quad | \times (R_A + R_F) R_A R_F$$

$$v_1 R_F (R_A + R_F) - R_F^2 v_2 = R_A R_F v_2 - R_A (R_A + R_F) v_o$$

$$v_1 R_F (R_A + R_F) - R_F v_2 (R_F + R_A) = -R_A (R_A + R_F) v_o$$

$$v_o = -\frac{R_F}{R_A} (v_1 - v_2) \Rightarrow v_d = v_1 - v_2$$

$$\therefore A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_o}{v_1 - v_2} = -\frac{R_F}{R_A}$$

Aplicaciones No Lineales del A. O.

En este tipo de aplicaciones, el A. O. opera fuera de la zona lineal, como en las anteriores aplicaciones, es decir, las señales de salida responden a comportamientos lineales de los circuitos empleados. Sin embargo, en estas aplicaciones no lineales, el A. O. opera saturado, o más bien, en su región de saturación (para los transistores BJT o FET que pueda contener el A. O.).

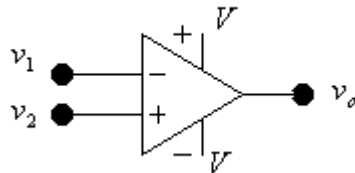


Figura 1.31. A. O. para análisis no lineal.

$$v_o = A_v v_i \qquad v_i = v_1 - v_2$$

A_v negativo

Si $v_1 > v_2$, v_i positivo, A_v negativo, luego v_o es negativo y el A. O. se satura negativamente.

Si $v_1 < v_2$, v_i negativo, A_v negativo, luego v_o es positivo y el A. O. se satura positivamente.

Si $v_1 = v_2$, $v_i = 0$ el A. O. está cambiando su saturación de $+V$ a $-V$ o de $-V$ a $+V$.

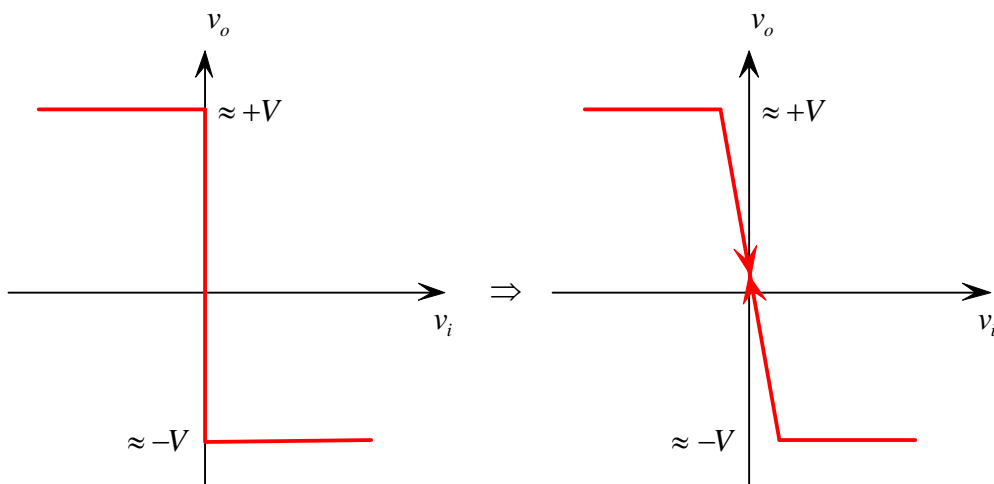


Figura 1.32 Conmutación del A. O. cambiando de estado, operación en saturación positiva o negativa.

Una aplicación típica es la de un comparador, donde una de las entradas es una tensión de referencia fija.
Un ejemplo de ello, es un detector de cruce por cero, como veremos a continuación.

Detector de Cruce por Cero

En este circuito, una de las terminales del A. O., tiene aplicada una tensión de referencia continua fija, y la otra es variable en el tiempo. En este caso como es *cruce por cero*, el circuito *avisa* cuando la señal variable, pasa por el eje del tiempo. Este circuito se muestra en la figura 1.33.

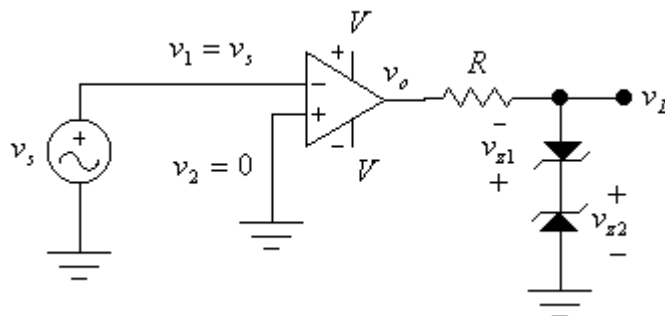


Figura 1.33. Detector de Cruce por Cero.

