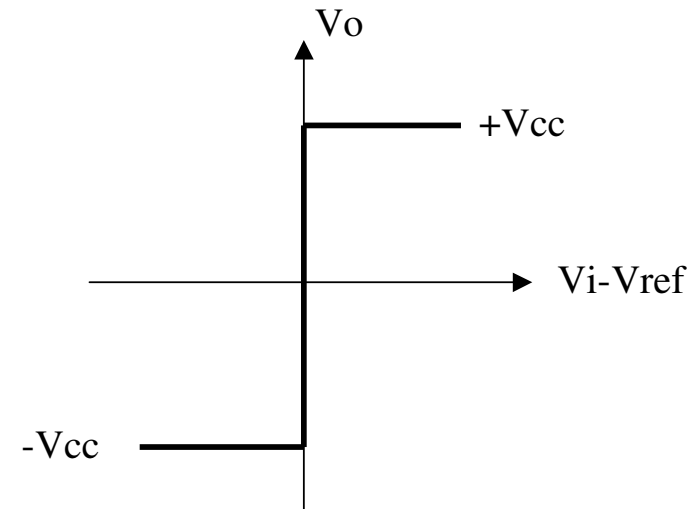
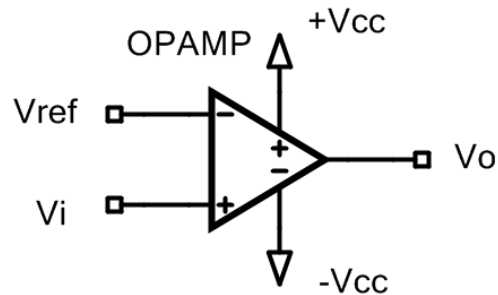


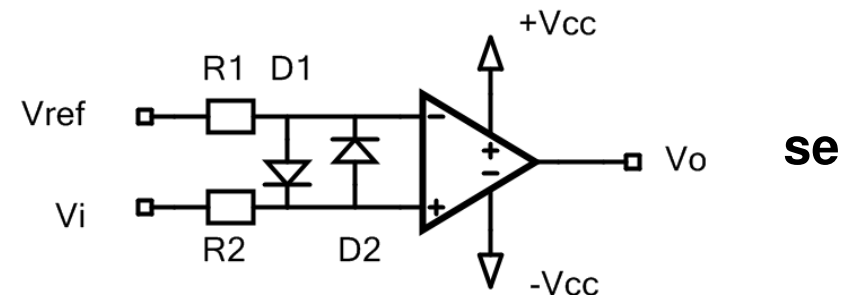
Comparador simple

El amplificador operacional en bucle abierto (sin realimentar) se comporta como un comparador analógico simple.



El comparador analógico se denomina también “ADC de un bit”.

Si el operacional no puede soportar una tensión diferencial elevada en la entrada, puede limitar esta tensión utilizando 2 resistencias y 2 diodos.



se

La velocidad de conmutación del comparador queda limitada por el slew-rate del operacional.

Los fabricantes de amplificadores operacionales ofrecen modelos específicos optimizados par su uso como comparadores (voltage comparators: LM311).

Los parámetros más importantes de un comparador son:

Tensión de offset referida a la entrada muy pequeña

Tensión diferencial máxima en la entrada elevada

Slew rate elevado.

Por el contrario, los “comparadores” pueden tener una función de transferencia poco lineal ya que esa característica no es importante para esta aplicación.

Operacionales: Realimentación positiva

Comparador de Schmitt inversor

La realimentación positiva hace que el operacional se encuentre siempre en estado de saturación ($V_o = V_{cc}$ o bien $V_o = -V_{cc}$), exceptuando las instantes de las transiciones entre los estados citados.

La tensión en la entrada no inversora es:

$$V_2 = V_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

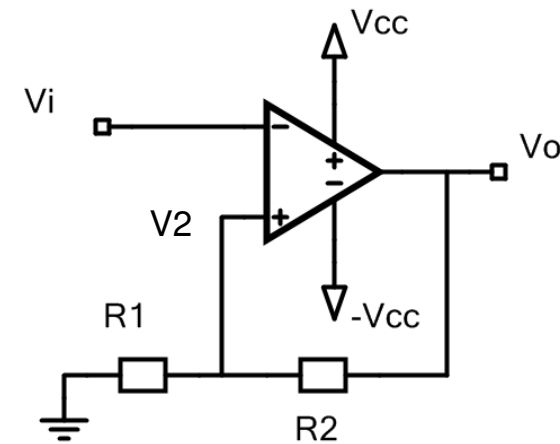
Para realizar el análisis de este circuito se supone que la tensión de salida es inicialmente $V_o = V_{cc}$. En estas condiciones:

$$V_2 = V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

El supuesto $V_o = V_{cc}$, implica que $V_i < V_2$. Si se hace crecer V_i , llegará un momento en que $V_i > V_2$, instante en el que la salida conmutará a $V_o = -V_{cc}$. En este estado, $V_2 = -V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$.

Si V_i continúa creciendo, V_o se mantiene en $V_o = -V_{cc}$.

Si ahora V_i decrece, llegará un momento en que $V_i < V_2$, instante en el que V_o vuelve a ser V_{cc} .



