



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Introducción a los Circuitos Integradores y Derivadores

Ing EDUARDO A GONZALEZ

Año 2010



Introducción a los Circuitos Integradores y Derivadores

Objetivo específico

Describir los principales circuitos integradores/derivadores más usuales y adquirir criterios de selección/diseño de los mismos.

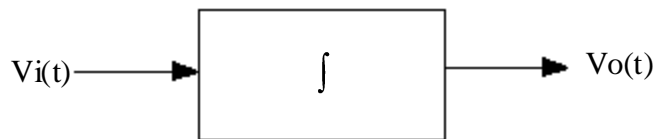
Item	Pag.
1-Introducción a los circuitos integradores.	3
1-1 Definición del circuito integrador.	3
1-2 Ejemplos básicos.	4
1-3 El circuito integrador inversor.	5
1-4 Imprecisiones debido a las señales de error.	5
1-5 Corrección de errores.	6
1-6 Recomendaciones para el diseño.	7
1-7 El límite superior de frecuencia y su precisión.	8
1-8 Fijación del ancho de banda de integración.	8
1-9 Condiciones iniciales.	10
1-10 Integrador sumador.	11
1-11 Integradores no inversores y diferenciales.	11
1-12 Diseño y simulación de integradores prácticos.	14
2- Introducción a los circuitos derivadores.	20
2-1 Definición del circuito derivador.	20
2-2 El derivador básico.	20
2-3 Ejemplos básicos.	21
2-4 Representación de Bode.	21
2-5 El derivador práctico.	22
2-6 Grafica de Bode de derivador con ganancia reducida.	23
2-7 Fijación de la impedancia de entrada.	24
2-8 Grafica de Bode con Z_i fijada por R_1 .	25
2-9 Diseño y simulación de derivadores prácticos.	25
Referencias bibliográficas	32



1-Introducción a los circuitos integradores.

1-1 Definición del circuito integrador.

Un circuito integrador se puede considerar como un bloque funcional en si mismo. En la figura N°1 se ve dicho bloque y la operación que ejecuta se expresa en la Ec 1-1. La señal de salida $V_O(t)$ es igual a la integral en el tiempo de la señal de entrada



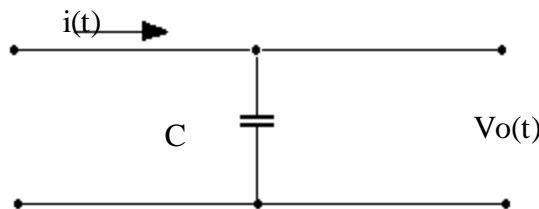
El bloque integrador

Figura N° 1

$$V_O(t) = \int_0^t v_i(t) dt + v_O(0)$$

Ec 1-1

Para esta operación se puede utilizar un inductor o un capacitor en combinación con un A.O. El elemento elegido en la mayoría de las aplicaciones es el capacitor como se ve en la figura N°2 puesto que los inductores no son confiables debido a su dispersión, inestabilidad con temperatura, humedad, respuesta en frecuencia, etc.



El capacitor como componente integrador

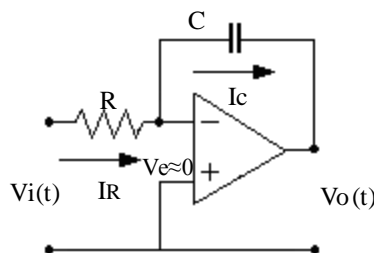
Figura N°2

Debido a que su respuesta a la circulación de corriente es:

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$$

Ec 1-2

El circuito integrador inversor figura N°3 es el de uso mas difundido.



Circuito del integrador básico con AO
Figura N°3



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Como sabemos, en el Capacitor $v_C = \frac{Q}{C}$, donde Q es la carga en Coulomb y C es la capacidad en Farad.

Si planteamos que $V_e \approx 0$ entonces $v_o = \frac{Q}{C}$ además se sabe que $-IR = I_C = \frac{vi}{R}$ si $I_b = 0$

Se puede escribir la tensión de salida como:

$$Q = \int_0^t I_R(t) dt + Q_o = -\frac{1}{R} \int_0^t v_i(t) dt + Q_o$$

$$V_o(t) = \frac{Q}{C} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt + V(to) \Rightarrow \text{donde } V(to) = \frac{Q_o}{C} \text{ para } t = 0 \quad \text{Ec 1-3}$$

1-2 Ejemplos básicos.

Ejemplo 1-1 Suponer que la señal de entrada $v_i(t)$ es una tensión continua (constante en el tiempo)

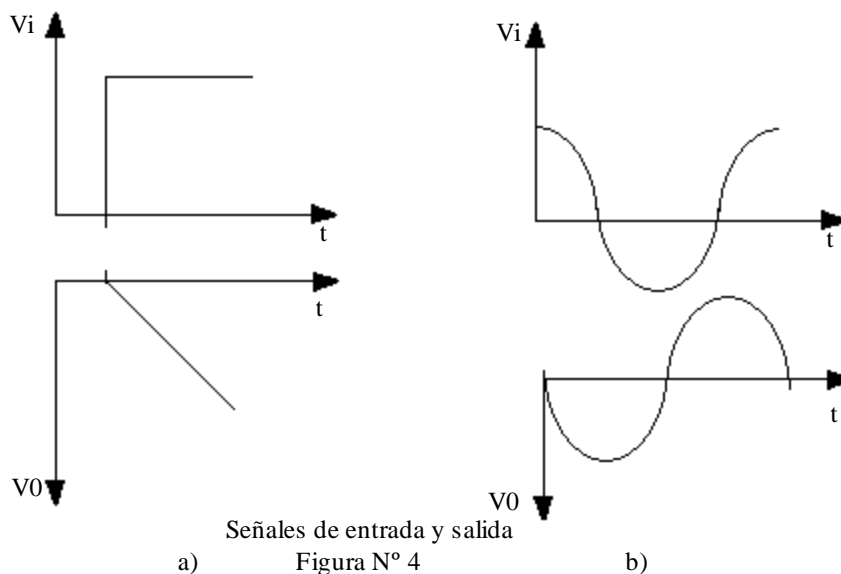
$$V_o(t) = -\frac{v_i}{RC} \int_0^t dt + V(to) = -\frac{v_i}{RC} t + V(to) \quad \text{Ec 1-4}$$

O sea que $V_o(t)$ es una función lineal del tiempo (Ec. 1-4). Ver figura N°4 a.

Ejemplo 1-2: Suponer que la señal de entrada $v_i(t)$ es una función cosenoidal $v_i(t) = V_{ipico} \cos wt$

$$V_o(t) = -\frac{V_{ipico}}{RC} \int_0^t \cos wt dt + V(to) = -\frac{V_{ipico}}{wRC} \text{sen } wt + V(to) \quad \text{Ec 1-5}$$

En la Ec 1-5 se ve que la amplificación resulta ser inversamente proporcional a la frecuencia. Ver figura N°4b



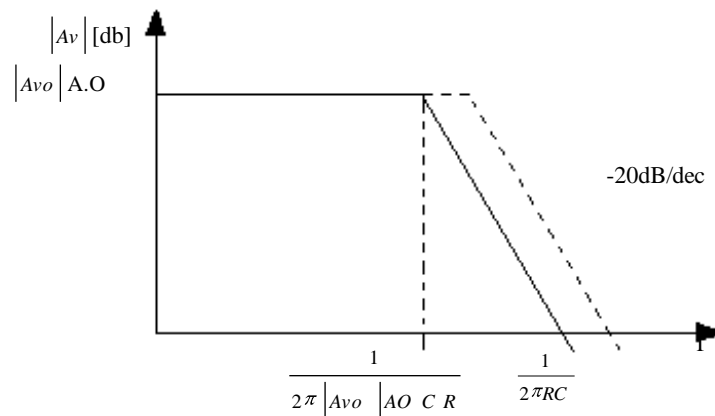


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

1-3 El circuito integrador inversor.

Otra forma de obtener la función de transferencia Ec 1-6 es aplicando la ecuación del amplificador inversor.

$$A_{vf} = -\frac{Z_c}{R} = -\frac{1}{PRC} \Rightarrow |A_{vf}| = \frac{1}{wRC} \quad \text{Ec 1-6}$$



Curva de Bode del integrador básico
Figura N° 5

La función de transferencia resultante tiene un polo en el origen. La desensibilidad respecto de la curva a lazo abierto es importante por que garantiza la estabilidad del circuito y la precisión. Representando por Bode el módulo estará dado por la figura N°5. La curva de línea de trazo representa la función de transferencia del amplificador operacional

1-4 Imprecisiones debido a las señales de error.

Se debe tener en cuenta que el capacitor se carga permanentemente con las fuentes V_{os} e I_B . Esa corriente de carga es en realidad una corriente de error definida por la Ec 1-7

$$I_{c \text{ error}} = \frac{V_{os}}{R} + I_B \quad \text{luego} \quad \frac{dvo(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{V_{os}}{R} + I_B \right) \quad \text{Ec 1-7}$$

Se debe buscar que $I_B \ll \frac{V_{os}}{R}$ de este modo el error se reduce. Esta situación se puede observar en el siguiente

Ejemplo 1-3

Suponer que los componentes de la constante de tiempo τ son:

$R = 10.000[\Omega]$ y los datos del amplificador operacional son: $V_{os} = 1 \text{ [mV]}$

$C = 0,1[\mu F]$ $I_B = 10 \text{ [nA]}$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Para este caso se tiene que $I_B \ll \frac{V_{os}}{R}$.

Por tanto el error será:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = - \frac{10^{-3} [V]}{10^4 [\Omega] 10^{-7} [F]} + \frac{10^{-8} [A]}{10^{-7} [F]} = 1 \left[\frac{V}{s} \right] + 0,1 \left[\frac{V}{s} \right] = 1,1 \left[\frac{V}{s} \right] \quad \text{Ec 1-8}$$

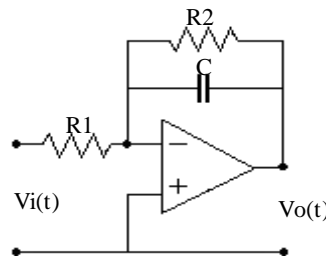
Pero si se modifican los valores de R y C manteniendo el valor de la constante de tiempo τ se tiene:
R= 1[MΩ] y C = 0,001[μF]. Ahora el error será:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = - \frac{10^{-3} [V]}{10^6 [\Omega] 10^{-9} [F]} + \frac{10^{-8} [A]}{10^{-9} [F]} = 1 \left[\frac{V}{s} \right] + 10 \left[\frac{V}{s} \right] = 11 \left[\frac{V}{s} \right] \quad \text{Ec 1-9}$$

1-5 Corrección de errores.