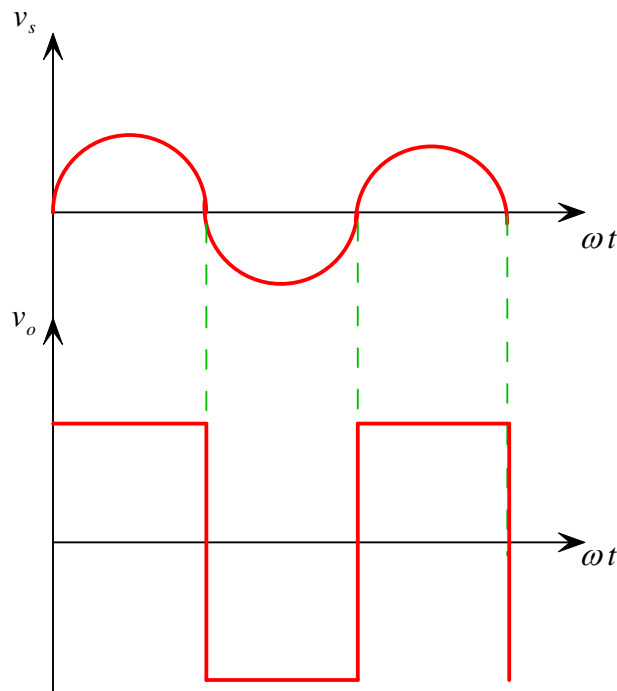


Figura 1.34. Funcionamiento del detector de cruce por cero.

Ahora si se quiere más sofisticado este tipo de detector de cruce, a la salida se le puede agregar un derivador, el cual en el momento de cambio de estado del A. O., genera un pulso de tensión, y finalmente un rectificador de onda completa para poder visualizar en cada instante deseado, cuando la señal cruce el eje del tiempo.

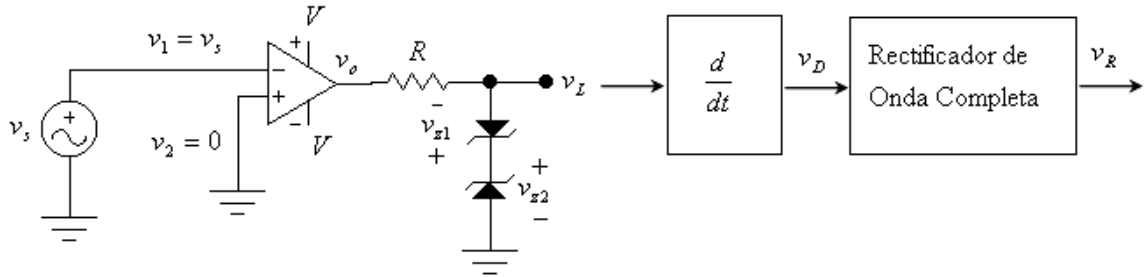


Figura 1.35. Detector de cruce con pulsos.