Este comportamiento se puede representar de forma gráfica:

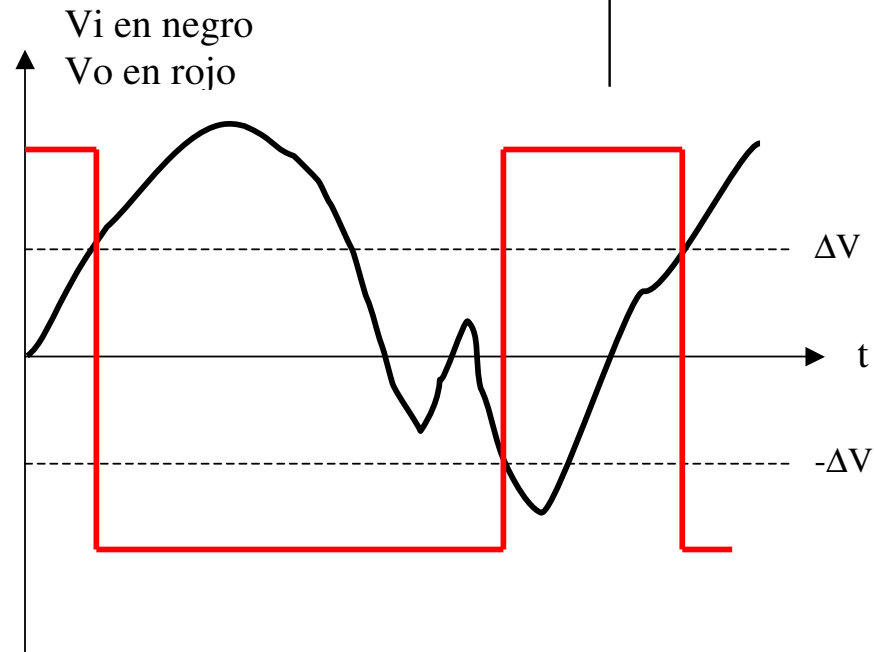
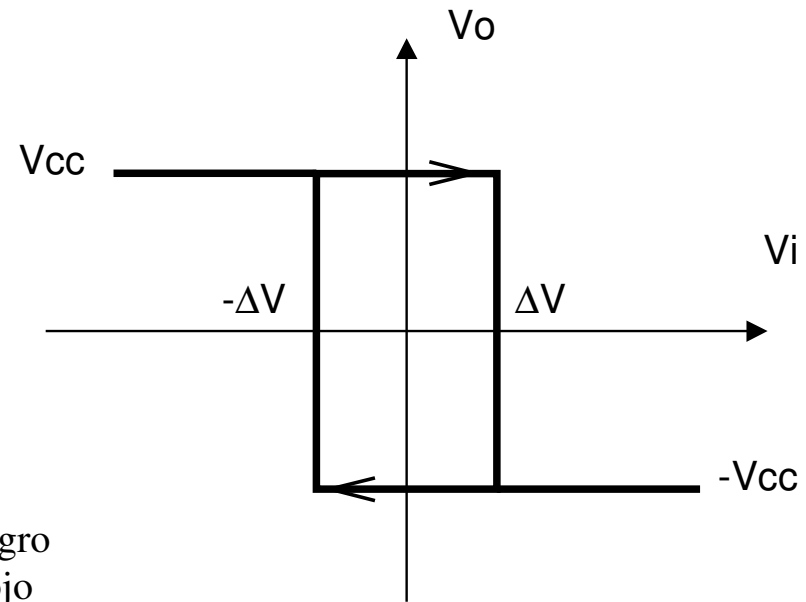
El comparador de Schmitt recibe también el nombre de comparador con histéresis.

Se denomina histéresis a la separación entre los tramos verticales de la gráfica. En este circuito, la histéresis es $2 \cdot \Delta V$, siendo:

$$\Delta V = V_{cc} \cdot R1 / (R1 + R2)$$

Respuesta del comparador de Schmitt a la señal trazada en negro.

V_o conmuta entre $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$.



Comparador de Schmitt no inversor

Este circuito también presenta realimentación positiva, por lo que su comportamiento es muy parecido al anterior.

La señal de entrada se conecta a la entrada no inversora del operacional a través de R1, por lo que se denomina comparador no inversor.

Nuevamente, el operacional se encuentra siempre en estado de saturación ($V_o = V_{cc}$ o bien $V_o = -V_{cc}$), exceptuando las instantes de las transiciones entre los estados citados.

La tensión en la entrada no inversora es:

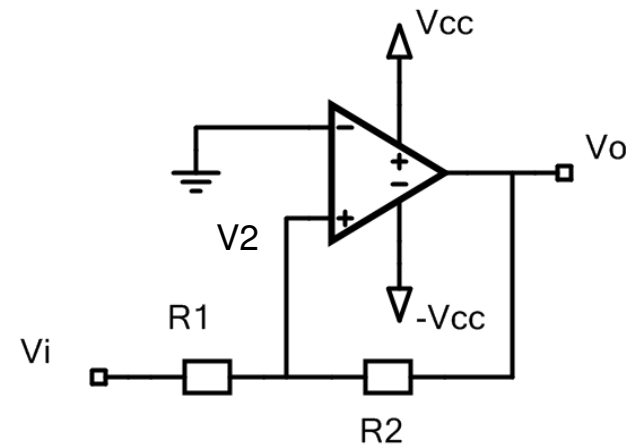
$$V_2 = (V_o \cdot R_1 + V_i \cdot R_2) / (R_1 + R_2)$$