Con el fin de paliar este problema es recomendable disminuir la ganancia del circuito en baja frecuencia. Esto se consigue colocando en paralelo con el capacitor una resistencia R2 (figura N°6) que evitara que la ganancia llegue a ser la de lazo abierto del amplificador operacional para corriente continua.

Con la R2 la función de transferencia esta dada por:



Circuito con corrección de errores
Figura N°6

$$A_{vf} = - \frac{Z_c}{R_1} = - \frac{R_2 \frac{1}{PC}}{R_1 \left(R_2 + \frac{1}{PC} \right)} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + R_2 P C)} \quad \text{Ec 1-10}$$

Luego a partir de esta ecuación para baja frecuencia se tiene la Ec 1-11. O sea $1 \gg R_2 P C$

$$\left| A_{vf} \right| = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Ec 1-11}$$

Y para alta frecuencia será $1 \ll R_2 P C$ y se tendrá la función del integrador Ec 1-12. O sea:

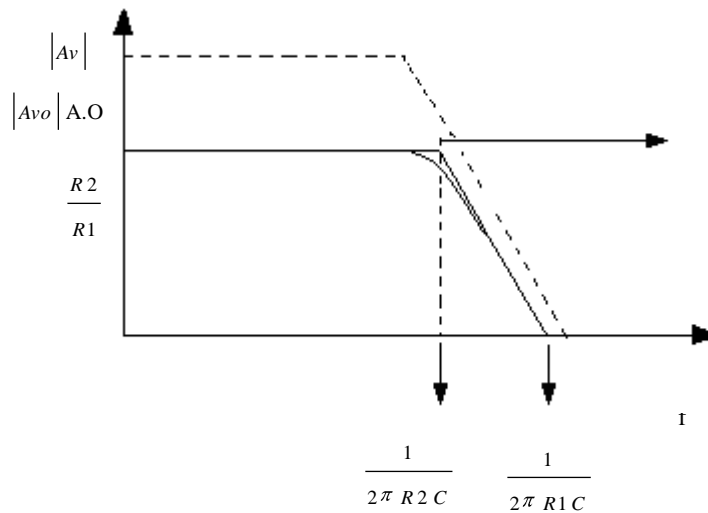


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$|A_{vf}| = \frac{1}{P C R_1}$$

Ec 1-12

El Bode quedará como se ve en la figura N°7.



Curva de Bode con corrección de errores
Figura N°7

De esta grafica se puede deducir que la frecuencia de corte inferior del integrador se puede obtener del producto de ganancia por ancho de banda como se ve en la Ec 1-13:

$$f_{inf} \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{2\pi C R_1} \quad \text{de donde} \quad \Rightarrow f_{inf} = \frac{1}{2\pi C R_2}$$

Ec 1-13

1-6 Recomendaciones para el diseño.

1-6a) Es recomendable utilizar amplificadores operacionales de baja corriente de error I_B lo ideal es utilizar amplificadores con entrada FET o MOS, de este modo se evita la deriva de la tensión de salida debido a la carga espuria del capacitor. No obstante ello se deberán tomar medidas en el circuito tendientes a compensar el efecto de esta señal de error.

1-6b) La buena performance del AO tiene una limitación dada por la calidad del capacitor de realimentación, que puede reducir la exactitud en las aplicaciones de precisión. Por lo tanto es necesario un breve análisis de las limitaciones de los capacitores que se utilizarán en los integradores de precisión. En la tabla N°1 se pueden ver algunas especificaciones de capacitores de buena calidad clasificados según el dieléctrico utilizado.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Dieléctrico	Maylar	Maylar metalizado	Poli carbonato	Polycarbonato metalizado	Poli estireno	Teflón	Teflón metalizado
Rango de temperatura							
Alta temperatura (°C)	+125	+125	+125	+125	+85	+200	+200
Baja temperatura(°C)	-65	-65	-65	-65	-65	-65	-65
Coefficiente de temp.							
-65°C a 25°C (%)	-6	-6	-1,5	-1,5	+0,9	+1,9	+0,5
25°C a altas temp. (%)	+12	+12	+/-0,5	+/-0,5	-0,6	-3,7	-1,0
Absorción dieléctrica % @ 25°C	0,1	0,1	0,05	0,05	0,2	0,1	0,2
Factor de disipación @ 25°C en (%)	0,3	0,5	0,1	0,2	0,02	0,01	0,1
@ alta temp. en (%)	1,2	1,7	0,07	0,6	0,04	0,02	0,2
Resistencia de aislación							
@ 25°C en (MΩ-μf)	2×10^3	5×10^4	4×10^5	2×10^5	1×10^6	1×10^6	5×10^5
@ alta temp. (MΩ-μf)	3×10^2	1×10^2	$1,5 \times 10^4$	15×10^2	7×10^4	1×10^5	$2,5 \times 10^4$
Medidas aprox. para 50Vdc (Pulgadas cubicas/μf)	0,12	0,06	0,19	0,09	0,44	1,1	0,39

Tabla N° 1

1-7 El límite superior de frecuencia y su precisión.

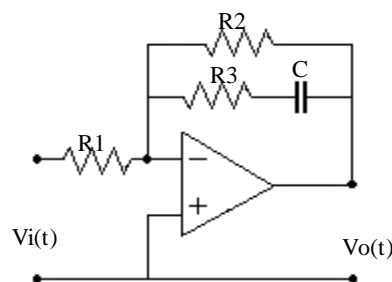
La frecuencia superior de integración depende del ancho de banda del AO y de su nivel de ruido el cual puede llegar a enmascarar la señal.

Precisión.

La precisión depende de la linealidad de la función de transferencia. En las proximidades de la frecuencia inferior la precisión es del orden del 50% mientras que para frecuencias próximas a 10 veces la frecuencia inferior la precisión es del 99%. Esto se puede ver gráficamente en la figura N° 7

1-8 Fijación del ancho de banda de integración.

En la figura N°8 se puede ver una modificación del integrador de la figura N° 6 la resistencia agregada R3 fija la ganancia para alta frecuencia.



Circuito de limitación del ancho de banda

Figura N° 8



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

En la Ec 1-14 se puede ver la nueva función de transferencia que será:

$$A_{vf} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{\left(R_3 + \frac{1}{PC} \right)}{\left(R_3 + R_2 + \frac{1}{PC} \right)} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + PCR_3}{1 + P(R_3 + R_2)C} \quad \text{Ec 1-14}$$

Si se plantea que $R_2 \gg R_3$ la ecuación queda como se ve en la Ec1-15.

$$A_{vf} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + PCR_3}{1 + PR_2C} \quad \text{Ec 1-15}$$

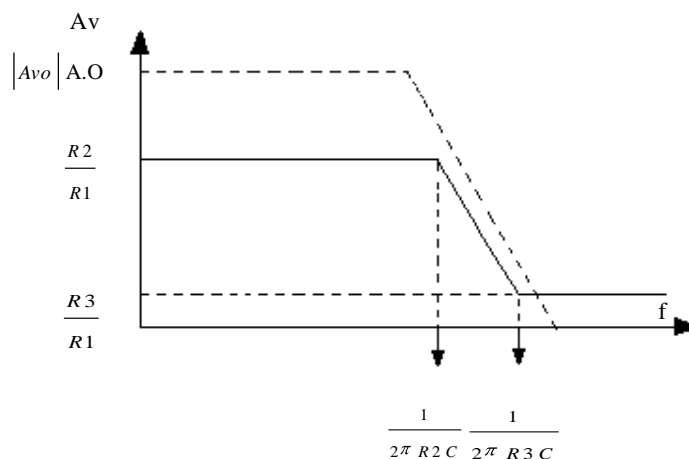
Luego para poder realizar el diagrama de Bode (figura N° 9) se debe determinar el valor de las constantes .
Para baja frecuencia se tiene $1 \gg PCR_2$ y $1 \gg PCR_3$ la función queda:

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

Para alta frecuencia se tiene $1 \ll PCR_2$ y $1 \ll PCR_3$ la función queda:

$$A_{vf} = - \frac{R_3}{R_1}$$

Con estos valores de ganancia y de frecuencias del polo y el cero es posible construir la grafica de Bode de la figura N°9 en la que se puede apreciar con claridad la zona de integración y su ancho de banda.



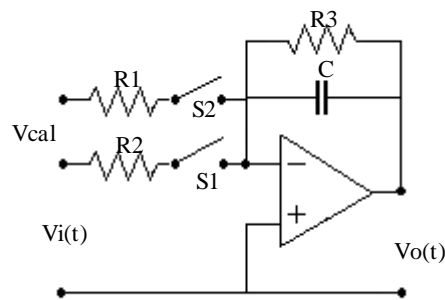
Limitación del ancho de banda
Figura N° 9



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

1-9 Condiciones iniciales.

Para la carga de condiciones iniciales y la posterior medición del resultado de la operación, se debe modificar el circuito figura N°10 agregando una fuente auxiliar para el calibrado.



Integrador con condiciones iniciales
Figura N° 10

En este circuito se puede apreciar que las llaves S1 t S2 permiten cargar condiciones iniciales de integración y detener el proceso para realizar la medición resultante.
Las condiciones se observan en la Tabla N°2 y son las siguientes.

Posición de las llaves	Estado del circuito
S1 cerrado y S2 abierto	Integrando
S1 abierto y S2 abierto	Integración detenida, se mide
S1 abierto y S2 cerrado	Cargando condiciones iniciales “Vo(0)”

Tabla N°2

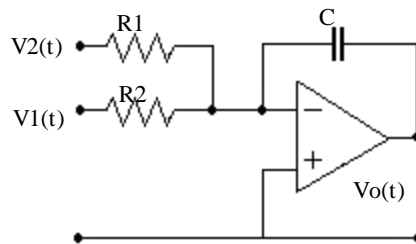
La condición inicial es $V_o(t_0) = - \frac{R_3}{R_2} V_{cal}$ y el tiempo de establecimiento de la V_o deberá ser mayor que $\tau = C R_3$.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

1-10 Integrador sumador.

En el circuito de la figura N11 se presenta un integrador que cumple la función adicional de sumador



Integrador sumador
Figura N° 11

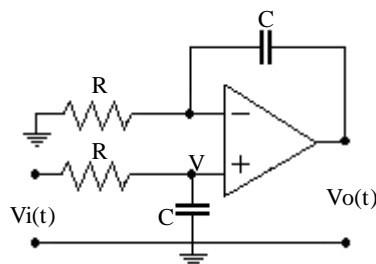
Este circuito se puede analizar por aplicación de superposición, utilizando el concepto de sumador inversor e integrador:

$$V_o(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_1(t)}{R_1} dt + \frac{v_2(t)}{R_2} dt + V_o$$

Ec 1-16

1-11 Integradores no inversores e integradores diferenciales.