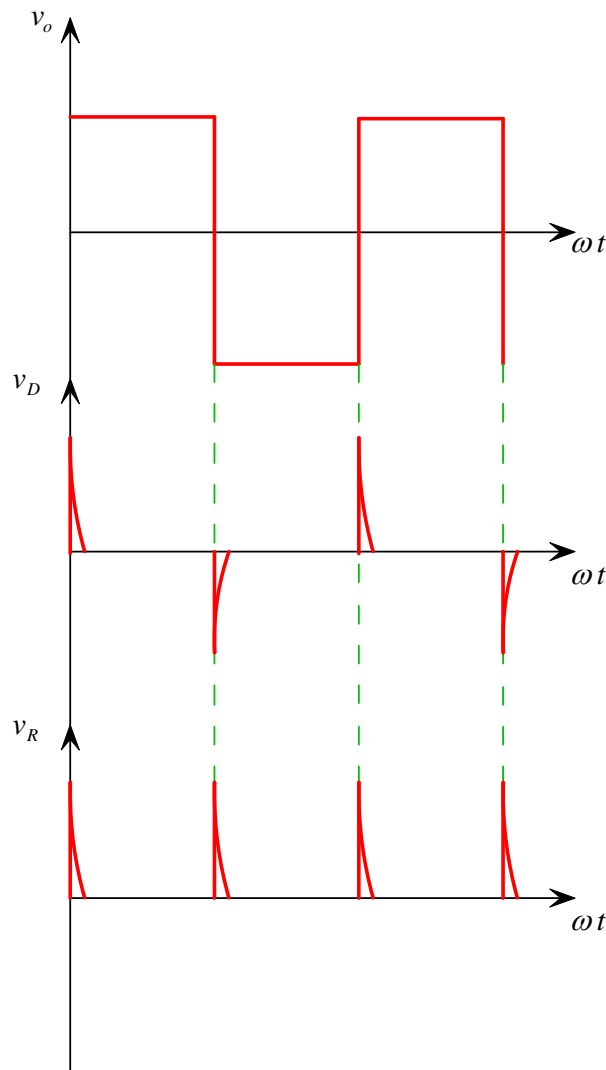


Figura 1.36. Detector de Cruce por Cero con pulsos.

Detector de Cruce por Cero con cierta inmunidad al ruido (Detector con Histéresis)

Este circuito es idéntico al anterior, con la diferencia que ahora la tensión de referencia se crea por un divisor de tensión como se muestra en la figura 1.37.

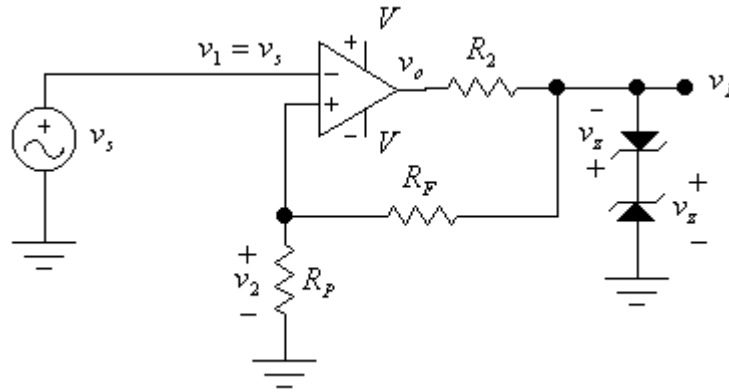


Figura 1.37. Detector de Cruce por Cero con Histéresis.

$$v_2 = \frac{R_P}{R_P + R_F} v_L$$

$$\therefore v_2 = \beta v_L \quad (1.40)$$

$$v_2 = \beta v_L \begin{cases} \beta v_z & \text{si } v_o = +V \text{ (El A. O. se satura negativamente)} \\ -\beta v_z & \text{si } v_o = -V \text{ (El A. O. se satura positivamente)} \end{cases}$$

Este comportamiento se puede ver gráficamente en la figura 1.38.

Se define el *margen o tensión de ruido*, como:

$$v_r = 2|\beta v_z| \quad (1.41)$$

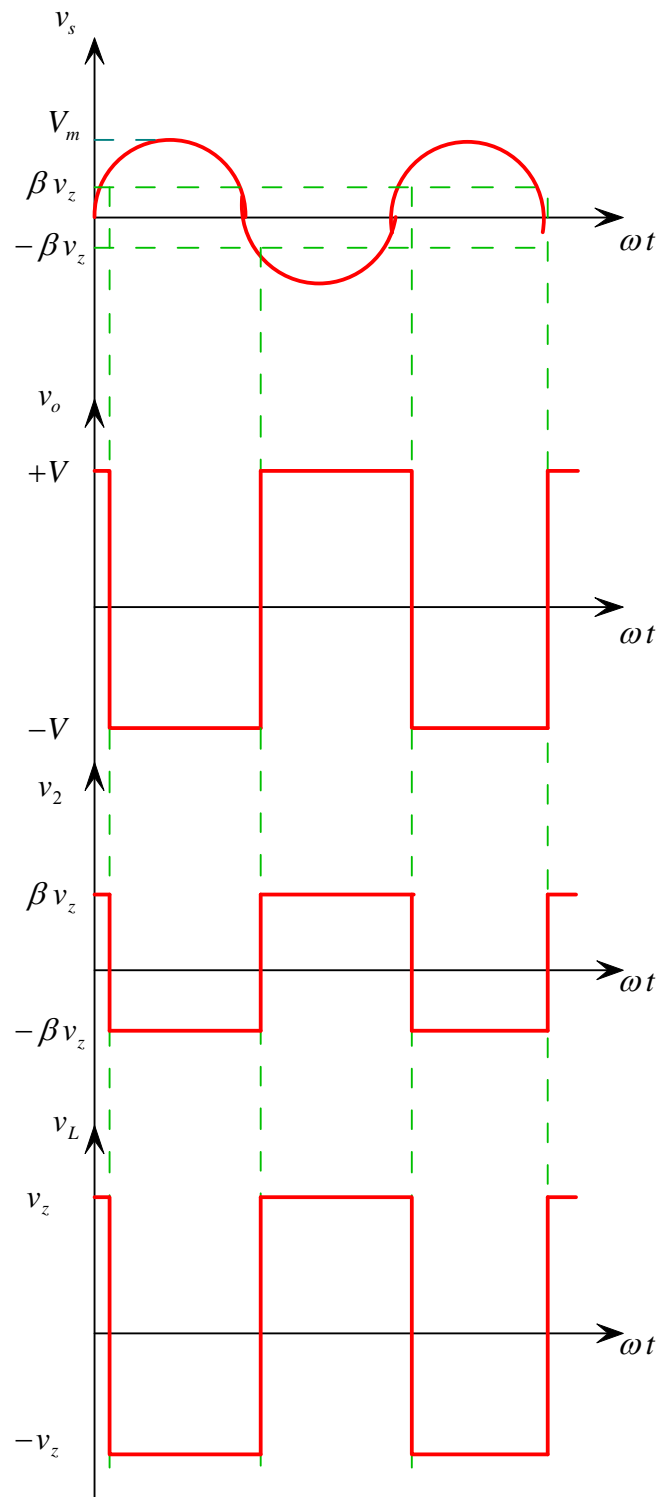


Figura 1.38. Comportamiento del Detector de Cruce con Histéresis.

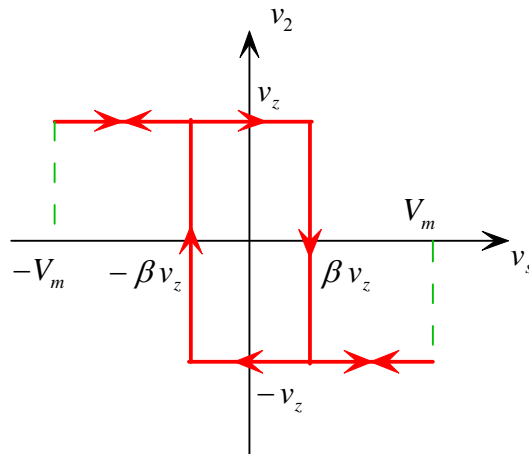


Figura 1.39. Resumen del funcionamiento del detector con histéresis.

Generador Astable

El propósito de este circuito es generar una señal cuadrada con semi-períodos independientes, determinados por las resistencias R_1 y R_2 , las cuales permiten la carga y descarga del condensador, lo que provoca la saturación del A. O., positivamente o negativamente según corresponda. Los diodos D_1 y D_2 , sirven como interruptores, es decir, permiten el paso para el tiempo en que debe usarse esa trayectoria, sea para carga o descarga del condensador, dependiendo de la resistencia involucrada.

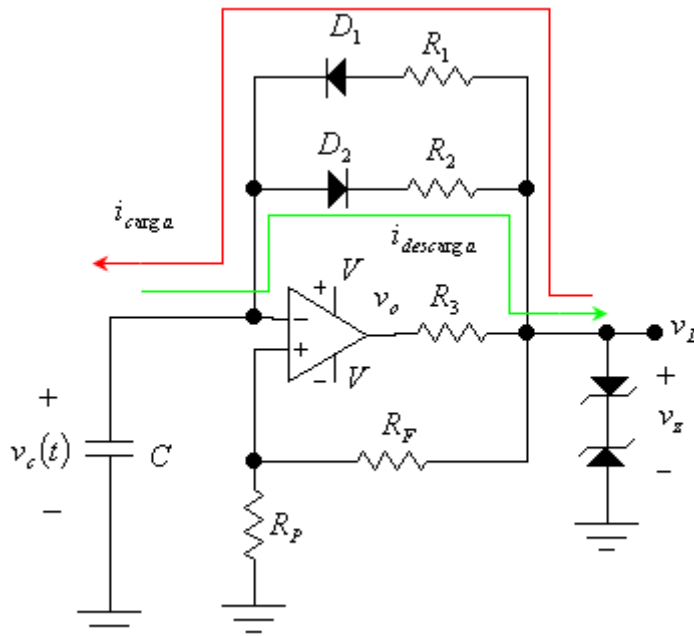


Figura 1.40. Generador Astable con semi-períodos distintos.

Al energizar el A. O. con $\pm V$, este se va a saturar en cosa de nano segundos, producto de la realimentación positiva. La saturación puede ser positiva o negativa, dependiendo del desajuste inicial.

Suponiendo saturación positiva, se tendrá en $t = 0$.

$$\begin{aligned}v_o &= +V \\v_L &= v_z \\v_2 &= \beta v_z\end{aligned}$$

Se polariza D_1 directo y el condensador (inicialmente descargado), comenzará a cargarse exponencialmente a través de R_1 .