Para realizar el análisis de este circuito se supone que la tensión de salida es inicialmente $V_o = V_{cc}$. En estas condiciones:

$$V_2 = (V_{cc} \cdot R_1 + V_i \cdot R_2) / (R_1 + R_2) \quad \text{despejando } V_i: \quad V_i = (V_2 \cdot (R_1 + R_2) - V_o \cdot R_1) / R_2$$

El supuesto $V_o = V_{cc}$, implica que $V_2 > 0$. Si se hace decrecer V_i , llegará un momento en que $V_2 < 0$, instante en el que la salida conmutará a $V_o = -V_{cc}$. En este estado, $V_2 = (-V_{cc} \cdot R_1 + V_i \cdot R_2) / (R_1 + R_2)$.

El valor de V_i que corresponde a esta conmutación es $V_i = -V_{cc} \cdot (R_1 / R_2)$ ya que $V_2 = 0$.



Si V_i continúa decreciendo, V_o se mantiene a $-V_{cc}$.

Si ahora V_i crece, llegará un momento en que $V_2 > 0$, instante en el que V_o vuelve a ser V_{cc} .

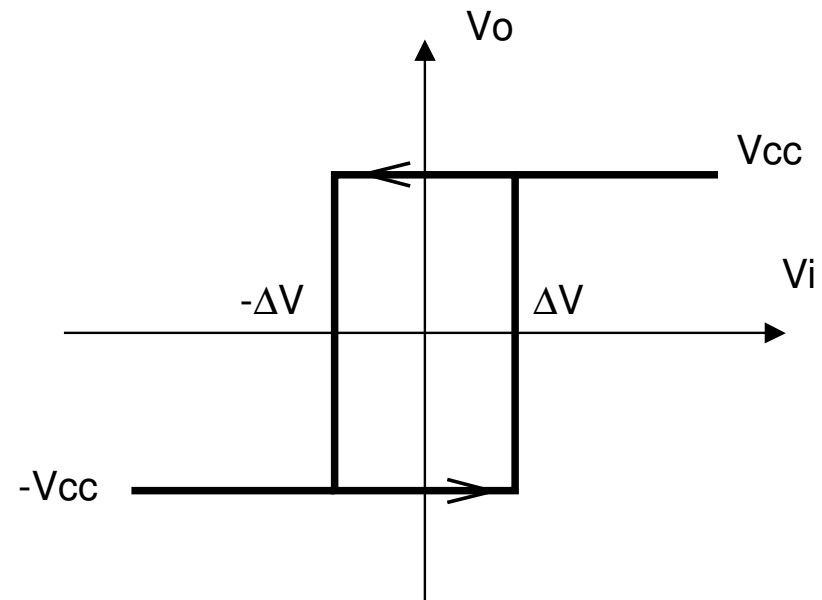
El valor de V_i para que tenga lugar esta conmutación es: $V_i = V_{cc} \cdot R_1/R_2$

Si denominamos:

$$\Delta V = V_{cc} \cdot R_1 / R_2$$

la tensión de histéresis es $2 \cdot \Delta V$.

La gráfica correspondiente a este circuito está invertida en relación con la del circuito anterior.



Los dos comparadores de Schmitt (inversor y no inversor) se pueden modificar para obtener un ciclo de histéresis no centrado en $V_i = 0$.

La modificación del comparador inversor consiste en reemplazar la conexión a masa de R_1 por una conexión a un generador de tensión distinta de cero.

La modificación del comparador no inversor consiste en reemplazar la conexión a masa de la entrada inversora del operacional por una conexión a un generador de tensión distinta de cero.

Operacionales: Realimentación positiva y negativa con predominio de la positiva

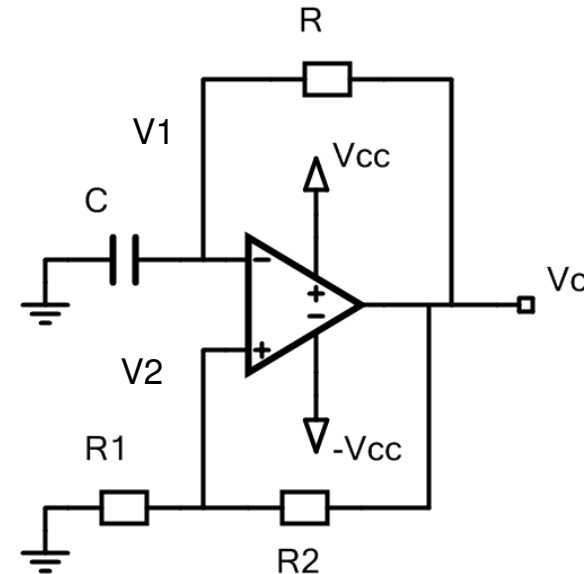
Oscilador de relajación

Este circuito se puede considerar como un comparador de Schmitt inversor, al que se añade una red RC desde la salida a la entrada (V1).

