



Unidad temática 4

Tema 2

OSCILADORES NO SINUSOIDALES

APUNTE TEÓRICO

Profesor: Ing. Aníbal Laquidara.
J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.
Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.
Ay. Diplomado: Ing. Alejandro Giordana
Ay. Alumno: Sr. Nicolás Ibáñez.

URL: <http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/>

OSCILADORES NO-SINUSOIDALES DE RELAJACION

1. Introducción:

Los osciladores de relajación emplean dispositivos biestables tales como conmutadores, disparadores de Schmitt, puertas lógicas, comparadores y flip-flops que repetidamente cargan y descargan condensadores. Las formas de onda típicas que se obtienen con este tipo de osciladores son triangulares, cuadradas, exponenciales o de pulso. Las aplicaciones son muy variadas e incluyen temporizadores, contadores, generación y transmisión de señales, osciladores controlados por tensión, etc.

En este capítulo se analizarán osciladores construidos con amplificadores operacionales con una o dos fuentes de alimentación y con uno o dos amplificadores. Entre los circuitos analizados están el Disparador de Schmitt y sus aplicaciones con una o dos fuentes de alimentación y su combinación con un integrador para generar ondas triangulares y cuadradas simultáneamente. También se analizará un oscilador controlado por tensión (VCO)

2. Generación de onda cuadrada y de onda triangular.

Un oscilador de relajación es un circuito que produce una salida que conmuta entre dos valores definidos de tensión, pasando de uno a otro en un tiempo mínimo en comparación con el tiempo que transcurre en cada uno de los valores extremos. Es decir, la tensión de salida es esencialmente una onda cuadrada. Puede construirse un oscilador de este tipo a partir de uno sinusoidal haciendo $G \cdot H \gg 1$. Sin embargo, es más frecuente utilizar circuitos que se basan en la carga y descarga de un capacitor. La forma más sencilla es mediante el comparador regenerativo, también llamado Schmitt trigger.

2.1 Oscilador basado en el comparador regenerativo.

Un comparador regenerativo o con histéresis es un circuito con dos niveles de salida que cambia de uno a otro para distintos valores de la tensión de entrada. La figura 1 muestra la manera más sencilla de realizar un comparador regenerativo utilizando un amplificador operacional con realimentación positiva.

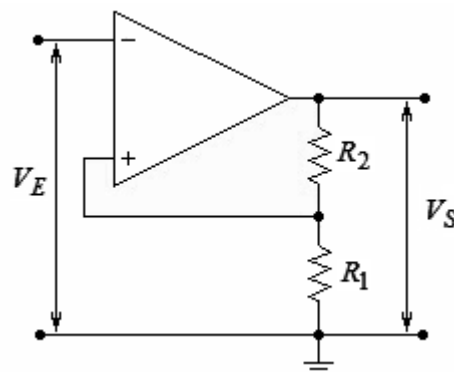


Figura 1: Comparador regenerativo.

En principio, en ausencia de entrada, la salida también debería ser nula. Sin embargo, cualquier fluctuación desequilibrará el sistema. Supongamos, por ejemplo, una fluctuación positiva en la salida. Esto supondrá que la entrada diferencial $V_d = V^+ - V^-$ se hará positiva, con lo cual la salida aumentará, incrementando a su vez la entrada, y así sucesivamente hasta llegar a la tensión de saturación. En definitiva, esto significa que un circuito como el de la figura 1 tendrá siempre en su salida la tensión de saturación positiva o negativa. Si, por ejemplo, partimos de una situación en que la salida se encuentra en saturación positiva ($V_S = V_{sat}^+$), la tensión en la entrada no inversora será $V^+ = R_1 \cdot V_{sat}^+ / (R_1 + R_2)$. Si entonces vamos aumentando la tensión V_E que se aplica a la pata inversora, el valor de la salida se mantendrá hasta que V_E supere el valor de V^+ . En ese momento, la tensión diferencial de entrada pasa a ser negativa ($V_d < 0$) y la salida cambiará bruscamente al valor de saturación negativo ($V_S = V_{sat}^-$). A partir de ese momento la tensión en la pata no inversora será $V^+ = -R_1 \cdot V_{sat}^- / (R_1 + R_2)$. Si a continuación empezamos a disminuir V_E haciéndolo incluso negativo, la salida mantendrá su valor hasta que $V^- < -R_1 \cdot V_{sat}^- / (R_1 + R_2)$, es decir, hasta que la tensión diferencial de entrada vuelva a ser positiva. Sobrepasado ese umbral, la salida volverá al valor de saturación positivo.

Utilizando un comparador regenerativo podemos construir un oscilador de relajación tal como se muestra en la figura 2.

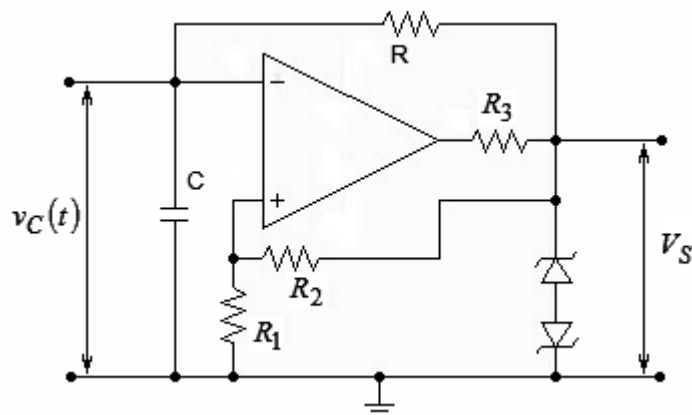


Figura 2: Oscilador basado en comparador regenerativo

Cuando la salida es positiva, el condensador se carga positivamente respecto a tierra con una constante de tiempo RC, hasta que la tensión en él alcanza el valor $V_C^+ = R_1 \cdot V_{Spk}^+ / (R_1 + R_2)$. En ese momento la salida pasa a ser negativa y el condensador se descarga de su carga positiva y empieza a cargarse negativamente con la misma constante de tiempo. El proceso de carga negativa respecto tierra continúa hasta que la tensión en el condensador sea $V_C^- = R_1 \cdot V_{Spk}^- / (R_1 + R_2)$, momento en el cual la salida volverá a cambiar, pasando a ser positiva y repitiéndose el ciclo. Este proceso continúa indefinidamente, de modo que la señal de salida tendrá la forma de una onda cuadrada. Del análisis de este proceso se puede calcular el período de la onda

Con diodos zener conectados a la salida del amplificador, puede ajustarse la tensión a un valor arbitrario $V_{Spk} = V_Z + V_d$, podemos calcular ahora las dos tensiones que tendremos en el capacitor al momento de producirse las conmutaciones.

$$1) \text{ Con } V_{Spk}^+ \quad V_C^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{Spk}^+ = K \cdot V_{Spk}$$

$$2) \text{ Con } V_{Spk}^- \quad V_C^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{Spk}^- = -K \cdot V_{Spk}$$

La tensión en el capacitor v_C , oscila entre dos valores límites, $\pm K \cdot V_{Spk}$.