1-11a) Integrador no inversor: En el circuito de la figura N° 12 se puede observar un integrador no inversor de constantes de tiempo apareadas.



Integrador no inversor
Figura N° 12

Aplicando el mismo criterio de análisis que con el circuito no inversor se obtiene:

$$V_o = V \left(1 + \frac{1}{PC R} \right) = V \left(\frac{1 + PC R}{PC R} \right)$$

Ec 1-17

En la Ec 1-17 la tensión V se obtiene del divisor de tensión de la entrada no inversora Ec1-18 (suponiendo que la Zimc en la entrada del AO es prácticamente infinita).



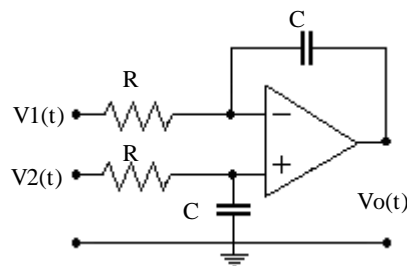
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$V = V_i \frac{\frac{1}{P C}}{R + \frac{1}{P C}} = V_i \frac{1}{1 + P C R} \quad \text{Ec 1-18}$$

Si se introduce la Ec1-18 en la Ec 1-17 y luego se supone iguales las respectivas constantes de tiempo, se obtiene la Ec 1-19 que es la función de un integrador no inversor:

$$V_o = V \left(1 + \frac{1}{P C R} \right) = V_i \left(1 + \frac{1}{P C R} \right) \left(\frac{1 + P C R}{P C R} \right) = V_i \frac{1 + P C R}{P C R} \quad \text{o sea} \Rightarrow \quad A_{vf} = \frac{1 + P C R}{P C R} \quad \text{Ec 1-19}$$

1-11b) Integrador diferencial: En la figura N° 13 se puede apreciar una variante del circuito integrador conocidas como **integrador diferencial**. Básicamente se trata de un amplificador restador en el cual se reemplazan dos de las resistencias por capacitores (respectivamente iguales).



Integrador diferencial
Figura N° 13

Si se aplica el análisis del amplificador diferencial se tiene que la componente de la tensión de salida V_o debido a $V_2(t)$ es Ec 1-20:

$$V_{o\ V2} = V_2 \frac{1}{1 + P C R} \left(\frac{1 + P C R}{P C R} \right) = V_2 \frac{1}{P C R} \quad \text{Ec 1-20}$$

Por otra parte la componente de V_o debido a $V_1(t)$ será Ec 1-21:

$$V_{o\ V1} = -V_1 \frac{1}{P C R} \quad \text{Ec 1-21}$$

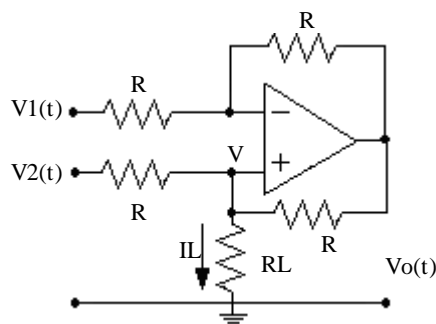
Luego superponiendo las componentes de las Ec1-20 y la Ec1-21 se obtiene la tensión de salida que será la diferencia de las dos componentes Ec1-22, en la cual se puede notar que la salida es la integral de la diferencia de las señales de entrada

$$V_o = V_{o\ V2} - V_{o\ V1} = V_2 \frac{1}{P C R} - V_1 \frac{1}{P C R}$$



$$V_o = \frac{2 - V_1}{P C R} \quad \text{Ec 1-22}$$

1-11c) Integrador no inversor o diferencial con un solo capacitor: Esta función se consigue a partir de un convertidor de tensión a corriente diferencial como el que se muestra en la figura N° 14. En este circuito la corriente que circula por la carga estará fijada por las tensiones de entrada y por algún otro elemento del circuito (R) pero no por la carga (RL). A continuación se determina la función de transferencia del convertido y luego su aplicación como integrador.



Convertidor tensión- corriente
Figura N° 14

El efecto sobre la tensión en V de las dos tensiones de entrada se puede obtener por superposición. Para el caso de V1(t) será el indicado por:

$$V = V_1 \frac{R}{R + R} + V_o \frac{R}{R + R} \quad \text{Despejando} \Rightarrow V_o = \left(V - V_1 \frac{1}{2} \right) 2 \quad \text{Ec 1-23}$$

Para V2(t) la tensión V será:

$$V = V_2 \frac{R R_L}{R R + R R_L + R R_L} + V_o \frac{R R_L}{R R + R R_L + R R_L} \quad \text{Ec 1-24}$$

Reemplazando Vo en la Ec 1-24 por la expresión Ec 1-23. Se tendrá :

$$V = V_2 \frac{R R_L}{R^2 + 2 R R_L} + \left(V - V_1 \right) \frac{R R_L}{R^2 + 2 R R_L} \quad \text{Ec 1-25}$$

Si se despeja de la Ec 1-25 la tensión V sobre la RL se obtiene:

$$V = \frac{2 - V_1}{R} R_L \quad \text{Ec 1-26}$$

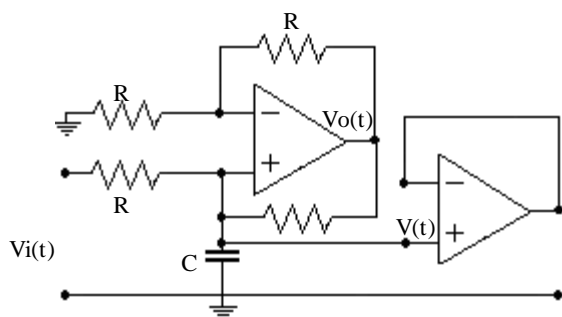
Luego la corriente por la carga IL estará determinada por la Ec 1-27, la cual indica que la corriente IL no depende de RL. Esta característica es la que define a este circuito como un convertidor tensión a corriente. Conviene aclarar que hay ciertas consideraciones prácticas que limitan o restringen el uso de este circuito, se pueden mencionar dos importantes, una es la capacidad del AO de suministrar la corriente de carga y la precisión de las resistencias.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$I_L = \frac{V}{RL} \quad \text{o sea que } I_L = \frac{2 - V_1}{RL} \Rightarrow I_L = \frac{2 - V_1}{R} \quad \text{Ec 1-27}$$

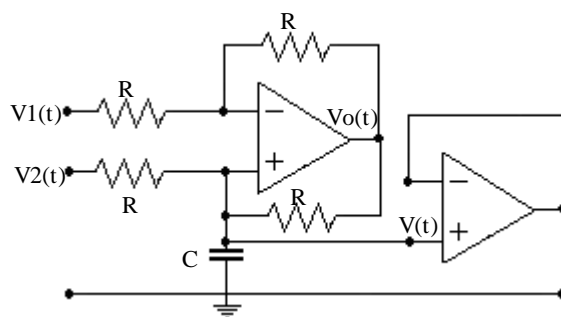
Si se considera en la figura N°14 que $V_1 = 0$ y se reemplaza la RL por un capacitor (Ec 1-28) la tensión sobre la carga V representará la integral de la tensión $V_2(t)$ siendo este circuito figura N°15 un integrador no inversor. Por otra parte si hay señal en ambas entradas como en el circuito de la figura N° 16 se obtiene (Ec 1-29) la integral de la diferencia de potencial entre las entradas.



Integrador no inversor
Figura N°15

$$V = \frac{V_i}{P C R}$$

Ec 1-28



Integrador diferencial
Figura N°16

$$V = \frac{2 - V_1}{P C R}$$

Ec 1-29

1-12 Diseño y simulación de un integrador práctico.

Ejemplo 1-4:

Diseñar un circuito integrador inversor como el mostrado en la figura N°6 que sea capaz de integrar una onda cuadrada simétrica cuya frecuencia es de 1[KHz] y su amplitud es de $V_{ip} = \pm 1[V]$. Se solicita que la precisión para la frecuencia mencionada sea del 99% y que se limite el error de corriente continua offset fijando la ganancia en baja frecuencia.

a- Se desea que la onda triangular resultante tenga una amplitud pico a pico $V_{op-p} = 1[V]$ sobre una carga RL de 10[KΩ].

b- Experimentar la respuesta del circuito diseñado en el punto a- aumentando la frecuencia de la señal de entrada a 2000[Hz]

Propuesta de solución

a - Si se desea que la precisión sea del 99% se debe procurar que para la frecuencia de integración se de:

$$f_{int} = 10 f_{inf} \quad \text{o} \quad f_{inf} = \frac{f_{int}}{10} = \frac{1000 [Hz]}{10} = 100 [Hz] \quad \text{Ec 1-30}$$

A continuación se puede realizar matemáticamente la integral con el objeto de calcular la ganancia necesaria y visualizar la forma de onda en la salida.

Es conveniente realizar la grafica de la figura N°17 en la que se ve que el proceso de carga y descarga del capacitor V_{op-p} se producirá durante un semiciclo de la onda cuadrada con distintas pendientes dependiendo de que semiciclo transcurre y teniendo en cuenta que se trata de un circuito inversor.

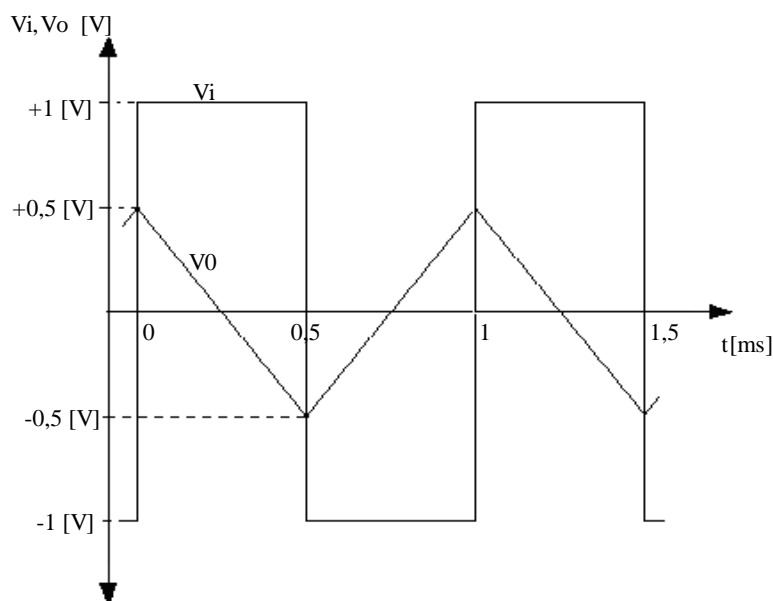


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$V_{op} - p = \frac{V_i \text{ pico}}{R1C} \int_0^{0,5 \cdot 10^{-3}} dt = V_i \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1C} \quad \text{Ec 1-29}$$

Para lograr una $V_{Op-p} = 1[V]$ la ganancia Ec 1-30 deberá ser $A_v(1000) = 1$.

$$A_v(1000 \text{ Hz}) = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1C} = 1 \quad \text{de donde } R1C = 0,5 \cdot 10^{-3} \quad \text{Ec 1-30}$$



Forma de onda de entrada y salida
Figura N°17

Luego si se fija $R1=10[K\Omega]$ la capacidad será Ec 1-31.

$$C = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{10000} = 0,05[\mu F] \quad \text{Ec 1-31}$$

Con el fin de determinar el valor de $R2$ se debe obtener el valor de la ganancia para la frecuencia de 100[Hz] con la Ec 1-32. Este cálculo se puede realizar considerando que el producto de la ordenada y la abscisa de cada punto sobre la recta es igual al producto de otro punto cualquiera de la misma recta.