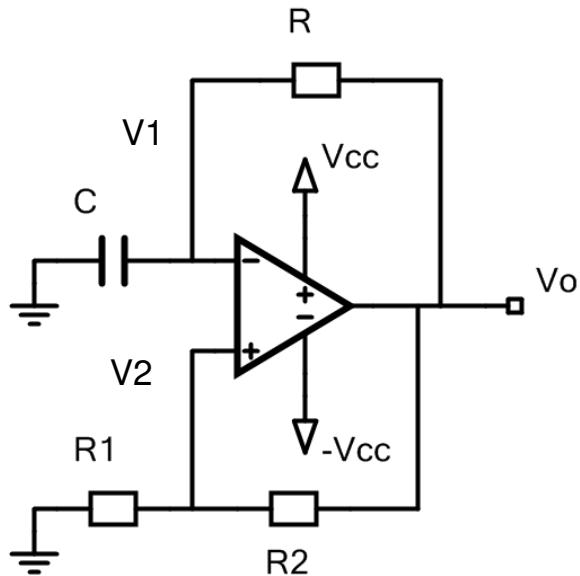
En el instante $t=0$ se supone que el condensador está descargado. En ese mismo instante, la tensión de salida podría encontrarse en saturación positiva (V_{cc}) o negativa ($-V_{cc}$). Se supone el caso en que $V_o = V_{cc}$. Por lo tanto, se tiene que $V_2 = V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = \Delta V$.

Para $t > 0$ el condensador se va cargando a través de R , de forma que la tensión en V_1 crece. Cuando V_1 alcanza el valor ΔV , la salida conmuta a $-V_{cc}$. Ahora se tiene $V_2 = -\Delta V$.

A partir de este momento, el condensador se descarga a través de R . Cuando V_1 se hace menor que $-\Delta V$, la tensión de la salida vuelve a ser $V_o = V_{cc}$. El ciclo se repite de forma indefinida.

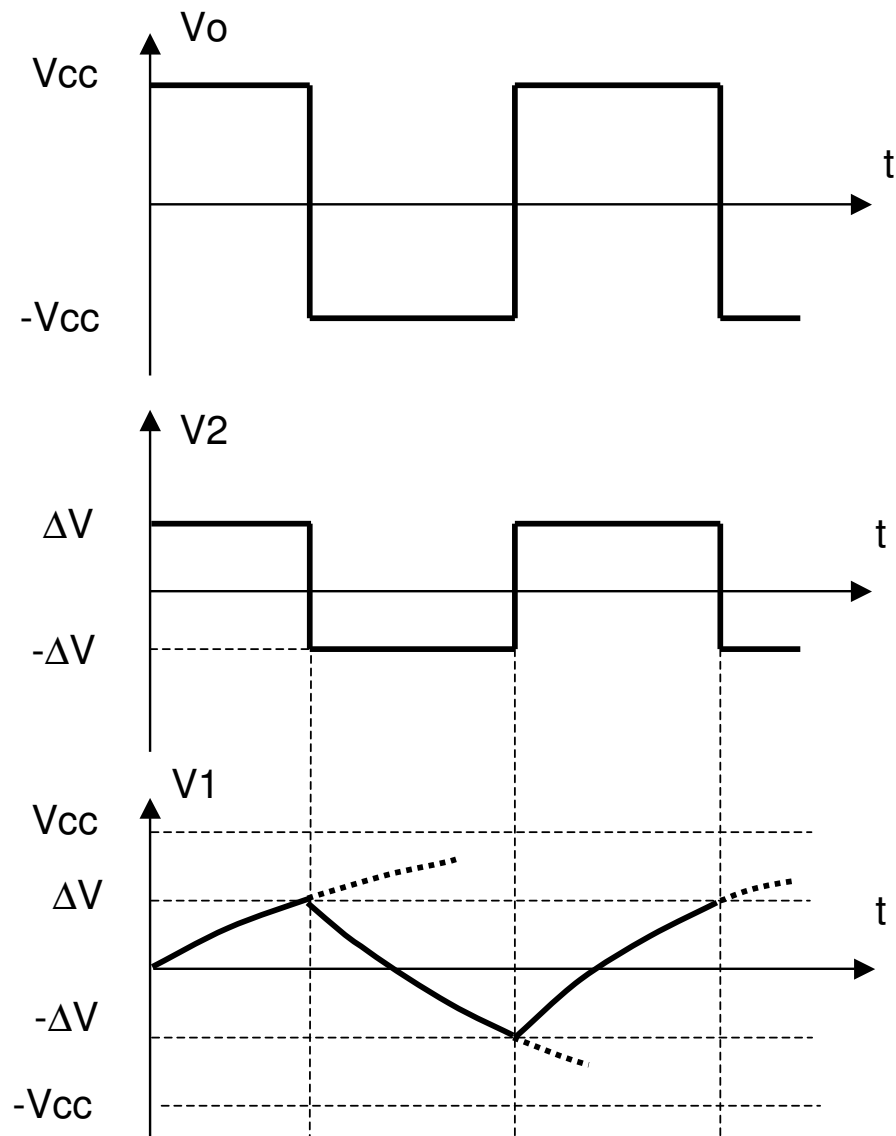


Las gráficas siguientes muestran la evolución de las señales. La carga y la descarga del condensador son exponenciales con una constante de tiempo RC.