Suponemos que el capacitor está cargado a $-K \cdot V_{Spk}$ y la tensión de salida pasa a V_{Spk}^+ , con lo que el capacitor comenzará a cargarse hacia el valor $+K \cdot V_{Spk}$, a través de R.

$$v_C(t) = V_{Spk} - \left[V_{Spk} - (-KV_{Spk}) \right] \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \Rightarrow v_C(t) = V_{Spk} - \left[V_{Spk} + KV_{Spk} \right] \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

En esta verificamos que en el instante inicial la tensión en el capacitor es $v_C(t=0) = -KV_{Spk}$, considerando que el tiempo total de carga del capacitor será t_1 , al finalizar éste, la tensión habrá pasado a ser: $v_C(t_1) = KV_{Spk}$, tensión a la que se produce la nueva conmutación.

$$v_C(t_1) = V_{Spk} - \left[V_{Spk} + KV_{Spk} \right] \cdot e^{-\frac{t_1}{RC}}$$

De ésta podemos despejar t_1 :

$$t_1 = -RC \ln \frac{(1-K)V_{Spk}}{(1+K)V_{Spk}} = RC \ln \frac{(K-1)}{(K+1)} = RC \ln \frac{-R_2}{(2R_1 + R_2)} \Rightarrow t_1 = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Hemos calculado como t_1 el tiempo de carga del capacitor, en ese la tensión v_C pasa de $(-KV_{Spk})$ a $(+KV_{Spk})$, análogamente se calcula el tiempo de descarga, ahora durante el tiempo t_2 la tensión en el capacitor pasará de $(+KV_{Spk})$ a $(-KV_{Spk})$ para luego repetir el ciclo.

$$t_2 = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

El período total de la oscilación será:

$$T = (t_1 + t_2) = 2 \cdot RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

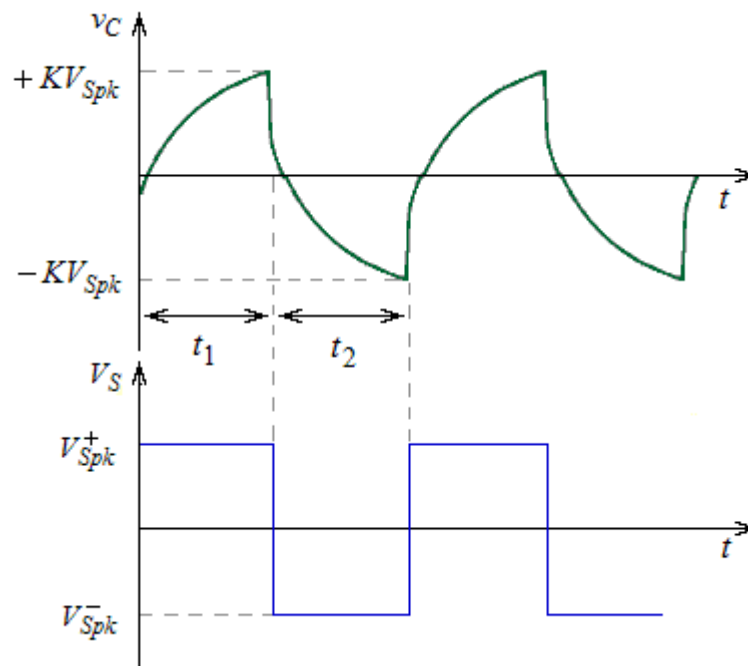


Figura 3: Formas de onda del oscilador de la figura 2

2.2 Generador con un solo Amplificador y con una sola fuente (+V_{CC}).

En este circuito la salida del amplificador podrá tener solo dos estados, considerando que estamos analizando con un amplificador ideal, estos serán 0V o +V_{CC}.

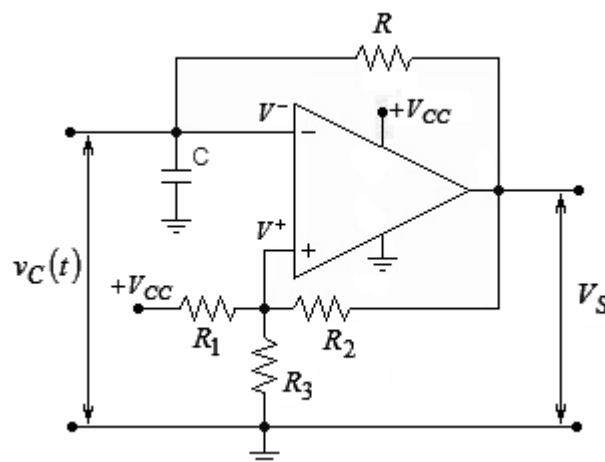


Figura 4: Oscilador con fuente única

Suponemos primero que la salida está en su estado alto $V_S = +V_{CC}$, en esta condición la tensión de la entrada no inversora se puede calcular como:

$$V_{SUP}^+ = \frac{V_{CC} \cdot R_3}{R_3 + (R_1 // R_2)}$$

Ahora supondremos que la salida del amplificador ha conmutado y se encuentra a 0V, la entrada no inversora del amplificador se encontrará ahora con una tensión:

$$V_{INF}^+ = \frac{V_{CC} \cdot (R_2 // R_3)}{R_1 + (R_2 // R_3)}$$

Si las tres resistencias son iguales $R_1 = R_2 = R_3 = R^*$, las ecuaciones anteriores se resumen a:

$$V_{SUP}^+ = \frac{V_{CC} \cdot R^*}{1,5 \cdot R^*} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \quad V_{INF}^+ = \frac{V_{CC} \cdot 0,5 \cdot R^*}{1,5 \cdot R^*} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC}$$

Las conmutaciones de un estado a otro del amplificador se producirán cuando la entrada inversora alcance el valor de tensión de la no inversora, por ejemplo cuando pase al estado bajo a la salida es porque la entrada inversora (V^-) ha alcanzado un valor apenas superior a la de su contraparte (V^+). Si nos ubicamos justo en ese instante, la salida conmutará a $0V$ y ahora el capacitor comenzará a descargarse hasta llegar a tener una tensión apenas inferior a la entrada (V^+) momento en el cual se producirá el nuevo cambio, la salida volverá a V_{CC} .