Por ello se puede plantear.

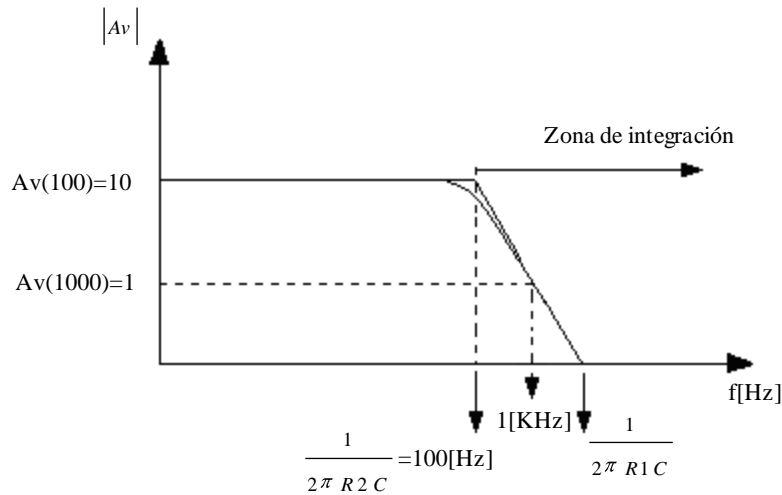
$$A_v(1000) \cdot f_{int} = A_v(100) \cdot f_{inf} \quad \text{de donde} \quad A_v(100) = \frac{A_v(1000) \cdot f_{int}}{f_{inf}} \quad \text{Ec 1-32a}$$

$$A_v(100) = \frac{1 \cdot 1000}{100} = 10 \quad \text{Ec 1-32b}$$

En la figura N°18 se pueden observar los puntos determinados de esta formula conocida como producto de ganancia por ancho de banda.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

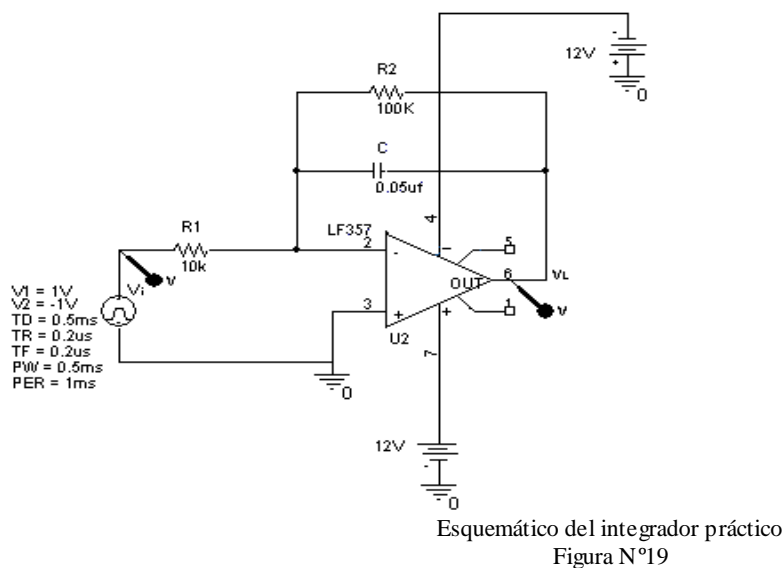


A continuación de la Ec1-32 se puede determinar a través $A_v(100)$ el valor de R_2 como se ve en la Ec1-33

$$A_v(100) = \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad \text{de donde} \quad R_2 = A_v(100) R_1 = 10 \cdot 10 [\text{K}\Omega] = 100 [\text{K}\Omega] \quad \text{Ec 1-33}$$

Con estos valores calculados y utilizando un amplificador operacional de tecnología BiFet se está en condiciones de realizar la simulación del circuito. El esquemático correspondiente es el mostrado en la figura N°19.

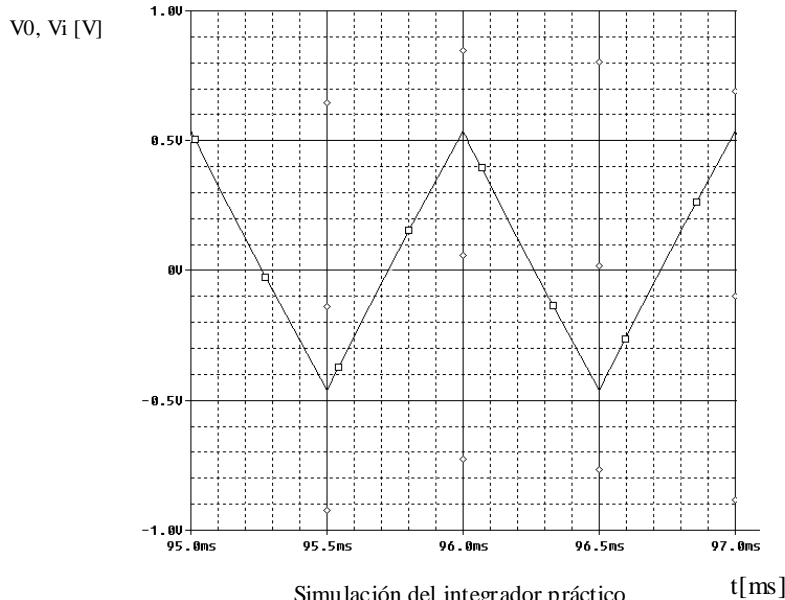
Para la selección del amplificador operacional se pueden hacer las siguientes consideraciones: 1) del valor calculado de R_2 y el suministrado de R_L se puede estimar que la máxima corriente a extraer del amplificador operacional no superara $I_0 = 0,1[\text{mA}]$. 2) Por otra parte como no se especifica el máximo error admisible ni el máximo nivel de ruido. Con esta información se opta por un amplificador operacional de muy baja corriente de polarización el BiFet LM357 el que en general tiene buenas prestaciones para estas aplicaciones.





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Tal como se puede ver en la simulación de la figura N°20 la onda de salida resulta ser de forma triangular y de la amplitud requerida en los datos del diseño.



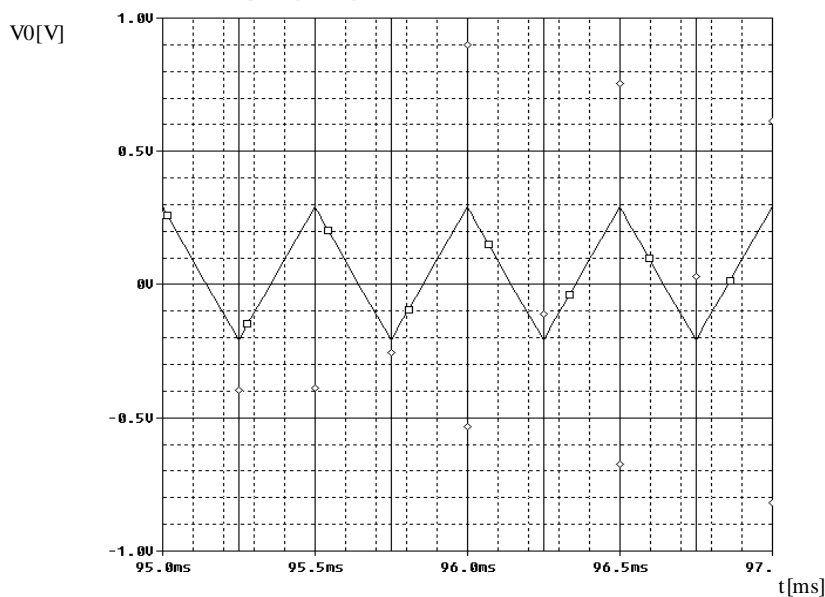
b- Si la señal de entrada mantiene sus características pero se cambia la frecuencia $f_{int} = 2000[\text{Hz}]$.

Como la nueva f_{int} es superior a la del punto -a- se puede suponer que por lo menos se mantendrá la precisión. De la Ec 1-32a.

$$A_v(2000) f_{int}(2000) = A_v(100) f_{inf}(100) \quad \text{de donde} \quad A_v(2000) = \frac{100 \cdot 10}{2000} = 0,5 \quad \text{Ec 1-34}$$

Luego la tensión pico a pico de la señal triangular obtenida a la salida Ec 1-35 deberá ser:

$$V_{op} - p = V_{ip} \quad A_v(2000) = 1[V] \cdot 0,5 = 0,5[V] \quad \text{Ec 1-35}$$





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Tal como se puede ver en la simulación de la figura N°21 la onda de salida resulta ser de forma triangular y de la amplitud calculada en la Ec 1-35.

Ejemplo 1-5:

Tomando como base el circuito diseñado en el ejemplo 1-5 demostrar que se puede llegar a obtener con cierta aproximación la onda triangular del punto -a- de ejemplo 1-5 utilizando un sumador integrador (apartado 1-10) excitado por:

a) las primeras cuatro componentes de serie de Fourier de la onda de $f=1000[\text{Hz}]$ y amplitud $\pm 1[\text{V}]$.

b) las primeras dos componentes de serie de Fourier de la onda de $f=1000[\text{Hz}]$ y amplitud $\pm 1[\text{V}]$.

Propuesta de solución

Como se trata de una onda cuadrada será necesaria su representación por serie de Fourier Ec 1-36 a partir de la cual se podrán calcular la frecuencia y la amplitud de cada una de las componentes impares presentes en la entrada a partir de la cual integrar y obtener la onda triangular solicitada.