En $t = T_1$

El condensador habrá alcanzado la tensión βv_z , luego $v_i \approx 0$, luego el A. O. cambiará su saturación positiva a negativa en nano segundos. El diodo D_2 se polariza directo y así el condensador comienza a descargarse hasta llegar a $-\beta v_z$, donde cambiará nuevamente su saturación provocando una nueva carga del condensador y así sucesivamente.

$$\beta = \frac{R_p}{R_p + R_F} \tag{1.42}$$

$$v_2 = \beta v_L \begin{cases} \beta v_z & \text{si } v_o = +V \\ -\beta v_z & \text{si } v_o = -V \end{cases} \tag{1.43}$$

Este comportamiento similar al circuito detector de cruce por cero con histéresis, provoca la conmutación del condensador, es decir, carga y descarga, y por lo tanto que el A. O. opera en forma saturada y cambiando de estado su salida.

El funcionamiento del generador astable se puede ver gráficamente en la figura 1.41.

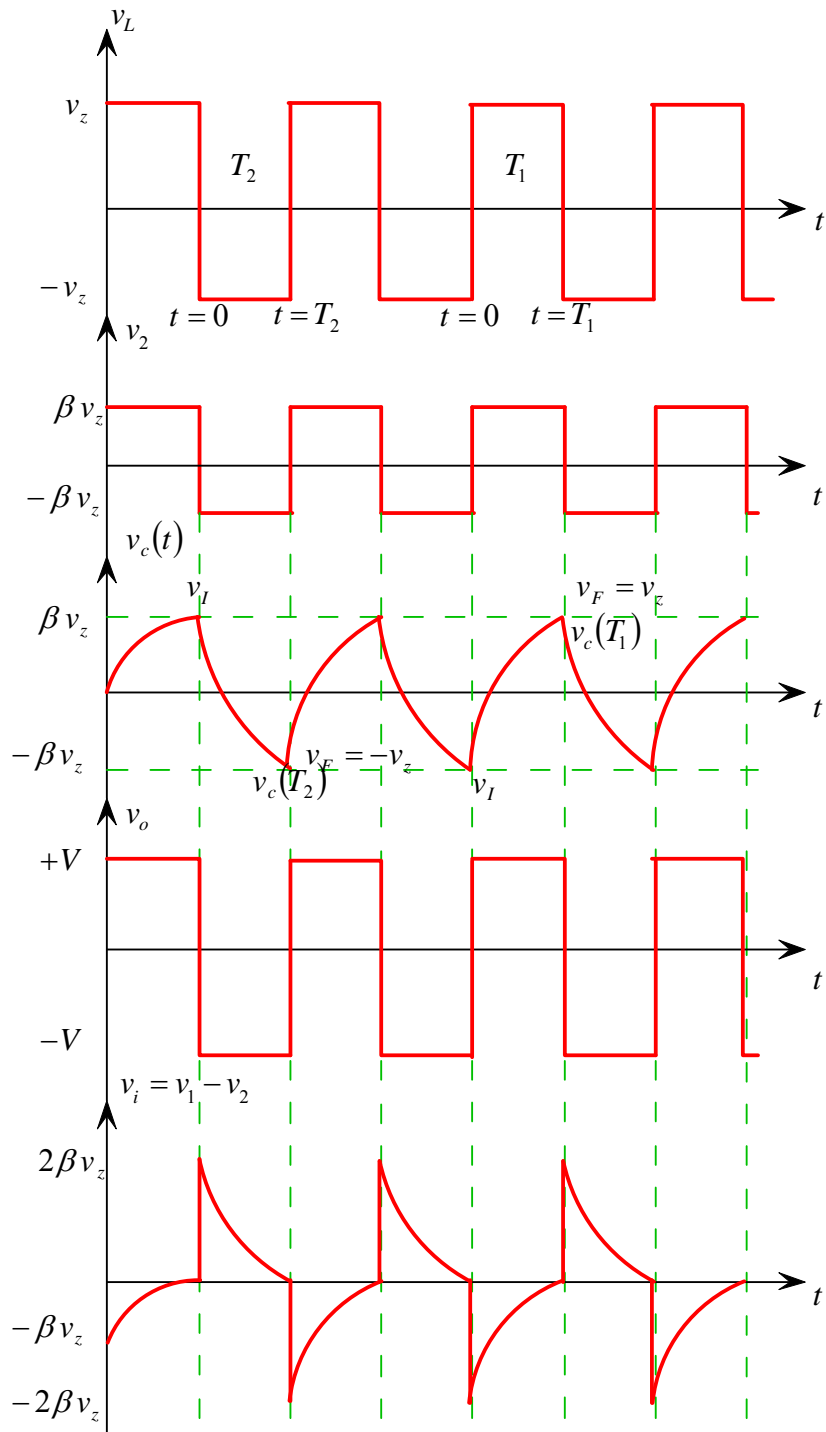


Figura 1.41. Funcionamiento del generador astable con semi-períodos distintos.