Para calcular los tiempos requeridos para las variaciones de tensión en el capacitor que produzcan los cambios de estado, debemos observar cuales serán los valores de éstas al inicio y al final de cada semiperíodo.

Cuando la salida halla pasado a $0V$, es porque la entrada (V^-) ha llegado a ser igual a V_{SUP}^+ y ahora el capacitor se descargará hasta la tensión V_{INF}^+ , instante donde tendremos el siguiente cambio. Entonces:

$$v_C(t) = V_{SUP}^+ \cdot e^{-t/\tau} \text{ con } \tau = RC$$

Si consideramos que el tiempo de descarga será t_1 , entonces:

$$V_{SUP}^+ \cdot e^{-t_1/\tau} = V_{INF}^+$$

De donde podemos despejar:

$$t_1 = RC \cdot \ln \frac{V_{SUP}^+}{V_{INF}^+}$$

Una vez transcurrido el tiempo t_1 la salida pasará a $+V_{CC}$, ahora el capacitor comenzará a cargarse para llegar a la tensión necesaria en la siguiente conmutación, es decir que una vez descargado hasta V_{INF}^+ , se comenzará a cargar para llegar a V_{SUP}^+ , llamaremos a ese tiempo t_2 . En este semiperíodo la tensión en el capacitor la expresamos como:

$$v_C(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_{INF}^+) \cdot e^{-t/\tau}$$

Esta expresión indica el valor de la tensión en el capacitor durante el tiempo de carga, con valor final V_{CC} y un valor instantáneo que se restará de este en función de t_2

Cuando t llegue a t_2 , la tensión en el capacitor será V_{SUP}^+ .

$$V_{CC} - (V_{CC} - V_{INF}^+) \cdot e^{-t_2/\tau} = V_{SUP}^+$$

De donde despejamos t_2 :

$$t_2 = RC \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_{INF}^+}{V_{CC} - V_{SUP}^+}$$

Concluimos que si las resistencias $R_1 = R_2 = R_3$, entonces el período de la señal se salida del oscilador será:

$$T = (t_1 + t_2) = RC \cdot \ln \frac{V_{SUP}^+}{V_{INF}^+} + RC \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_{INF}^+}{V_{CC} - V_{SUP}^+}$$

Y recordando los valores calculados para V_{INF}^+ y V_{SUP}^+ .

$$T = RC \cdot \left(\ln \frac{V_{SUP}^+}{V_{INF}^+} + \ln \frac{V_{CC} - V_{INF}^+}{V_{CC} - V_{SUP}^+} \right) = RC \cdot \left(\ln \frac{\frac{2}{3}V_{CC}}{\frac{1}{3}V_{CC}} + \ln \frac{V_{CC} - \frac{1}{3}V_{CC}}{V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}} \right) = RC \cdot (\ln 2 + \ln 2)$$

$$T = 2RC \cdot \ln 2 \Rightarrow T = 1,386 \cdot RC$$

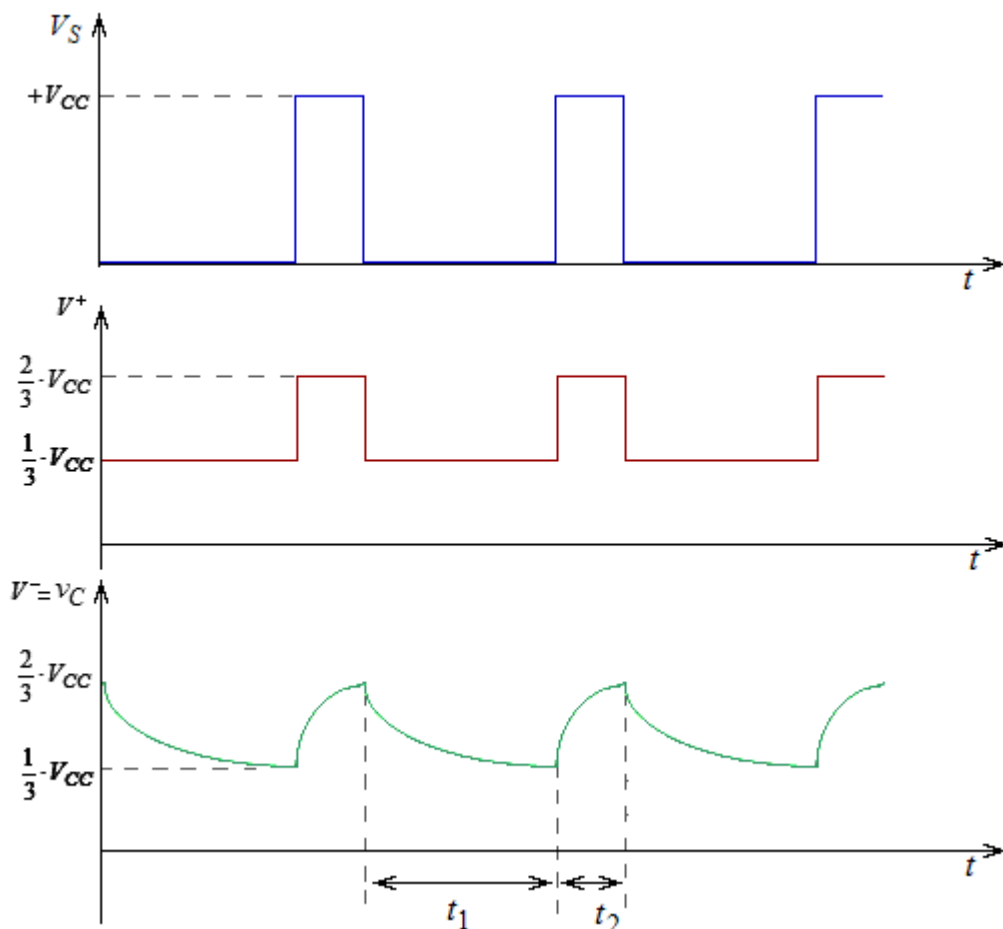


Figura 5: Formas de onda del oscilador con fuente única

2.3 Generador de onda triangular y cuadrada con un solo operacional.

Para generar una onda triangular de pendiente recta y no logarítmica, en el circuito de la figura 2 donde alimentamos con fuente partida, reemplazamos la resistencia de carga del capacitor por fuentes de corriente constante, por ejemplo con transistores FET.