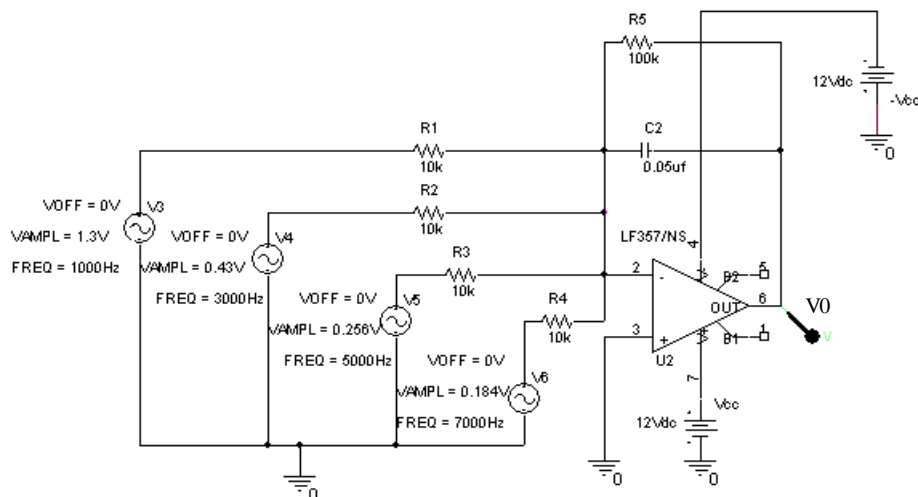
$$F(wt) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\sin(wt)}{1} + \frac{\sin 3(wt)}{3} + \frac{\sin 5(wt)}{5} + \frac{\sin 7(wt)}{7} + \dots + \frac{\sin (2p+1)(wt)}{(2p+1)} \right] \text{ para } p = 0,1,2,3,\dots$$

Ec 1-36

Luego si la fundamental es $V_{ip} = \pm 1[\text{V}]$ y su frecuencia fundamental es $wt = 2\pi f = 2\pi 1000$ las magnitudes de los valores pico de las componentes serán (suponiendo los senos =1):

$$V_i(1000) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{1} \right] = 1,273 [\text{V}], \quad V_i(3000) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{3} \right] = 0,424 [\text{V}], \quad V_i(5000) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{5} \right] = 0,254 [\text{V}], \quad V_i(7000) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{7} \right] = 0,182 [\text{V}]$$

Debido a que en el simulador es posible ajustar los valores a lo exigidos para cada componente no será necesario que el sumador sea ponderado por lo tanto todas las resistencias de entrada tendrán el mismo valor que en el diseño de punto -a- del ejemplo 1-4 o sea $10[\text{K}\Omega]$. El circuito esquemático que se muestra en la figura N°22 representa la conformación final del integrador sumador con las cuatro componentes a la



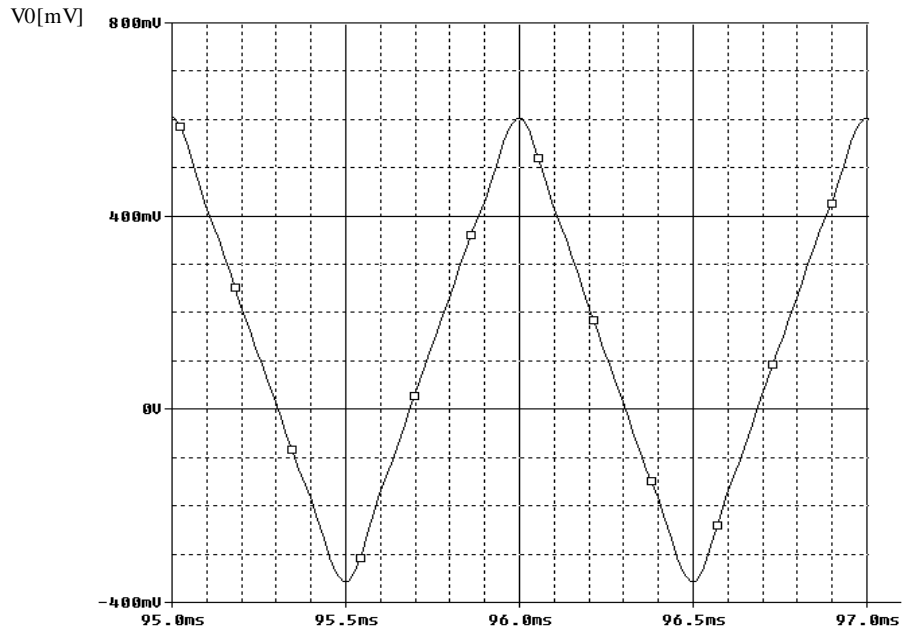
entrada.

Esquemático del sumador integrador práctico
Figura N°22

De la simulación del circuito de la figura N°22 se puede observar que la señal de salida es una triangular (figura N°23) con las puntas suavizadas debido a la falta de las armónicas de alta frecuencia.



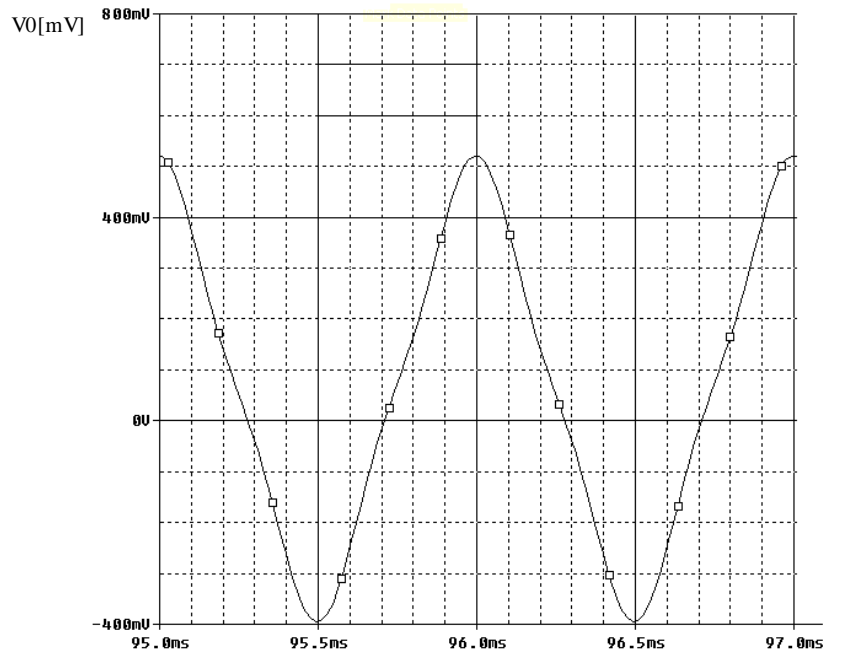
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II



Simulación del sumador integrador con cuatro componentes

Figura N°23

Este último concepto se puede comprobar fácilmente si se pasiva en la simulación los dos generadores de componentes de alta frecuencia V5 y V6. Luego en la simulación de la figura N°24 la triangular obtenida tendrá las puntas aun mas suaves.



Simulación del sumador integrador con dos componentes

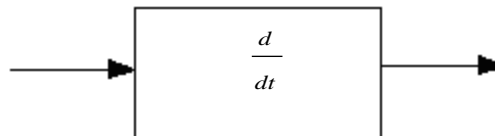
Figura N°24



2- Introducción a los circuitos derivadores.

2-1 Definición del bloque derivador.

Como se ve en la figura N° 25 se trata de un bloque funcional que es capaz de entregar una señal a la salida proporcional a la derivada en el tiempo de la señal de entrada.



Bloque derivador
Figura N° 25

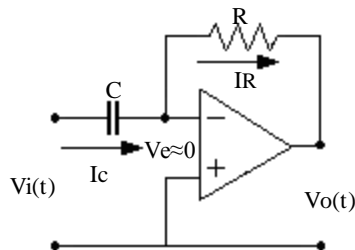
Al igual que en caso del integrador el elemento pasivo que se utiliza para la operación es el capacitor debido a las características de calidad ya mencionadas que lo hacen superior al inductor.

También como en el caso anterior la configuración mas usada para esta operación es la inversora (por la ventaja de la masa virtual).

Por realizar la operación de derivada este circuito tiende a ser sensible a las transiciones rápidas de la señal de entrada, lo que significa que es muy sensible al ruido.

2-2 El derivador básico.

En la figura N°26 se puede apreciar el circuito básico de un derivador inversor.



Derivador básico
Figura N°26

Su función de transferencia se puede determinar en forma sencilla si se supone que el A.O es ideal y se aplica ley de Kirchoff Ec 2-1 en el nudo de entrada:

$$I_c + I_R = 0 \quad \text{Ec 2-1}$$

La ecuación diferencial de la corriente será:

$$C \frac{dV_i}{dt} + \frac{V_o(t)}{R} = 0 \quad \text{Ec 2-2}$$

Despejando $V_o(t)$ se obtiene:

$$V_o(t) = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad \text{Ec 2-3}$$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Otra forma de llegar a esto es plantear la función de transferencia por Laplace Ec 2-4 de un amplificador inversor.

$$|A_{vf}| = \frac{R}{|X_c|} = \frac{R}{\left| \frac{1}{P C} \right|} = |P R C| = W R C \quad \text{Ec 2-4}$$

2-3 Ejemplos básicos

Ejemplo 2-1.

Si se tiene a la entrada una señal del tipo senoidal Ec 2-5.

$$v_i(t) = V_i \sin \omega t \quad \text{Ec 2-5}$$

Su resultado será Ec2-6.

$$v_o(t) = -RC \frac{dV_i \sin \omega t}{dt} \quad \text{Ec 2-6}$$

O sea.

$$v_o(t) = -WR C V_i \cos \omega t \quad \text{Ec 2-7}$$

Se puede notar una dependencia directa de la ganancia con la frecuencia. A medida que aumenta la frecuencia la ganancia aumenta.

Una de las aplicaciones más frecuentes se da en control de procesos por ejemplo para el caso en que dada una distancia se debe calcular la velocidad o bien dada una aceleración se desea obtener la velocidad (entre otras aplicaciones).

2-4 Representación de Bode de derivador básico.

En la gráfica de Bode de la figura N°27 se puede observar con más claridad la dependencia directa de la ganancia con la frecuencia.