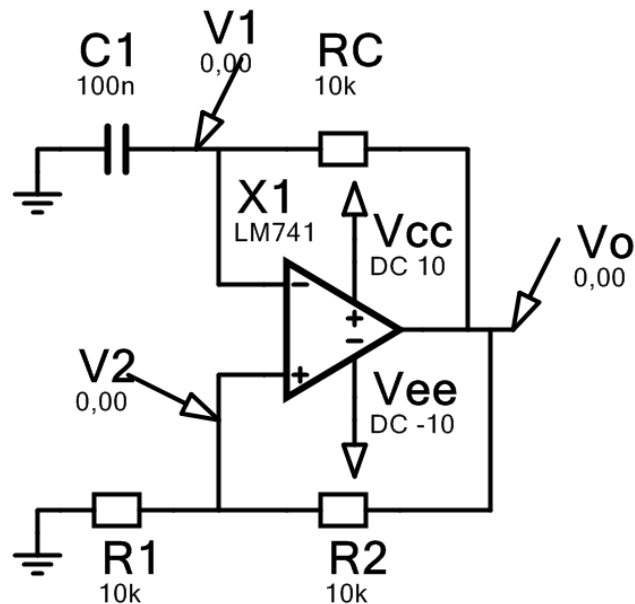


El período de la señal en régimen permanente es:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln(1 + 2 \cdot R2/R1)$$

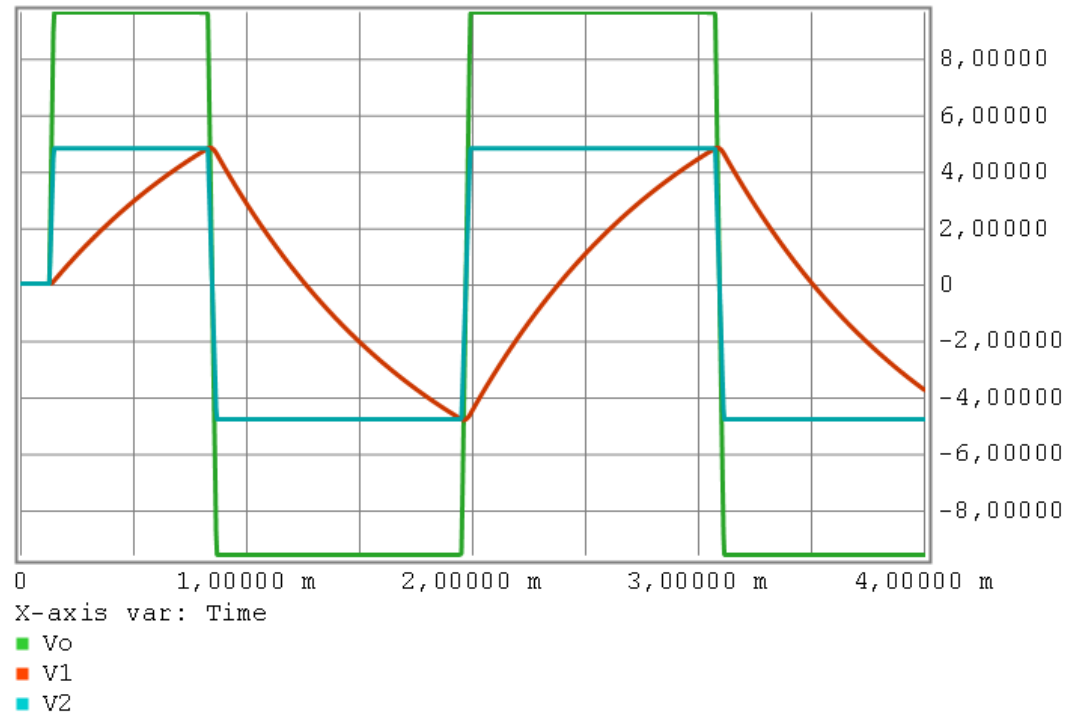


Formas de onda obtenidas mediante simulación del circuito anterior



$T = 2.20 \text{ ms}$ teórico $f = 455 \text{ Hz}$

$T = 2,25 \text{ ms}$ simul. $f = 444 \text{ Hz}$



La simulación se aproxima más al comportamiento del circuito real:

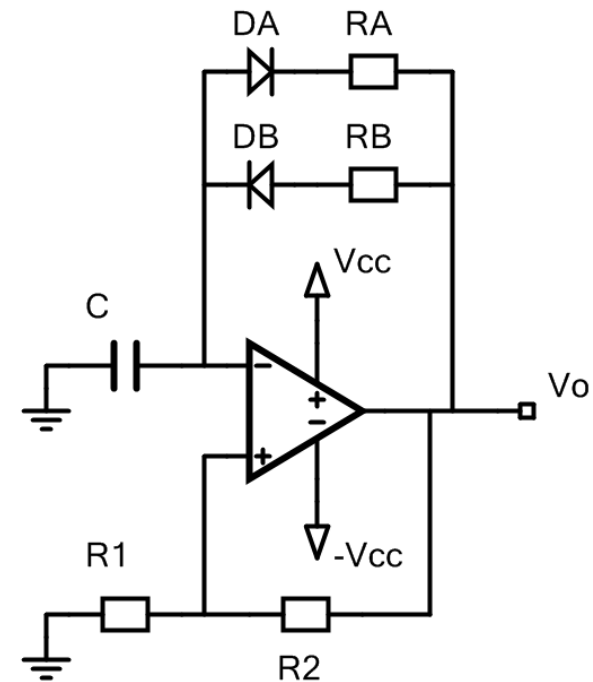
- 1) El operacional real se satura sin alcanzar $|V_o| = 10 \text{ V}$
- 2) El operacional real tiene un slew-rate limitado a $0,5 \text{ V/us}$ aprox.