Cálculo de T_1

$$i_c(t) = \frac{v_z - v_c(t)}{R_1} = C \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{CR_1} - \frac{v_z}{CR_1} = 0 \quad \left| \times \frac{d}{dt} \right.$$

$$\frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + \frac{1}{CR_1} \frac{dv_c(t)}{dt} = 0$$

La solución a esta ecuación diferencial es:

$$v_c(t) = A + B e^{-t/CR_1} \tag{1.44}$$

Cuando $t \rightarrow \infty$, $v_c(t) \rightarrow v_F$, la cual es la tensión a la que tendería a llegar C.

Cuando $t \rightarrow 0$, $v_c(t) \rightarrow v_I$, el condensador tiende a su tensión inicial.

Para $t = \infty$:

$$v_c(t = \infty) = v_F = A + B e^{-\infty} = A \quad \therefore v_F = A$$

Para $t = 0$

$$v_c(t = 0) = v_I = A + B e^{-0} = A + B \quad \therefore B = v_I - v_F$$

$$\therefore v_c(t) = v_F + (v_I - v_F) e^{-t/CR_1} \tag{1.45}$$

Para $t = T_1$

$$v_c(T_1) = v_F + (v_I - v_F) e^{-T_1/CR_1} \tag{1.46}$$

Despejando T_1 de la ecuación (1.46), tenemos:

$$T_1 = CR_1 \ln \left[\frac{v_I - v_F}{v_c(T_1) - v_F} \right] = CR_1 \ln \left[\frac{-\beta v_z - v_z}{\beta v_z - v_z} \right] = CR_1 \ln \left[\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right] \tag{1.47}$$

Análogamente para T_2 :

$$T_2 = CR_2 \ln \left[\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right] \tag{1.48}$$

Comparador de Ventana

Este circuito tiene como propósito detectar cuando una señal está entre 2 niveles predeterminados de tensión.

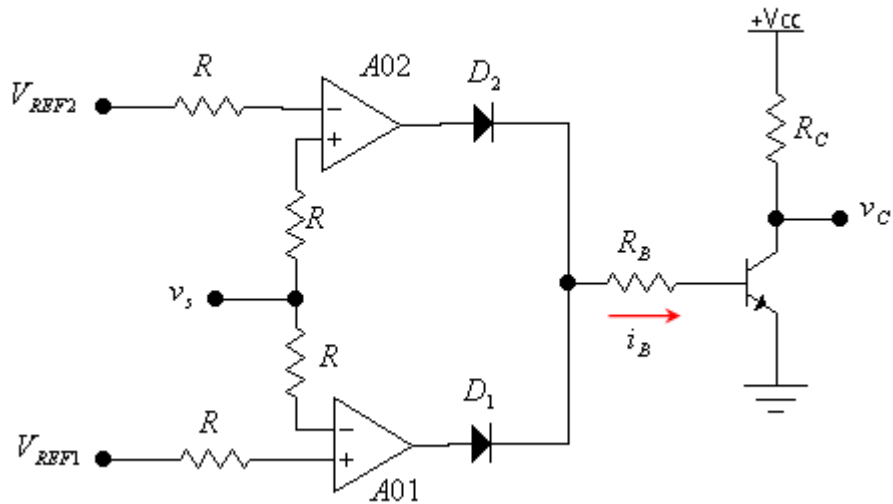


Figura 1.42. Comparador de Ventana.

Funcionamiento

Los Operacionales A01 y A02 operan saturados. D₁ y D₂ conducirán cuando los A. O. se saturen positivamente. Si esto ocurre, $I_B = 0$, y el transistor se satura.

Si D₁ y D₂ no conducen, es decir, que ambos operacionales estén saturados negativamente, $I_B = 0$, y el transistor no conduce, esta *en corte*.

Osciladores Sinusoidales (Adicional)

Para analizar los osciladores sinusoidales, estudiaremos brevemente la *teoría de los amplificadores realimentados*.

En la figura 1.43 se muestra el diagrama en bloques de un sistema realimentado.