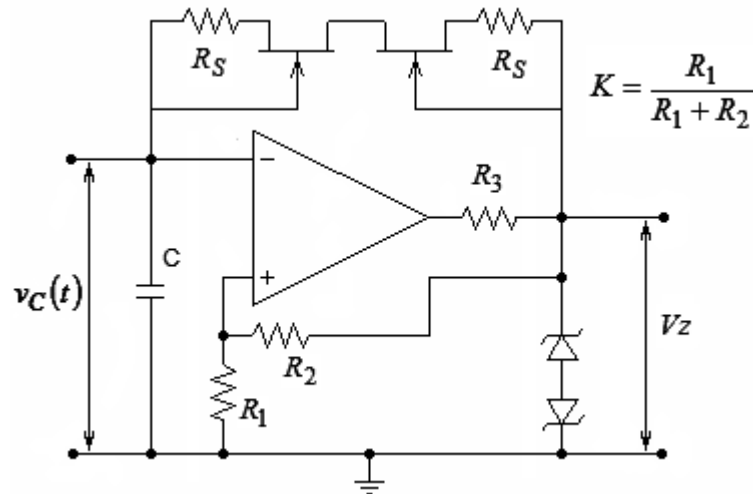


Figura 6: Generador de ondas triangulares

Los transistores FET de la figura actúan como fuentes de corriente constante de valor $\pm I_c$, fijada por el valor de la resistencia R_s . Según el valor de salida sea positivo o negativo, cada FET será polarizado para entregar una corriente de carga o descarga del capacitor, generando una tensión de forma triangular sobre él.

Variación total de carga en el capacitor: $Q = C \cdot V_c = I_c \cdot t$

El tiempo t es el que transcurre para cambiar la tensión del capacitor desde $-KV_z$ a $+KV_z$ o viceversa, y es el de medio período de la onda triangular.

$$V_c = 2 \cdot K \cdot V_z \quad \text{y} \quad t = \frac{1}{2f}$$

De las expresiones anteriores, resulta una frecuencia:

$$f = \frac{|I_c|}{4 \cdot K \cdot V_z \cdot C}$$

2.4 Generador rectangular-triangular con dos amplificadores operacionales

Como se vio en el apartado anterior la carga y descarga exponencial del capacitor hace que la caída de tensión en él no sea una forma de onda triangular perfecta. Para linealizar los triángulos se requiere que el capacitor sea cargado mediante una corriente constante, de modo que la tensión en él varíe linealmente con el tiempo. Con esta finalidad usaremos un operacional con un capacitor de realimentación (es decir, un integrador), tal como se muestra en el circuito de la figura 7. Este integrador además, lleva acabo una inversión de fase. Por este motivo la salida de esta etapa está re-alimentada al terminal no inversor del comparador, en lugar de al terminal inversor como ocurría en

el oscilador de la figura 2. Así, el comparador se comporta ahora como un Schmitt trigger no inversor (en contraposición al Schmitt trigger inversor que se estudió en la figura 1).

Usando dos amplificadores operacionales pueden controlarse las formas de las ondas rectangulares y triangulares.

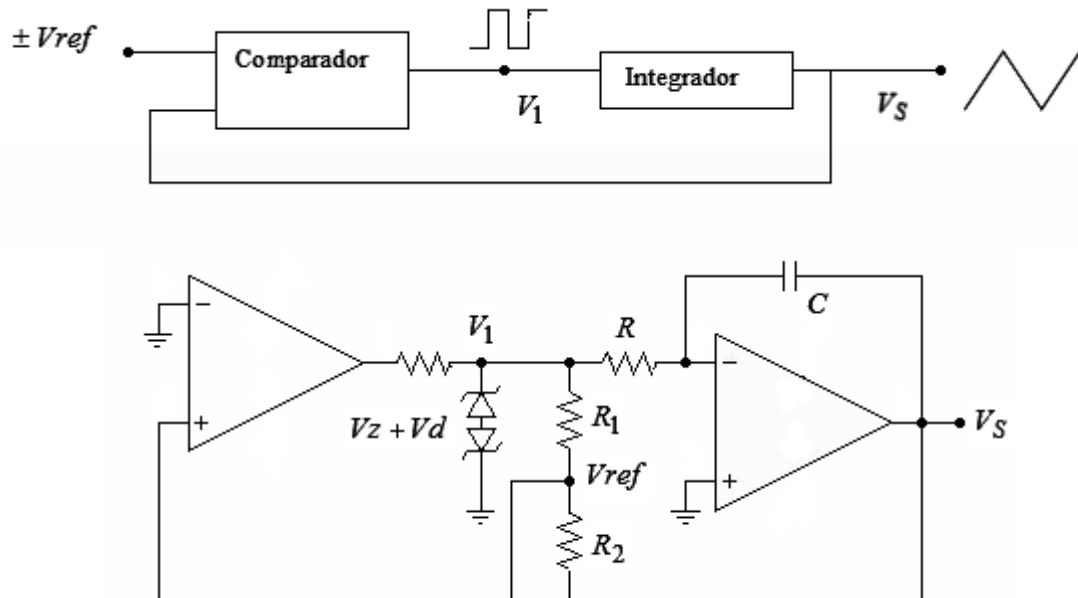


Figura 7. Generador con comparador regenerativo e integrador

2.4.1. Cálculo de la tensión Vs pico.

El comparador conmutará cuando se cumpla que V_{ref} pasa por cero:

$$V_{ref} = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_S \cdot R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad V_S = \pm \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

2.4.2. Cálculo de la tensión Vref pico.

El valor pico de V_{ref} será:

$$V_{ref} = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_S \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{ref} = \pm \frac{2 \cdot V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

2.4.3. Cálculo la frecuencia de oscilación

En medio período el condensador se carga o descarga con una corriente $I_c = V_1 / R$, variando su tensión en: $2 \cdot V_S = 2 \cdot V_1 (R_2 / R_1)$

La carga o descarga del capacitor en medio período se calcula con la variación de tensión $V = 2 \cdot V_S$

$$Q = C \cdot V = C \cdot 2 \cdot \hat{V}_S = I_c \cdot \frac{T}{2} = \frac{V_1}{R} \cdot \frac{T}{2} \quad \Rightarrow \quad 2 \cdot C \cdot V_1 \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_1}{R} \cdot \frac{T}{2}$$

La frecuencia resultante será:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{4RC}$$

2.5 Modificaciones al oscilador de la figura 7

Agregando tensión de off-set ($V_{off-set}$) al comparador se puede desplazar el valor medio de la onda triangular de salida (tensión de comparación donde conmuta), y variando la relación R_1/R_2 se varía el valor pico de la tensión de salida.