Variante de oscilador de relajación que genera 2 niveles de diferente duración.

Las corrientes de carga y de descarga del condensador son diferentes, ya que la carga se realiza a través de R_B y DB , mientras que la descarga se realiza a través de R_A y DA .

El valor de R_A define la duración del nivel bajo.

El valor de R_B define la duración del nivel alto.



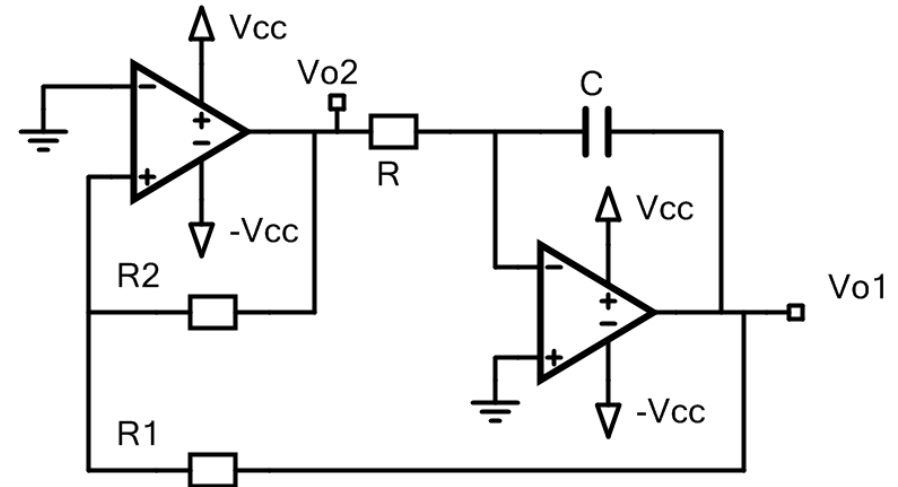
Operacionales: Realimentación positiva y realimentación negativa

Generador de onda triangular

Este circuito genera una onda cuadrada en Vo2 y una triangular en Vo1.

El circuito está formado por un comparador de Schmitt no inversor (realimentación positiva) y un integrador (realimentación negativa).

Se supone que inicialmente Vo2= Vcc y Vo1= 0 (condensador descargado).



Vo2 es también la entrada al integrador, por lo que en Vo1 se genera una rampa descendente. Cuando Vo1 alcanza el nivel negativo de conmutación del comparador de Schmitt ($-\Delta V = -V_{cc} \cdot R1 / R2$), Vo2 conmuta a $-V_{cc}$. Ahora el integrador genera una rampa ascendente hasta llegar a $+\Delta V$, instante en el que Vo2 vuelve a ser $+V_{cc}$. El circuito se mantiene en oscilación perpetua.

El cociente de las resistencias R1 y R2 determina ΔV , y por lo tanto afecta a la amplitud de la señal triangular en Vo2. A su vez, la amplitud afecta a la frecuencia.

La constante RC del integrador afecta a la pendiente de la señal triangular. A su vez, la pendiente afecta a la frecuencia.

La expresión analítica del tramo decreciente de la rampa en Vo1 es:

$$V_{o1} = -\frac{1}{R \cdot C} \int V_{o2} \cdot dt = -\frac{V_{cc}}{R \cdot C} t$$

El tiempo que tarda Vo1 en pasar de ΔV a $-\Delta V$ se obtiene de:

$$2 \cdot \Delta = \frac{V_{cc} \cdot t}{R \cdot C} \quad t = \frac{2 \cdot \Delta \cdot R \cdot C}{V_{cc}} = 2 \cdot V_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R \cdot C}{V_{cc}} = \frac{2 \cdot R_1 \cdot R \cdot C}{R_2}$$

El período incluye una rampa de bajada y una de subida:

$$T = 2 \cdot t$$

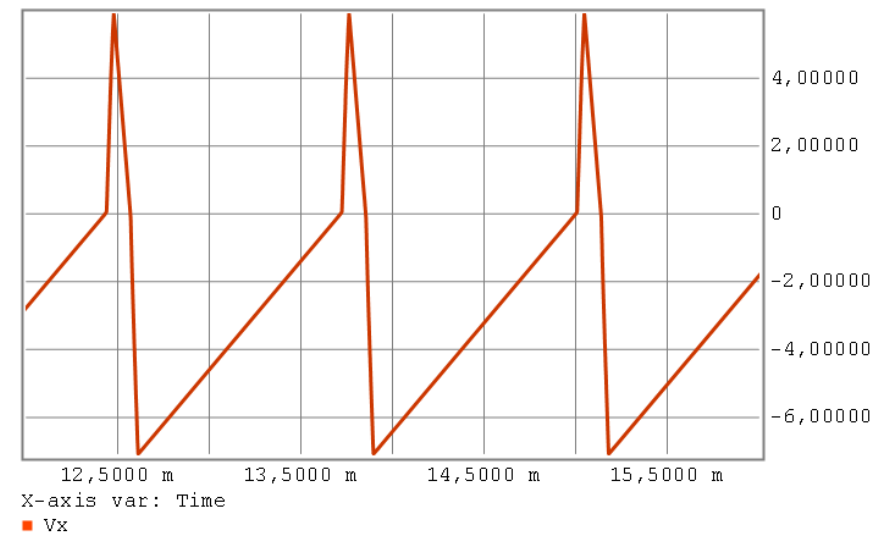
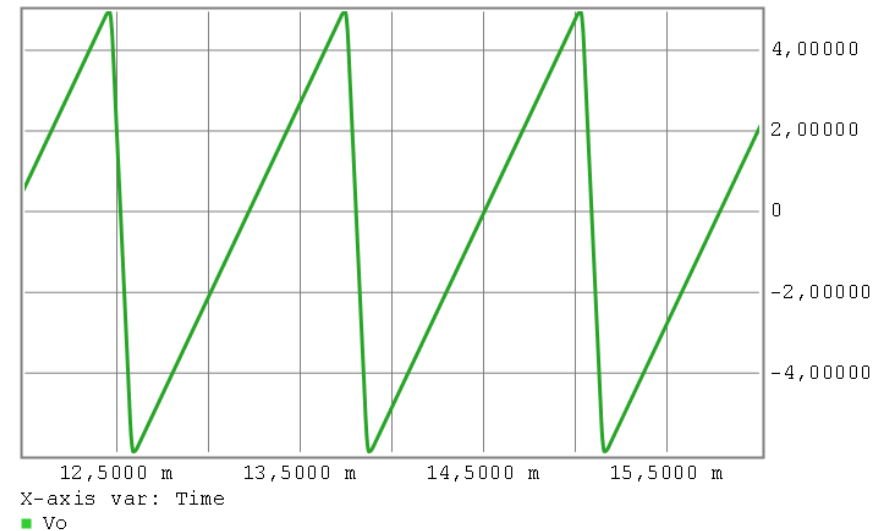
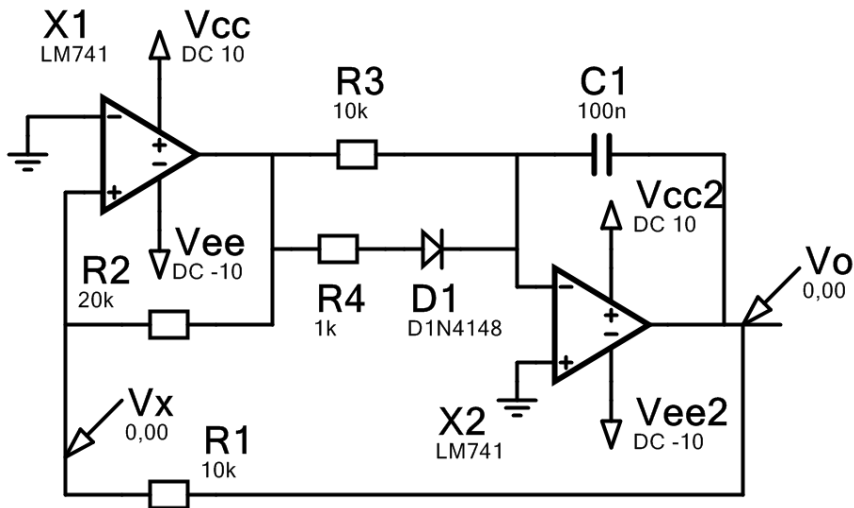
La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot t} = \frac{R_2}{4 \cdot R_1 \cdot R \cdot C}$$

Se requiere que $R_2 > R_1$

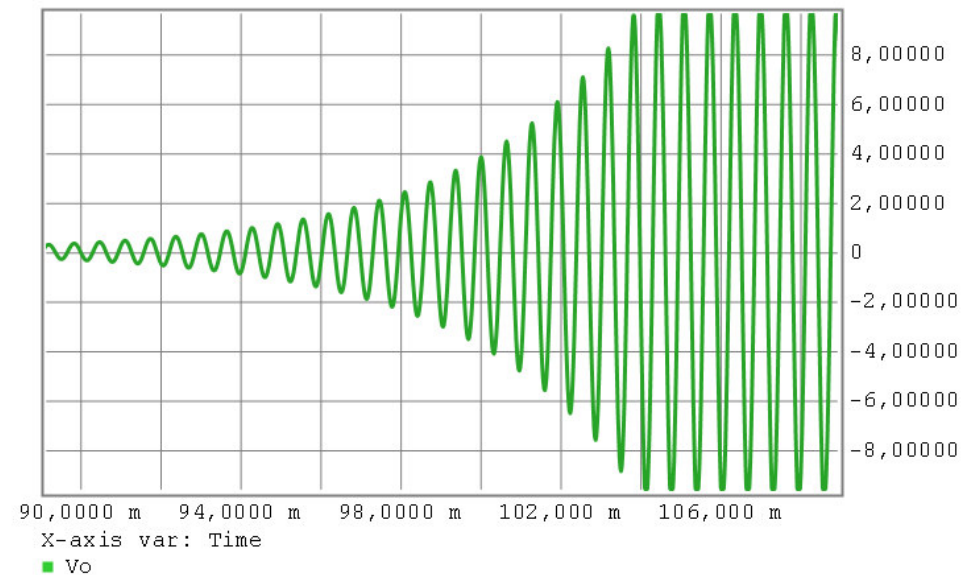
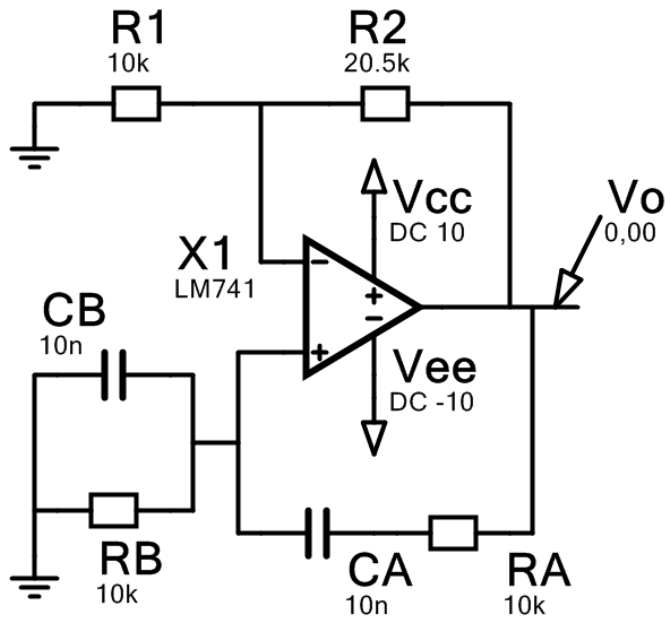
Variante de generador de onda triangular que genera una señal *diente de sierra*.