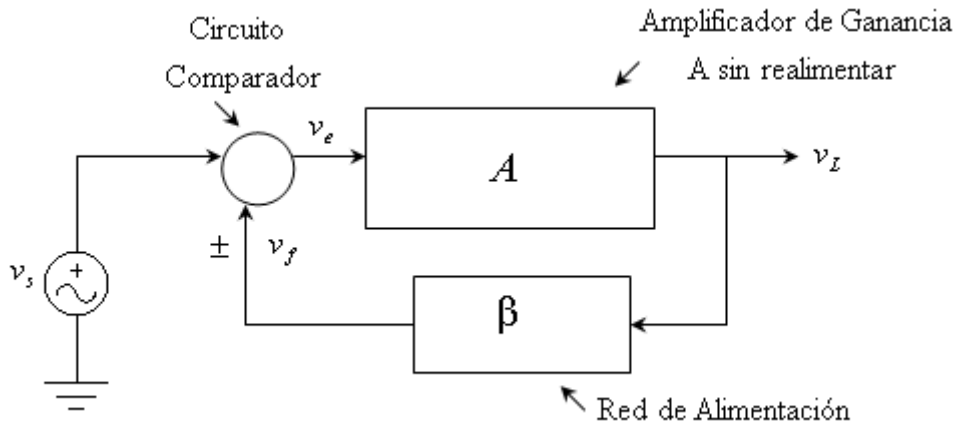


Figura 1.43. Sistema realimentado.

v_e es la señal de error.

$$v_e = v_s \pm v_f \quad (1.49)$$

Si el signo de la ecuación (1.49) es +, la realimentación es positiva, y eso quiere decir que las señales están en fase.

Si el signo de la ecuación (1.49) es -, la realimentación es negativa, y eso quiere decir que las señales están desfasadas 180° entre si.

$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_s}, \text{ es la ganancia total con realimentación.} \quad (1.50)$$

Caso 1: Realimentación Negativa

$$v_L = A v_e \quad (1.51)$$

$$v_e = v_s - v_f \quad (1.52)$$

$$v_f = \beta v_L \quad (1.53)$$

Reemplazando la ecuación (1.53) en la (1.52), y luego ésta última en la ecuación (1.51), tendremos:

$$v_L = A[v_s - \beta v_L]$$

$$\therefore A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (1.54)$$

Si $A\beta \gg 1$:

$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta}$$

Caso 2: Realimentación Positiva

$$v_e = v_s + v_f \tag{1.55}$$

$$\therefore A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{A}{1 - A\beta} \tag{1.56}$$

Definición:

Ganancia de Bucle o de lazo: T .

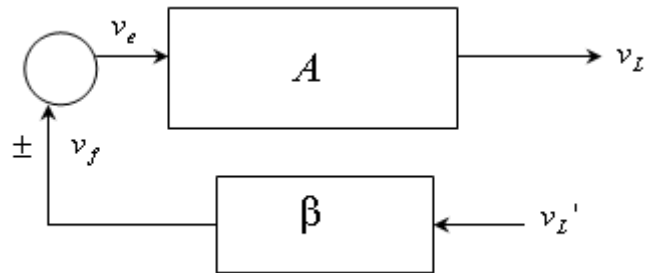


Figura 1.44. Definición de la ganancia de bucle.

$$T = \left. \frac{v_L}{v_L'} \right|_{v_s=0} \tag{1.57}$$

Para realimentación positiva:

$$v_L = A v_e \tag{1.58}$$

$$v_e = v_f \tag{1.59}$$

$$v_f = \beta v_L' \tag{1.60}$$

$$T = \left. \frac{v_L}{v_L'} \right|_{v_s=0} = A\beta \tag{1.61}$$

$$\therefore A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{A}{1 - T} \tag{1.62}$$

Si $T = 1 \Rightarrow A_{vf} = \infty \Rightarrow v_s = 0$ y $v_L \neq 0$.

En ciertas condiciones v_L será sinusoidal. Es el *principio de los osciladores sinusoidales* cuyo diagrama de bloques es:

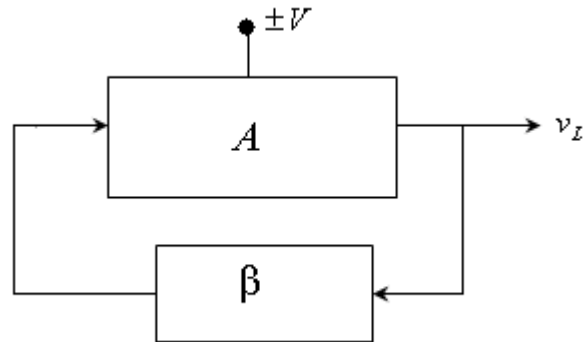


Figura 1.45. Diagrama de bloques de un oscilador sinusoidal.