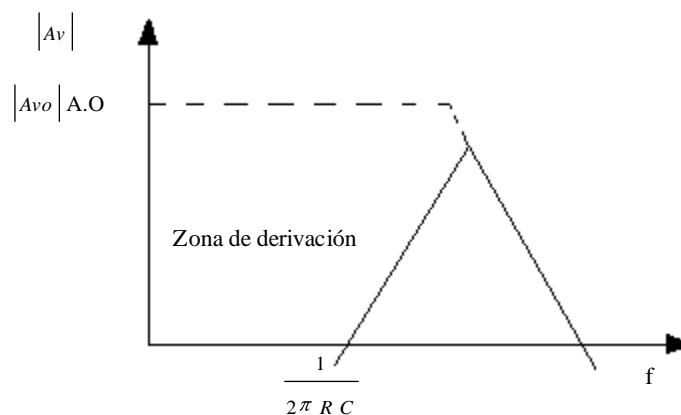


Diagrama de Bode del derivador básico
Figura N°27



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

De la gráfica de Bode se deduce que para baja frecuencia la ganancia es muy baja o cero por lo que en primera instancia el efecto de las señales de error IB y Vos será menos perjudicial que en el caso del circuito integrador. Otra observación importante en la gráfica de la figura N°27 es que la frecuencia mínima de entrada no tendría límite inferior salvo el nivel del ruido respecto a la señal.

También en la gráfica de Bode de la figura N°27 se ve que para alta frecuencia la ganancia aumenta hasta quedar limitada por la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional. Esto significa un potencial problema de sensibilidad a los ruidos de alta frecuencia y posible comportamiento inestable del circuito.

2-5 El derivador práctico.

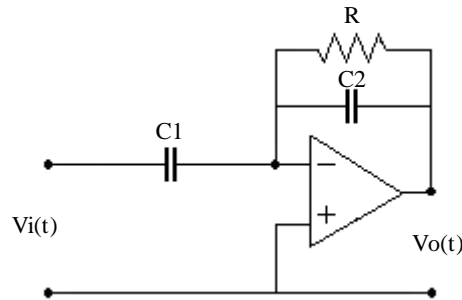
Como se estableció en el apartado anterior, la gran sensibilidad del circuito derivador a las altas frecuencias puede producir dos problemas que lo pueden tornar poco práctico.

1-Inestabilidad en alta frecuencia pudiendo producirse oscilaciones o saturación a la salida (se estudiarán mas adelante).

2- Altos niveles de ruido. Como se sabe el ruido puede ocupar cualquier parte del espectro de frecuencias y en general lo hace en forma homogénea, por esta razón y debido a la extensión del ancho de banda y alta ganancia en alta frecuencia es muy frecuente observar un alto grado de ruido en los circuitos derivadores básicos-

Este problema se puede subsanar en parte fijando la frecuencia máxima de derivación y a la vez manteniendo constante la ganancia para alta frecuencia.

En la figura N° 28 se puede observar un circuito práctico en el cual para lograr el efecto descrito se ha colocado un capacitor en paralelo con R.



Circuito mejorado en el nivel de ruido

Figura N°28

La función de transferencia se puede obtener aplicando el mismo concepto del análisis del amplificador inversor Ec2-8:

$$A_{vf} = - \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{Ec 2-8}$$

Donde

$$Z_2 = \frac{R}{1 + PC_2} \quad \text{Ec 2-9} \quad \text{y} \quad Z_1 = \frac{1}{PC_1} \quad \text{Ec 2-10}$$

Introduciendo la Ec 2-9 y la Ec 2-10 en la Ec2-8 se llega a la Ec 2-11, que es la función práctica.



$$A_{vf} = - \frac{\frac{R}{PC2}}{R + \frac{1}{PC2}} = \frac{R}{R + \frac{1}{PC2}} = \frac{R}{\frac{1}{PC1} + \frac{1}{PC2}}$$

Luego la función de transferencia será:

$$A_{vf} = - \frac{PC1}{PC2} \quad \text{Ec 2-11}$$

Tiene un cero en el origen y un polo en $1/RC2$ y la constante de la ganancia Ec 2-11a para $P \rightarrow \infty$ será:

$$A_{vf} = \frac{C1}{C2} \quad \text{Ec 2-11a}$$

2-6 Grafica de Bode del derivador con ganancia reducida.

En la figura N°29 se puede ver la grafica del modulo de la ganancia en función de la frecuencia. La frecuencia máxima de derivación será $f_{\text{máxima}} = 1/2\pi RC2$. Para esta frecuencia como en el caso del integrador la precisión es del 50%

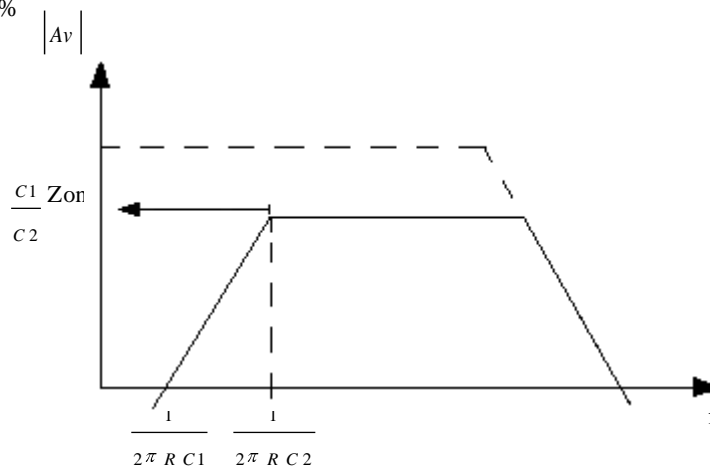


Diagrama de Bode del circuito mejorado
Figura N°29

Si se desea mejorar la precisión se deberá seleccionar la constante de tiempo $RC1$ de modo que la frecuencia a derivar esté una década por debajo del polo $RC2$ o sea que lo adecuado es trabajar con una frecuencia de derivación del orden de 0,1 de la frecuencia del polo de modo que se garantice que la precisión sea del orden 99%.

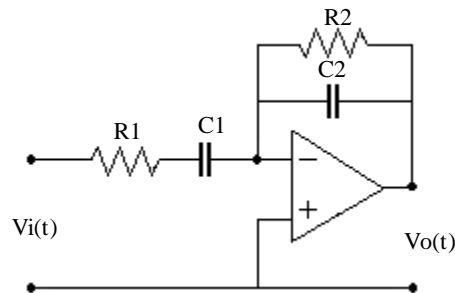
Basándonos en lo antes dicho, si bien es un circuito práctico, en este derivador se pierden componentes de alta frecuencia de la señal de entrada por estar limitada la zona de derivación para altas frecuencias. Por esta razón se a la hora del diseño se debe tener en cuenta este problema.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

2-7 Fijación de la Impedancia de entrada.

Un problema adicional es la impedancia de entrada del circuito. Esta puede llegar a ser cero (o sea un cortocircuito para las frecuencias en que la reactancia de la capacidad C1 sea muy pequeña. Por esta razón se coloca en la figura N° 30 la resistencia R1 la cual determinará la impedancia de entrada del circuito para la frecuencia en la que la reactancia de C1 sea despreciable.



Circuito con impedancia de entrada fijada
Figura N°30

Luego la función de transferencia estará dada por la Ec2-12 y queda:

$$A_{vf} = \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{\frac{R_2 + \frac{1}{PC_2}}{R_1 + \frac{1}{PC_1}}}{\frac{R_2 + \frac{1}{PC_2}}{PC_2}} \quad \text{Luego} \quad A_{vf} = - \frac{\frac{R_2 + \frac{1}{PC_2}}{PC_2}}{\frac{1}{PC_1} (1 + PR_1 C_1)}$$

$$A_{vf} = - \frac{P R_2 C_1}{1 + P R_2 C_2 + P R_1 C_1} \quad \text{Ec 2-12a}$$

En la ecuación final se puede apreciar que por la presencia de la resistencia R1 aparece un polo adicional a una frecuencia $=1/2\pi R_2 C_1$. Para la zona de derivación Ec2-12b donde $PR_2 C_2 \ll PR_1 C_1 \ll 1$, se tiene:

$$A_{vf} = - P R_2 C_1 \quad \text{Ec 2-12b}$$

Luego para determinar la ganancia a frecuencias centrales se debe suponer que:

$$PR_2 C_2 \ll PR_1 C_1$$

Luego la ganancia por encima de la máxima frecuencia de integración será la indicada en la Ec2-13

$$A_{vf} = - \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Ec 2-13}$$



2-8 Grafica de Bode con Zi fijada por R1.

La gráfica del módulo de Bode de esta función de transferencia se puede visualizar en la figura N° 31. Cabe aclarar que es posible invertir la posición de los polos si se considera favorable para el diseño.

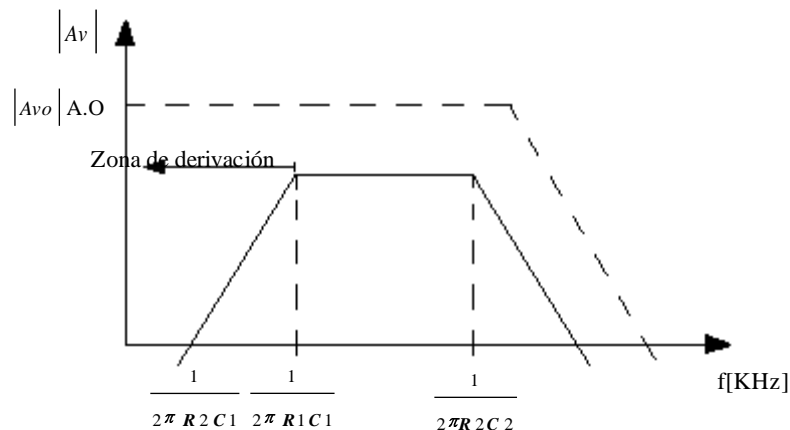


Diagrama de Bode con la impedancia de entrada fijada
Figura N°31

2-9 Diseño y simulación de un derivador práctico.

Ejemplo 2-1:

a-Diseñar un circuito derivador inversor como el mostrado en la figura N°30 que sea capaz de derivar una onda senoidal Ec2-14 cuya frecuencia es de $f = 3$ [KHz] y su amplitud pico es de $V_{ip} = 2$ [V].

$$V_i = V_{ip} \sin \omega t = 2 \sin 2\pi 3000 t \quad \text{Ec 2-14}$$

Se solicita que la precisión para la frecuencia mencionada sea del 99% y que la impedancia de entrada para alta frecuencia sea de 10 [KΩ]. La amplitud pico de la cosenoidal obtenida deberá ser de $V_{ip} = 5$ [V].

b-Experimentar mediante el simulador la respuesta del circuito diseñado en el punto a- aumentando la frecuencia de la señal de entrada a 5000 [Hz] y 40 [KHz].

c-Obtener mediante el simulador el diagrama de Bode del circuito diseñado.