Se añade un diodo y una resistencia para que la rampa de bajada sea más rápida.



Operacionales: Ambas realimentaciones (+ y -) con predominio de la negativa.

Oscilador senoidal con red de Wien.



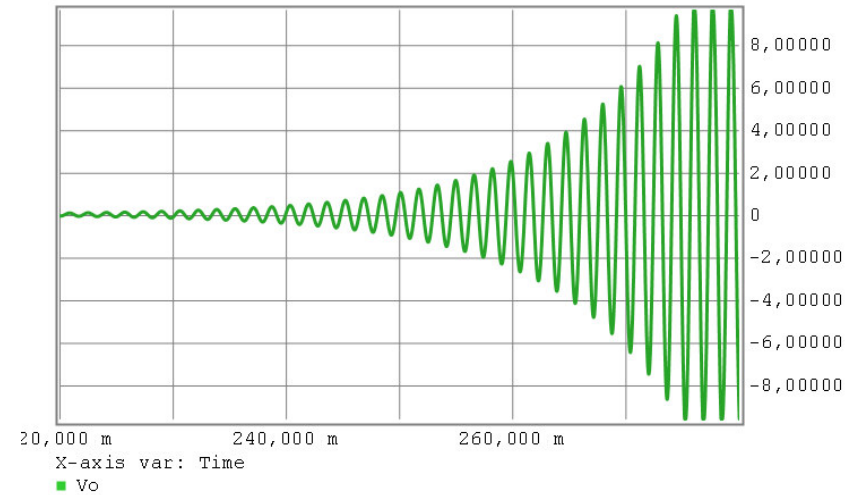
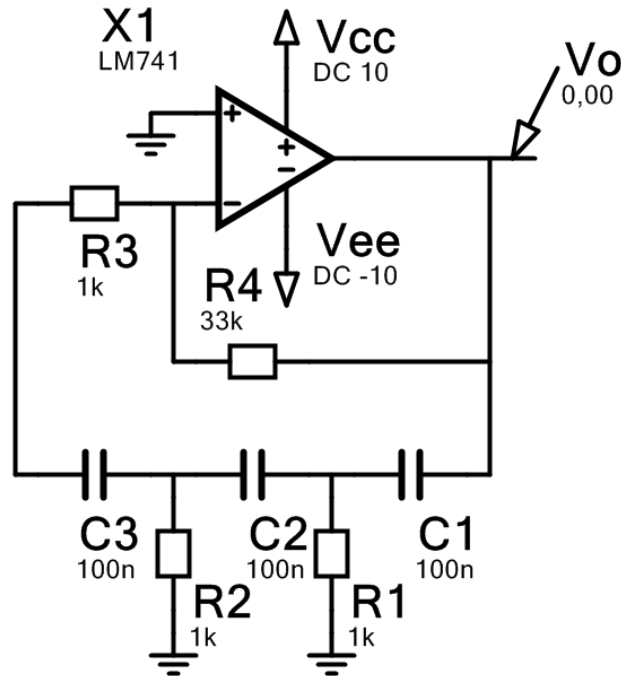
Para que arranque la oscilación es preciso que $GB > 1$.

La red de Wien divide la señal por 3 a la frecuencia:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Por lo tanto, $R2 > 2 \cdot R1$ para que arranque, pero la senoide crece hasta saturar el operacional.

Oscilador senoidal con red de desplazamiento de fase.



Requiere un amplificador inversor.

Para que arranque la oscilación es preciso que $GB > 1$.

La red de desplazamiento de fase divide la señal por -29 a la frecuencia:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

Por lo tanto, $R4 > 29 \cdot R1$ para que arranque, pero la senoide crece hasta saturar el operacional.

$R1=R2=R3=R$

$R4 > 29R1$ para el arranque

$R4=29R1$ para mantener oscilación.