

7. Multivibradores e Osciladores

Amplificadores operacionais prestam-se, também, para a geração de sinais com formas de ondas diversas [8] como quadrada, retangular, triangular, dente-de-serra, trem de pulsos, etc.. Esses circuitos são chamados de multivibradores ou, no caso de ondas senoidais, osciladores.

7.1 – Multivibradores Astáveis:

7.1.1 – Gerador de Onda Quadrada:

São chamados de multivibradores astáveis circuitos que oscilam e apresentam, na saída, ondas que alternam dois estados estáveis, gerando sinais quadrados ou retangulares. Esses sinais podem ser alternados ou contínuos pulsantes. Os sinais contínuos pulsantes alternam dois níveis estáveis, normalmente *zero* e $V_M > 0$, e são muito usados, nesse caso, para acionamento de circuitos digitais ou de chaves eletrônicas.

O circuito da Figura 7.1a é um multivibrador astável que faz uso de um amplificador operacional ligado na configuração de comparador inversor com histerese, muito parecido com o circuito da Figura 5.2a. A forma de onda do sinal de saída é, aproximadamente, quadrada.

O funcionamento do circuito pode ser descrito da seguinte forma: A tensão de referência usada pelo comparador é a própria tensão de alimentação, $+V_{CC}$, ligada à entrada não-inversora do operacional através de um divisor resistivo. Um circuito de realimentação positiva estabelece a histerese necessária para a oscilação. Com os três resistores iguais a R_h , as tensões de inversão do comparador serão iguais a:

$$V_i^+ = \frac{+V_{CC}}{3} \quad [\text{V}]$$

e

$$V_i^- = \frac{+V_{CC}}{3} + \frac{V_{OM}}{3} \quad [\text{V}]$$

onde: V_{OM} é a máxima tensão de saída do operacional e V_i^+ e V_i^- são as tensões, que aplicadas à entrada inversora do operacional, mudam o estado de saída do mesmo, de *alto para baixo* e de *baixo para alto*, respectivamente. Se o operacional possuir saída tipo *rail-to-rail*, isto é, se $V_{OM} = +V_{CC}$, então $V_i^+ = 1/3 V_{CC}$ e $V_i^- = 2/3 V_{CC}$, como acontece no circuito integrado 555. Operacionais do tipo *LM6142*, *LM6144*, *OP179* e *OP279* possuem $V_{OM} \approx +V_{CC}$, isto é, são do tipo *rail-to-rail*.

A malha de realimentação negativa, R e C , forma o circuito temporizador. O capacitor C é carregado e descarregado pela tensão de saída através do resistor R e tem a tensão sobre ele excursionando entre os valores V_i^+ e V_i^- , que são as tensões de inversão do comparador. Os tempos de carga e descarga do capacitor, que dependem da constante de tempo $\tau = RC$, valem:

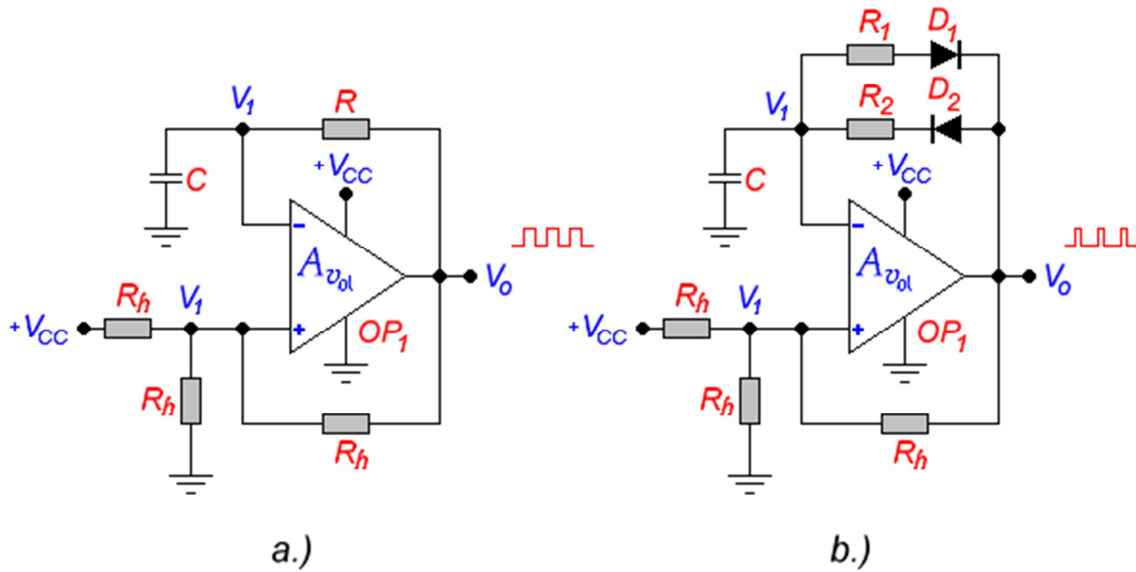


Figura 7.1 - Multivibradores Astáveis. a.) Gerador de Onda Quadrada. b.) Gerador de Trem de Pulsos.