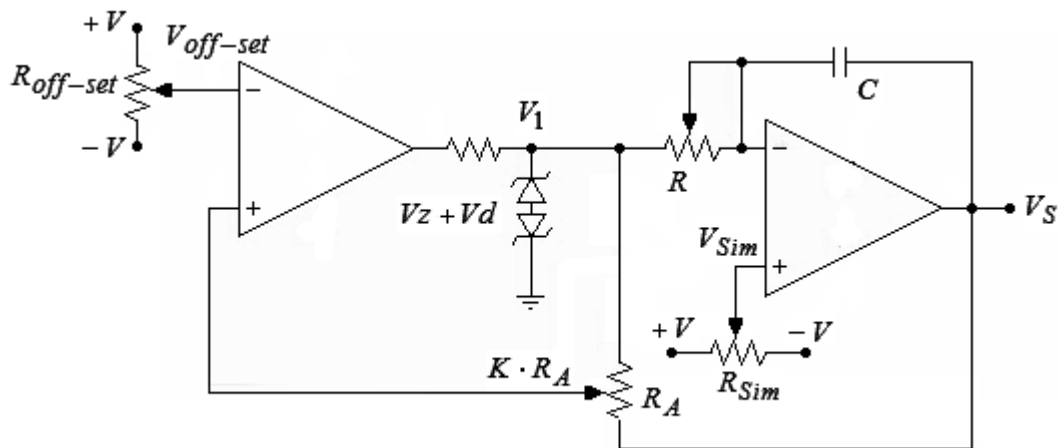


Figura 8 Modificaciones al circuito oscilador de la figura 7.

La tensión de $V_{off-set}$, la V_1 y la V_S se superponen como se ve en la figura siguiente:

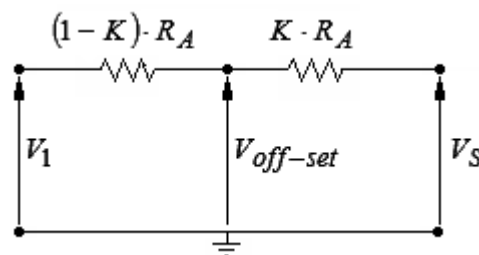


Figura 9 Efecto de V_{os} sobre la tensión de salida

El valor pico de la tensión de salida se obtiene ahora como:

$$V_{off-set} = \frac{V_1}{R_A} \cdot K \cdot R_A + \frac{V_S}{R_A} (1-K)R_A \Rightarrow V_S = \frac{V_{off-set} \pm K \cdot V_1}{(1-K)}$$

$$V_S = \frac{V_{off-set}}{(1-K)} \pm V_1 \cdot \left(\frac{K}{1-K} \right)$$

La tensión de simetría (V_{Sim}) se suma o resta de la onda cuadrada a la salida del comparador, variando la pendiente de la rampa.

Se define Simetría:

$$S = \frac{V_1 - V_{Sim}}{V_1 + V_{Sim}}$$

Si $V_{Sim} = 0$ la onda triangular es simétrica.

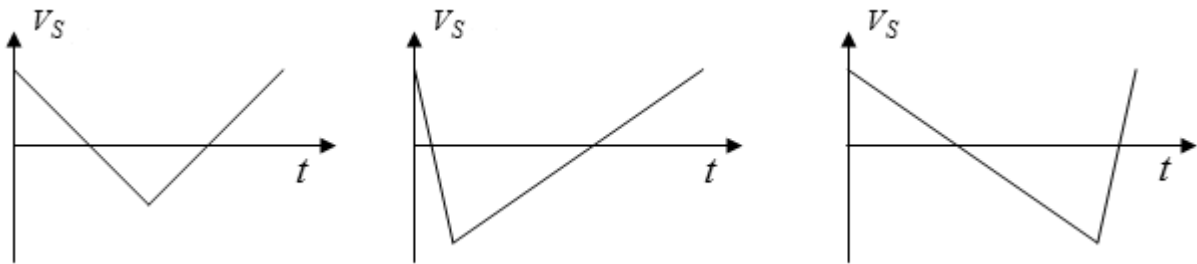
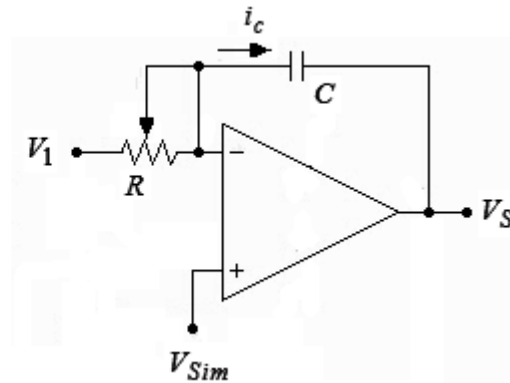
Con $V_S \neq 0$ la simetría depende de la tensión integrada en cada período.

Variación de la Simetría con V_{Sim} . (La pendiente de carga depende de V_{Sim})

$$i_c = \frac{V_1 - V_{Sim}}{R}$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial t} = -\frac{i_c}{C}$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial t} = -\frac{V_1 - V_{Sim}}{RC}$$



$$V_{Sim} = 0 \Rightarrow S = \frac{V_1 - V_{Sim}}{V_1 + V_{Sim}} = 1 \quad , \quad V_{Sim} < 0 \Rightarrow S = \frac{V_1 - V_{Sim}}{V_1 + V_{Sim}} > 1 \quad , \quad V_{Sim} > 0 \Rightarrow S = \frac{V_1 - V_{Sim}}{V_1 + V_{Sim}} < 1$$

Figura 10 Variación de la pendiente de la onda triangular con la tensión de simetría

Resumen

- 1 La amplitud de la onda triangular depende de K y de V_z .
- 2 La variación de $R_A = (R_1 + R_2)$ determina la amplitud de la onda triangular.
- 3 La variación de R_{Sim} determina la simetría (V_{Sim}).
- 4 La variación de $R_{off-set}$ ($V_{off-set}$) determina el nivel de continua de la salida.
- 5 La frecuencia depende de la relación R_1 / R_2 y del producto RC .

3. Usos del TRIGGER SCHMITT (Comparador Regenerativo o con histéresis)

- Detecta niveles definidos de señales lentas y genera transiciones abruptas.
- El intervalo de tensión de histéresis es ajustable.
- Genera ondas rectangulares a partir de señales lentamente variables.

3.1 Disparador de Schmitt con referencia cero.

1- Modo Inversor

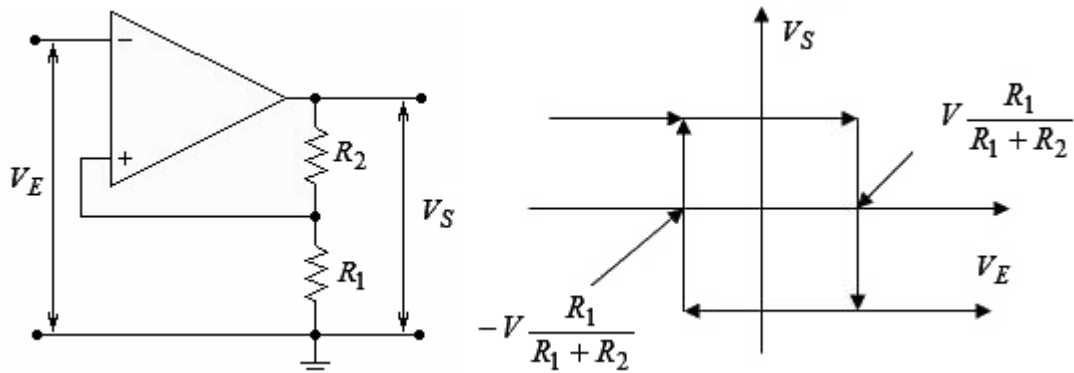


Figura 11: Trigger Schmitt modo inversor, relaciones V_E , V_S .