Propuesta de solución:

a- Diseño: de la EC2-12b se puede escribir

$$A_{vf} = \frac{V_o(t)}{V_i(t)} = -P R_2 C_1 \quad \text{Ec 2-15}$$

Luego la solución de la derivada será.

$$V_o(t) = -R_2 C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = -R_2 C_1 \frac{d V_{ip} \sin \omega t}{dt}$$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$V_o(t) = -R_2 C_1 V_{ip} \omega \cos \omega t \quad \text{Ec 2-16}$$

Reemplazando numéricamente en la Ec2-16 se tendrá para el valor pico en la salida.

$$V_{op} = 5[V] = -R_2 C_1 \omega \cdot 2[V] \quad \text{de donde } R_2 C_1 \omega = 2,5 \quad \text{Ec 2-17}$$

Como se trata con derivadas la respuesta del circuito deberá caracterizarse por su alta velocidad a la salida por lo que se deberá tener en cuenta que el parámetro slew rate del amplificador operacional debe ser elevado comparado con la velocidad de transición de la señal de entrada. De la hoja de datos del LF357 se puede ver que su slew rate es de $20[V/\mu s]$ lo que es superior a la velocidad de la señal a tratar por lo cual el operacional es aceptable. Como se puede observar el resto de los parámetros del operacional vistos en el ejemplo 1-4 son también apropiados para esta aplicación.

Para asegurar que la precisión del derivador sea del 99% la máxima frecuencia a derivar debe ser la de la Ec2-18.

$$f_{deriv} = \frac{f_{max}}{10} \quad \text{o} \quad f_{max} = f_{deriv} \times 10 = 3[KHz] \times 10 = 30[KHz]$$

Como se plantea que la frecuencia máxima esta definida por el polo $R_1 C_1$ visto en la Ec2-12a.

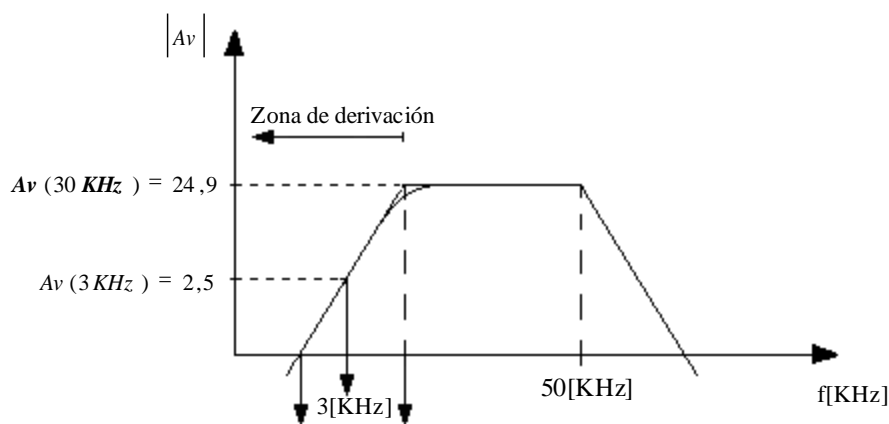
$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 30[KHz] \quad \text{Ec 2-18}$$

Luego, como la impedancia de entrada es fijada por R_1 y la misma es un dato de diseño, a través de la Ec2-19 se puede calcular el valor de C_1 .

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{max}} = \frac{1}{2\pi 10000 \cdot 30000} = 0,53[nF] \quad \text{valor comercial } 0,56[nF] \quad \text{Ec 2-19}$$

Luego de la Ec2-17 se puede calcular el valor de R_2 . Como se ve en la Ec2-20

$$R_2 = 2,5 \frac{2,5}{2\pi 3000 C_1} = \frac{2,5}{2\pi 3000 \cdot 0,53 \cdot 10^{-9}} = 250243 [\Omega] \quad \text{valor comercial } 249[K\Omega] \quad \text{Ec 2-20}$$



Bode del ejemplo 2-1
Figura N°32

Luego con los valores comerciales la ganancia a la frecuencia de 3[KHz] será.

$$\text{Ec 2-21}$$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

$$R2C1\omega = 249000 \cdot 0,5610 \cdot 10^{-9} \cdot 2\pi 3000 = 2,64$$

Esto se podrá corregir ajustando por ejemplo el valor de R2.

Finalmente con el objetivo de eliminar ruidos en la parte alta del espectro se establece que la frecuencia de corte superior del circuito se fija en 50[KHz]. De esta suposición y haciendo uso de la Ec2-22 se puede calcular el valor del capacitor C2.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R2 C2} = 50 [KHz] \quad \text{Ec 2-22}$$

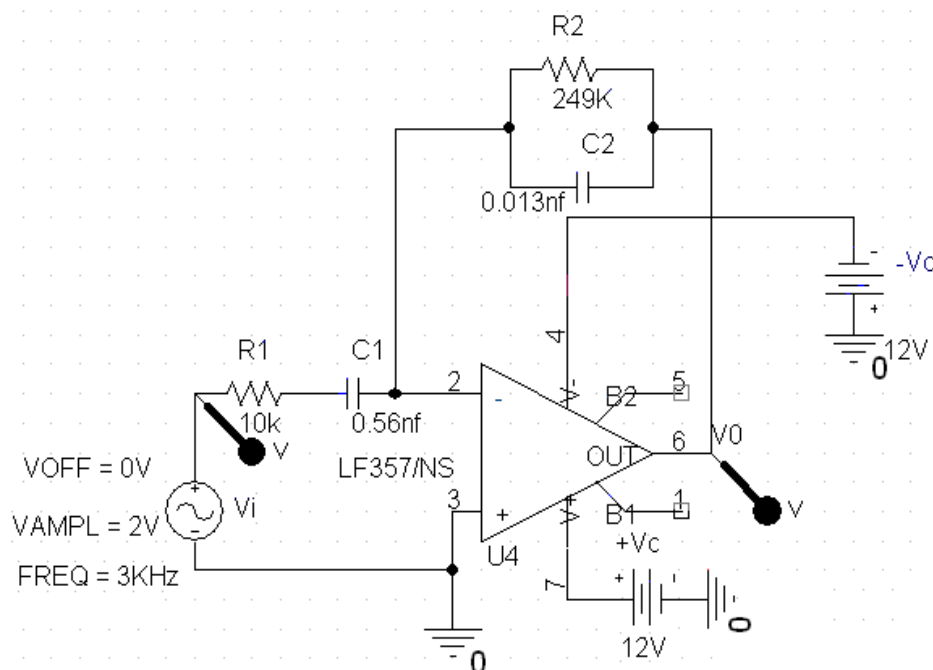
De donde C2 será.

$$C2 = \frac{1}{2\pi R2 f_c} = \frac{1}{2\pi (250243) 5 \cdot 10^4} = 0,0127 [nf] \text{ valor comercial } 0,013 [nf] \quad \text{Ec 2-23}$$

De la Ec2-13 la ganancia a frecuencias medias $A_v(30KHz)$ será Ec2-24

$$A_v(30 KHz) = \frac{R2}{R1} = \frac{249}{10} = 24,9 \quad \text{Ec 2-24}$$

En la figura N°33 se presenta el circuito esquemático definitivo para la simulación.



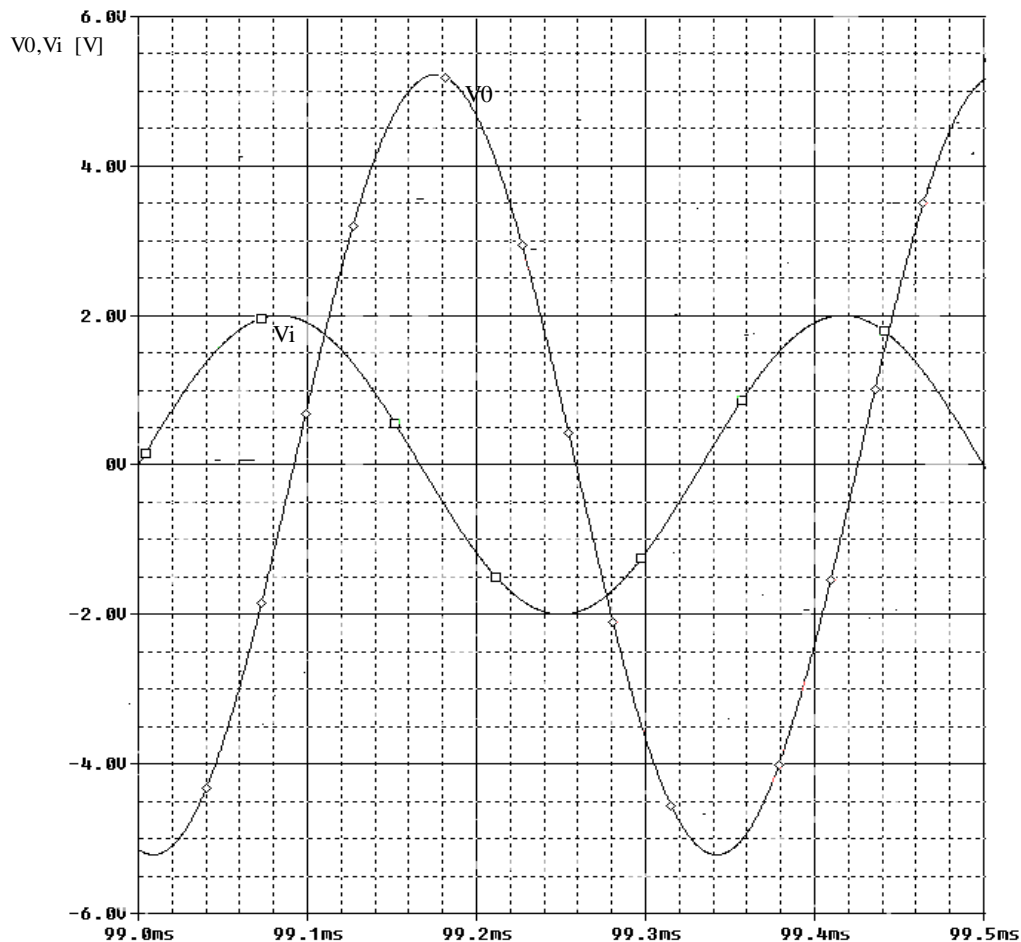
Esquemático a simular
(drrivador1)
Figura N°33



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

En la figura N°34 se observa la captura de la pantalla del simulador en la que se representa las tensiones de entrada V_i y salida V_0 . Se puede notar que si bien la derivada del $\sin \omega t$ es $\omega \cos \omega t$ la fase cambia debido a la inversión de la configuración de amplificador operacional.

La ganancia de tensión determinada con los valores comerciales coincide con buena aproximación con el valor predeterminado $A_v(3\text{[KHz]}) = 2,63$.



Captura de pantalla para 3000Hz.
Figura N°34

t[ms]

b- Respuesta para un frecuencia de entrada de 5000[Hz] y de 40[KHz].