$T = 1$, es el *principio o criterio de Barkhausen*.

La red β debe poseer bobinas y/o condensadores (L y/o C), luego T será complejo, ya que:

$$T = A\beta$$

Como $T = 1$:

$\text{Re}\{T\} = 1$, se obtiene la condición de oscilación.

$\text{Im}\{T\} = 0$, se obtiene la frecuencia de oscilación.

Osciladores de Puente de Wien

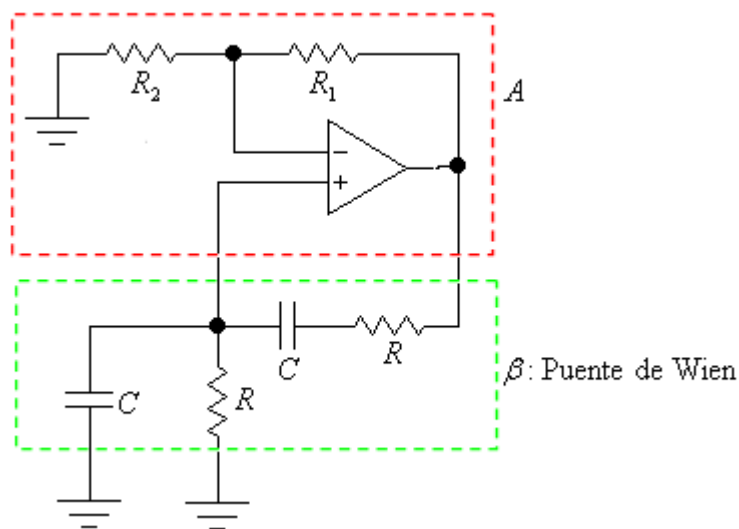


Figura 1.46. Oscilador de Puente de Wien

Este circuito es el que se muestra en la figura 1.46, donde aparecen las redes A y β , tal como el diagrama de bloques de un oscilador sinusoidal. El puente de Wien corresponde a la red de realimentación.

Abriendo el lazo de realimentación:

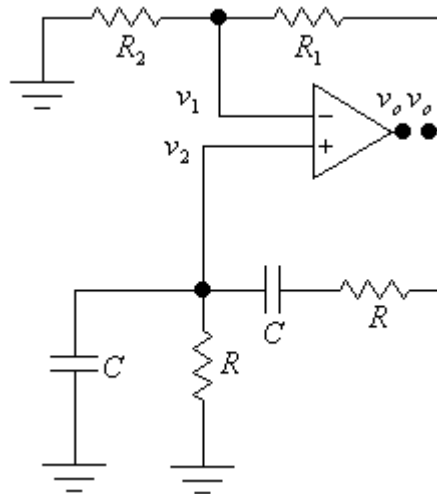


Figura 1.47. Circuito para el cálculo de la ganancia de bucle.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_1 - v_2} \quad (1.63)$$

$$v_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o' \quad (1.64)$$

$$v_2 = \frac{R \parallel 1/sC}{R \parallel 1/sC + R + 1/sC} v_o' \quad (1.65)$$

$$R \parallel 1/sC = \frac{R \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{R}{sCR + 1}$$

$$v_o = A_v \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o' - \frac{\frac{R}{sCR + 1}}{\frac{R}{sCR + 1} + R + \frac{1}{sC}} v_o' \right]$$

$$\therefore T = \frac{v_o}{v_o'} = A_v \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R}{R + sCR^2 + R + R + 1/sC} \right] \quad (1.66)$$

Si $s = j\omega$:

$$T = A_v \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R}{3R + j\left(\omega CR^2 - \frac{1}{\omega C}\right)} \right] \quad (1.67)$$

Si $T = 1$:

$$\text{Im}\{T\} = 0 \Rightarrow \omega CR^2 - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

$$\therefore f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{Frecuencia de oscilación} \quad (1.68)$$

$$\text{Re}\{T\} = 1 \Rightarrow A_v \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{3} \right] = 1$$

$$\left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{3} \right] = \frac{1}{A_v}$$

Como A_v , por lo general es grande. Se tiene que:

$$\left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{3} \right] = 0 \Rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$$

$$\therefore \frac{R_2}{R_1} = 2 \quad \text{Condición de oscilación} \quad (1.69)$$

Documento Elaborado por el alumno Andrés Zepeda, estudiante de Ingeniería de Ejecución en Electricidad, USACH 2008

Digitalizado por el alumno Ariel Reyes A. Estudiante de Ingeniería de Ejecución en Electricidad USACH 2008



Y Tu...
¿Compartes tu papeo?