2-Modo No-Inversor

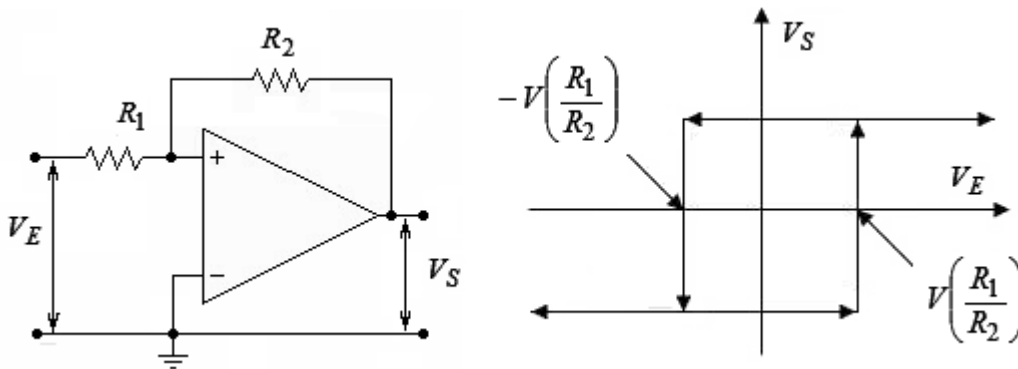


Figura 12: Trigger Schmitt modo no-inversor, relaciones V_E , V_S

3.2 Disparador de Schmitt con referencia distinta de cero.

3-Ajustando una tensión de referencia V_{ref} distinta de cero se puede fijar una ventana de detección dentro de valores positivos o negativos.

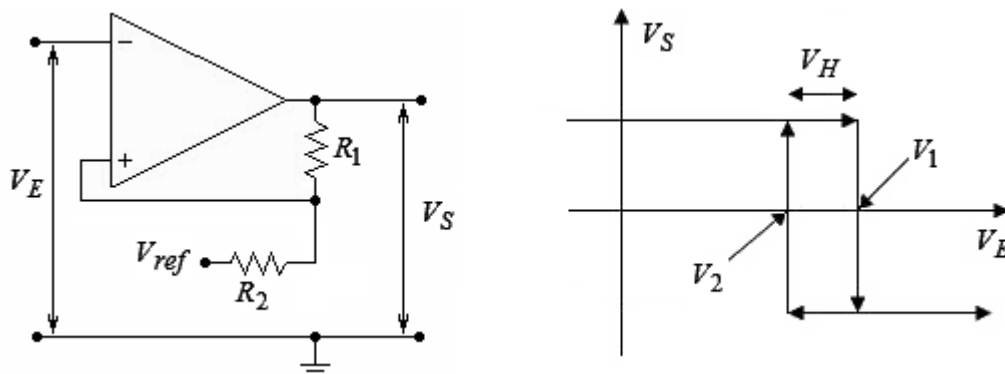


Figura 13 Uso del disparador de Schmitt como detector de ventana

Cálculo de las tensiones que producen las transiciones:

A-Cuando $V_S = +V$ y $V_{ref} > 0$ la transición se hace cuando $V_E = V_1$.

$$V_1 = \frac{+V \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{ref} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

B-Cuando $V_S = -V$ y $V_{ref} > 0$ la transición se hace cuando $V_E = V_2$.

$$V_2 = \frac{-V \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{ref} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

La ventana tensión (histéresis) $V_H = V_1 - V_2$ puede hacerse mínima con $R_2 \ll R_1$.

Cuando la $V_{ref} < 0$ la ventana se ubica en el semiplano izquierdo.

Tensiones de entrada lentamente variables son convertidas en salidas abruptas (cuadrador)

Aplicación: control de temperatura ON-OFF para un rango $V_H \equiv \Delta T$.

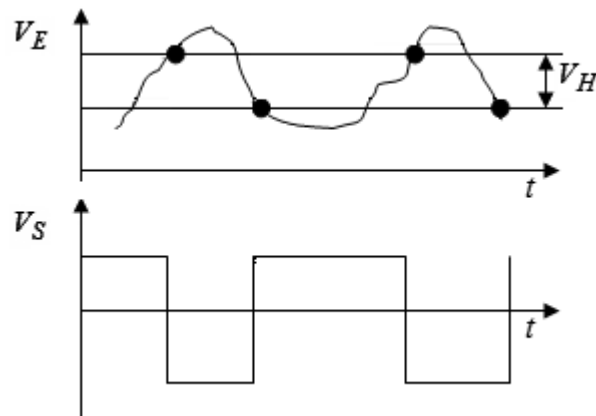


Figura 14 Uso del disparador de Schmitt como cuadrador

4. Conversión de Tensión a Frecuencia

4.1 Oscilador Controlado Por Tensión (VCO).

Los osciladores controlados por tensión se emplean en generación y detección de frecuencia modulada, generación de señales, llaveado de frecuencias y en lazos enganchados en fase (PLL).

En la figura 15 podemos observar como se implementa un VCO Diente de Sierra con Transistor Unijuntura Programable (PUT).

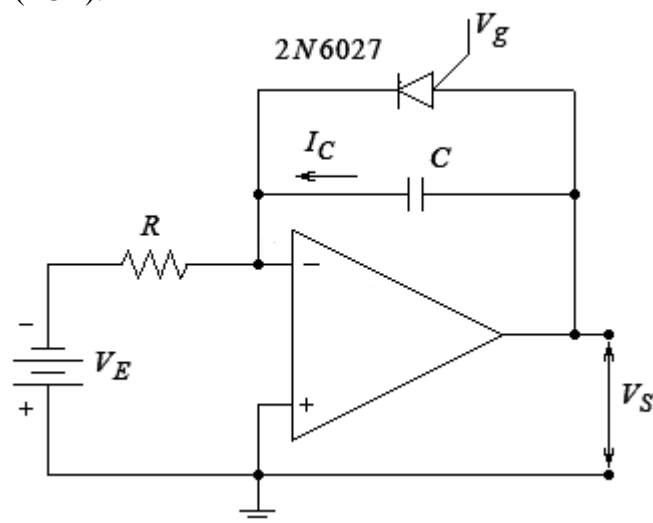


Figura 15 VCO con transistor unijuntura

El transistor unijuntura se dispara cuando su tensión de ánodo (V_S en la figura) supera a la de compuerta (V_g en la figura). En ese instante colapsa la juntura ánodo-cátodo y se descarga rápidamente el capacitor, iniciándose una nueva rampa de tensión al cargarse éste a corriente constante. Cuando la tensión de salida iguala a la V_g el UJT se dispara descargando al C y comenzando otro ciclo.