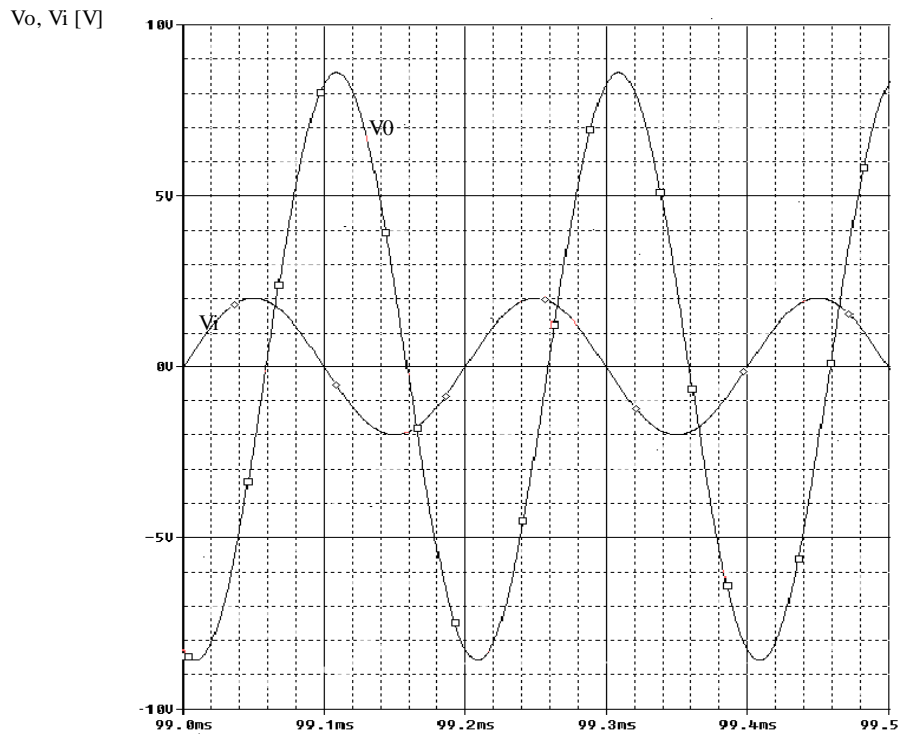
Como la máxima frecuencia de derivación es de 30[KHz] la señal senoidal de 5000[Hz] será derivada, por lo cual su ganancia se calcula mediante la Ec 2- 17.

$$R_{2C1\omega} = 249000 \cdot 0,5610^{-9} \cdot 2\pi 5000 = 4,38 \quad \text{Ec 2-25}$$

Si luego se simula, se puede comprobar en la figura N°35 que efectivamente está derivando y que se verifica la ganancia calculada (la simulada es de $A_v(5000) = 4,295$).

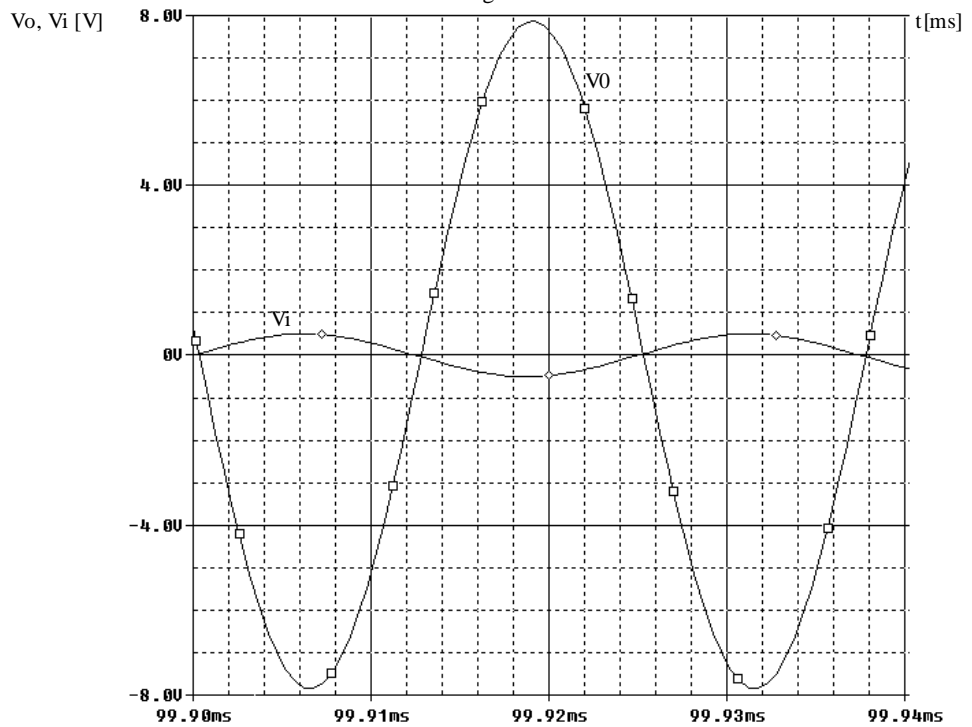


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II



Captura de pantalla para 5000[Hz].

Figura N°35



Captura de pantalla para 40000[Hz].

Figura N°36

Para el caso en el que la frecuencia de la señal senoidal de entrada V_i es de 40000[Hz] se debería esperar que no se derive y que la ganancia del circuito sea de 24,9.

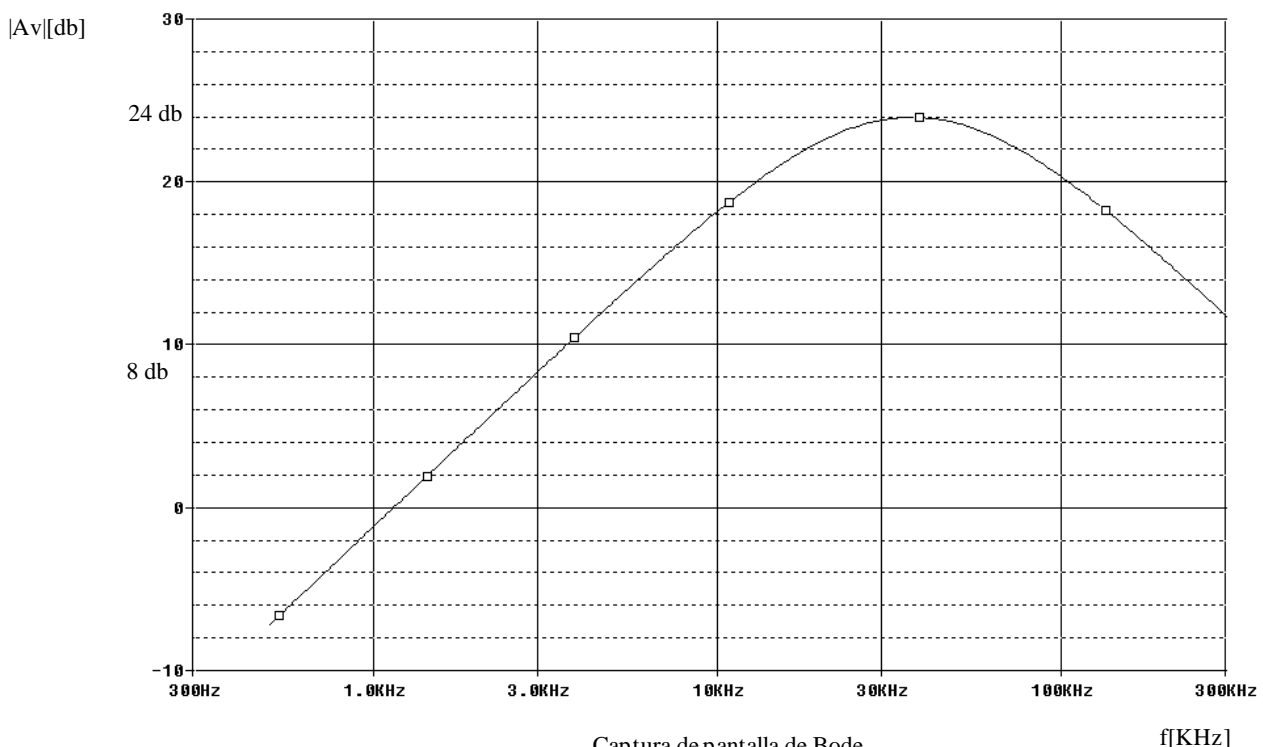


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

Como se puede apreciar cuando se simula en la figura N°36 si bien el circuito no deriva la diferencia respecto al cálculo de la ganancia resulta ser sensiblemente menor dado que la medición arroja un valor de $A_v(40000\text{Hz}) = 16$. Esta cuestión será aclarada en el siguiente punto mediante el trazado de la grafica de Bode.

c-Obtención del diagrama de Bode del circuito diseñado.

Si se reemplaza en el esquemático de la figura N°33 el generador V_i de frecuencia única por un generador barredor de frecuencia y además se reformulan las condiciones iniciales, se puede obtener la grafica de Bode de la figura N°37. En la misma se muestra la variación del modulo de la función de transferencia en función de la frecuencia.



Captura de pantalla de Bode.

Figura N°37

En la figura N°28 se puede verificar que la ganancia para $V_i(3000\text{Hz})$ es la prevista de $8,35[\text{db}] \approx 2,61$, para $V_i(5000\text{Hz})$ la ganancia calculada también se verifica o sea $12,65[\text{db}] \approx 4,29$, y mientras que para $V_i(40000\text{Hz})$ también se verifica que la ganancia es de $24[\text{db}] \approx 16$ la cual no coincide como antes se vió con el valor calculado. Este problema se explica por la proximidad de los polos conformados por $R1C1$ y $R2C2$ lo cual provoca que se interfieran entre ellos y la grafica de Bode se deforme en la zona de las frecuencias medias, razón por la cual no se alcanza la ganancia calculada según la grafica de Bode linealizada (asintótica) de la figura N°32 que se utilizó en el diseño original. De todos modos este problema casi no interfiere con la zona de derivación del circuito salvo en la zona próxima a la frecuencia de $30000[\text{Hz}]$. Si se desea corregir esto bastaría con elegir una frecuencia de corte superior para el circuito bastante más grande (por ej mplo $700[\text{KHz}]$).



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA
ELECTRONICA APLICADA II

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Malvino A y Bates D, Principios de Electrónica, Ed. Mc.Graw Hill, 2007
- Fiore J, Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales, Ed.Thomson, 2002
- Rashid M, Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño, Ed.International Thomson Editores, 2000
- Marchais J, El amplificador Operacional y sus Aplicaciones, Ed.Marcombo, 1974
- Piskunov N, Calculo Diferencia e Integral, Ed. Montaner y Simon, 1973
- Stata R, Operational Integrators, Ed. Analog Devices, 1967