La corriente de carga es constante y depende de V_E . La tensión V_C es proporcional al tiempo t.

$$Q = C \cdot V_C = I_C \cdot t = \frac{V_E}{R} \cdot t \Rightarrow V_C = t \cdot \frac{V_E}{RC} \quad V_g \text{ es una tensión fija de polarización.}$$

Cuando se igualan $V_C = V_g$ se produce la descarga y se inicia un nuevo ciclo.

$$T = RC \cdot \frac{V_g}{V_E} \Rightarrow f = \frac{1}{RCV_g} \cdot V_E$$

La frecuencia del VCO es proporcional a la tensión de la fuente V_E .

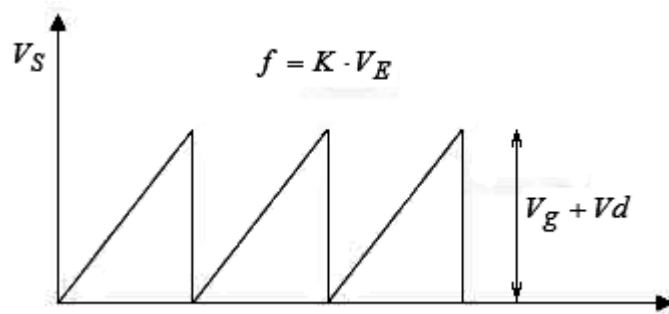


Figura 16 Diente de sierra generado por el VCO de la figura 15

4.2 VCO Integrado. (LM 566).

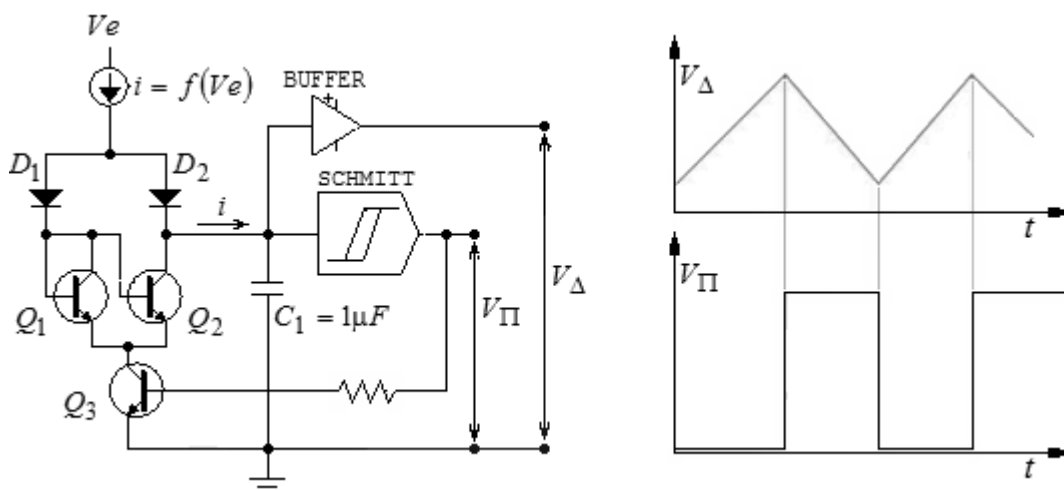


Figura 17 Esquema del VCO integrado LM566 y sus señales de salida

Con solo una resistencia y capacitor externos se fija una frecuencia de oscilación libre que es modificada por una tensión externa V_e en una relación muy lineal de aproximadamente 6Khz/Volt.

El circuito genera una corriente controlada por la tensión V_e que carga al capacitor hasta que su tensión alcanza el nivel de disparo del trigger Schmitt. La salida del trigger es la onda cuadrada (V_{Π}) y simultáneamente entrega por otra salida una onda triangular (V_{Δ}) por la carga del capacitor a corriente constante.

1-Cuando la salida del Trigger Schmitt está baja, Q_3 está cortado y C_1 se carga a través de D_2 , dando una rampa lineal a la salida.

$$\text{Carga de } C_1 \quad \frac{\partial v_C}{\partial t} = \frac{i_C}{C} \quad \text{con } i_C = f(V_{ent})$$

2-Cuando conmuta el Trigger Schmitt porque v_C alcanzó el valor de transición, la salida pasa a alto y Q_3 se satura, obligando a conducir a Q_1 y Q_2 .

Como D_2 queda bloqueado porque v_C es superior a su tensión de ánodo, y las tensiones V_{be} de Q_1 y Q_2 son las mismas, ambos transistores conducirán la misma corriente I , Q_1 la del generador y Q_2 la de descarga de C_1 .

Si se modifica la corriente I por la tensión V_e , el tiempo de carga y descarga de C_1 se modificará, variando la frecuencia de la onda generada en el disparador de Schmitt.

Este circuito integrado permite generar señales de frecuencia proporcionales a la tensión de entrada con mucha linealidad en tres órdenes de magnitud, desde 1 mV a 10 Volts.

4.3 VCO versión JM. (Principio de carga incremental nula).

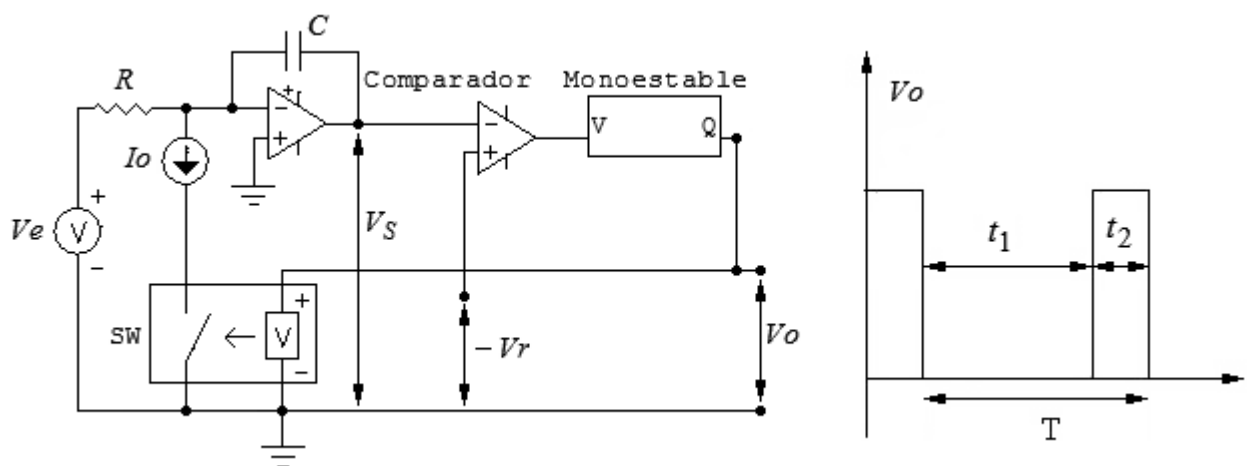


Figura 18 VCO que genera pulsos de salida de duración constante

1- La tensión V_e produce una variación $-\Delta V_S$ a la salida del integrador, durante este tiempo al que llamamos t_1 la salida del monoestable está baja y por lo tanto la llave abierta.

$$-\Delta V_S = \frac{-V_e \cdot t_1}{RC} \quad (\text{Carga de } C)$$

2-Cuando V_S alcanza el valor de comparación $-V_r$, el comparador dispara al monoestable de duración t_2 que al cerrar la llave SW habilita la fuente de corriente I_o , esta que es mayor a i , la absorbe y comienza con la descarga de C .

La variación de la tensión en el capacitor en el período t_2 es:

$$\Delta V_S = \frac{I_o \cdot t_2}{C} - \frac{V_e \cdot t_2}{RC} \quad (\text{Descarga de } C, I_o > i = V_e / R)$$

Para una determinada tensión de entrada V_e , en cada período $T = t_1 + t_2$, la carga y descarga del capacitor se cancelarán:

Balance de carga nula sobre C :

$$-\Delta V_S + \Delta V_S = \frac{I_o \cdot t_2}{C} - \frac{V_e \cdot t_2}{RC} - \frac{V_e \cdot t_1}{RC} = 0 \Rightarrow \frac{V_e}{RC} \cdot (t_1 + t_2) = \frac{I_o \cdot t_2}{C}$$

$$\frac{V_e}{RC} \cdot T = \frac{I_o \cdot t_2}{C} \Rightarrow \frac{V_e}{R \cdot f} = I_o \cdot t_2 \Rightarrow f = \frac{V_e}{R \cdot I_o \cdot t_2}$$

La frecuencia del VCO resulta linealmente proporcional a V_e .

4.4 Implementación discreta de un VCO (versión simple del circuito de la Fig. 18)

La tensión V_e se toma de un potenciómetro alimentado por la batería de 12 V.

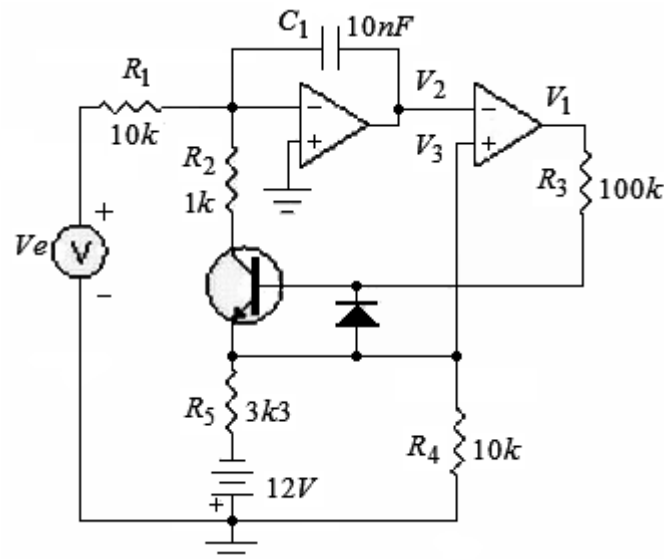


Figura 19 VCO con dos Amp Op y un transistor.

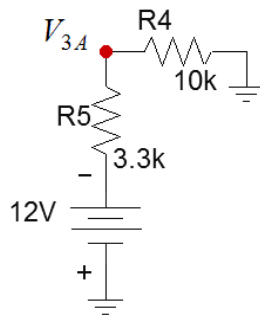
Al momento de energizar el circuito, el capacitor C_1 se encuentra sin carga y por lo tanto la tensión V_2 es cero. En ese mismo instante aparece una tensión V_3 en la otra entrada del comparador que es producto de la corriente que circula por el divisor formado por R_5 y R_4 desde la batería de 12V.

Como la tensión V_3 es negativa y V_2 es cero, la salida V_1 del comparador se encontrará a $-V_{cc}$ durante el tiempo que transcurra esta primera carga del capacitor.

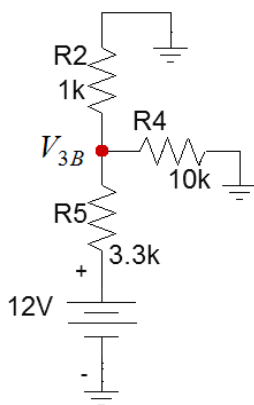
Cuando la tensión V_2 a la salida del integrador alcance el valor de V_3 , que es negativo, el comparador pondrá $V_1 = +V_{cc}$ a la salida y saturará al transistor. Esto último hace que a partir de ese instante, se invierta la corriente en el capacitor y que la tensión V_3 cambie a un nuevo valor dependiente ahora de el paralelo de R_4 y R_2 en serie con R_5 y la batería de $12V$. La descarga del capacitor se llevará a cabo hasta que la salida del integrador alcance ahora este nuevo valor de V_3 . En ese momento volverá a cambiar la salida del comparador, iniciándose un nuevo ciclo de menor duración ya que el capacitor se encuentra con una carga inicial.

A partir de este segundo ciclo, los siguientes tendrán la misma duración.

Calcularemos ahora los valores de V_3 para los dos estados del comparador, definiendo a estos como semiciclo A y semiciclo B, con un tiempo de duración t_A y t_B para cada uno.



$$V_{3A} = -12V \frac{R_4}{R_4 + R_5} = -\frac{12 \cdot 10}{13,3}V = -9,02V$$



$$V_{3B} = -12V \frac{(R_4 // R_2)}{(R_4 // R_2) + R_5} = -\frac{12 \cdot 0,909}{4,209}V = -2,59V$$

Bibliografía: *Operational Amplifiers: The devices and their Applications.* C. Wojlaw y E. Moustakas. John Wiley & Sons, New York 1986.