$$t_H = RC \ln \left(\frac{3V_{OM} - V_{CC}}{2V_{OM} - V_{CC}} \right) \quad [s] \tag{7.1a}$$

e

$$t_L = RC \ln \left(\frac{V_{OM} + V_{CC}}{V_{CC}} \right) \quad [s] \tag{7.1b}$$

onde: t_H é o tempo no qual a saída permanece em nível alto (V_{OM}) e t_L é o tempo no qual a saída permanece em nível baixo (≈ 0). A tensão de saída possui, então, uma forma de onda quadrada ou retangular, com período $T = t_H + t_L$ e, portanto, com uma frequência igual a:

$$f_o = \frac{1}{T} \quad [Hz]$$

Se $V_{OM} = +V_{CC}$, então: $t_H = t_L = RC \ln 2$, e a onda de saída é quadrada com frequência de oscilação igual a $f_o = 1/RC \ln 4$.

A máxima frequência de oscilação depende das características internas do operacional, isto é, GBP e SR . Se for usado o *LM6142*, que possui $GBP_{(tip)} = 17 \text{ MHz}$ e $SR_{(tip)} = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$, ondas quadradas com $f_{o(max)} \approx 500 \text{ kHz}$ são possíveis de serem obtidas teoricamente com boa qualidade.

7.1.2 – Gerador de Trem de Pulsos:

O circuito analisado no item anterior pode ser levemente modificado para que apresente, na saída, um trem de pulsos relativamente estreitos, como mostra a Figura 7.1b.

Nesse circuito, o resistor de realimentação negativa, responsável pela constante de tempo de carga e descarga do capacitor C , foi desmembrado em dois, R_1 e R_2 , selecionados alternadamente pelos dois diodos, D_1 e D_2 , respectivamente. Quando a saída estiver em nível baixo, o diodo D_2 estará reversamente polarizado e, portanto, cortado. O diodo D_1 , por sua vez, estará conduzindo e a constante de tempo de descarga do capacitor será $\tau_1 = R_1 C$. Quando a saída estiver em nível alto, o diodo D_1 estará reversamente polarizado e, portanto, cortado. O diodo D_2 , por sua vez, estará conduzindo e a constante de tempo de carga do capacitor será $\tau_2 = R_2 C$. Os tempos nos quais a saída permanecerá em nível alto e baixo serão, respectivamente:

$$t_H = R_2 C \ln \left(\frac{3V_{OM} - V_{CC}}{2V_{OM} - V_{CC}} \right) \quad [\text{s}] \quad (7.2a)$$

e

$$t_L = R_1 C \ln \left(\frac{V_{OM} + V_{CC}}{V_{CC}} \right) \quad [\text{s}] \quad (7.2b)$$

Se $R_1 \gg R_2$, então, $t_L \gg t_H$ e um trem de pulsos estreitos será gerado.

A influência dos diodos foi considerada inócua e isso só pode ser verdade se $R_2 \gg R_{S(\text{diodo})}$, sendo $R_{S(\text{diodo})}$ a resistência série de perdas internas dos mesmos. Devem-se usar, para melhor rendimento, diodos de silício de sinal do tipo *1N4148*, ou diodos de barreira Schottky.

Normalmente a faixa de valores para os resistores é igual a $R_2 \leq R_1 \leq 100R_2$, como, por exemplo, $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ou $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. O capacitor C será dimensionado, então, em função da largura de pulso, t_H , desejada.

Se forem usados operacionais *LM6142* ou *OP279*, nos quais $V_{OM} = V_{CC}$, os tempos estáveis da tensão de saída valem $t_H = R_2 C \ln 2$ e $t_L = R_1 C \ln 2$ e pulsos com larguras tão estreitas quanto $t_H \approx 5 \mu\text{s}$ podem ser obtidos.

7.1.3 – Oscilador Controlado por Tensão (VCO):

Multivibradores astáveis podem ser construídos com amplificadores operacionais de modo que a frequência da onda quadrada de saída seja estabelecida por uma tensão externa de controle, V_{contr} . Esse tipo de arquitetura é chamada de *VCO (Voltage Controlled Oscillator)* ou de conversor tensão/frequência e possui muitas aplicações em eletrônica.

A Figura 7.2 mostra um circuito desse tipo. O amplificador operacional OP_2 está ligado na configuração de comparador com histerese, idêntico ao da Figura 5.2a, cujas tensões de inversão, dadas pelas Equações 5.2a e 5.2b, valem, considerando $V_{OM} = V_{CC}$ e $V_{ref} = V_{CC}/2$:

$$V_i^+ = \frac{2}{3} \times V_{CC} \quad [\text{V}]$$

e

$$V_i^- = \frac{1}{3} \times V_{CC} \quad [\text{V}]$$

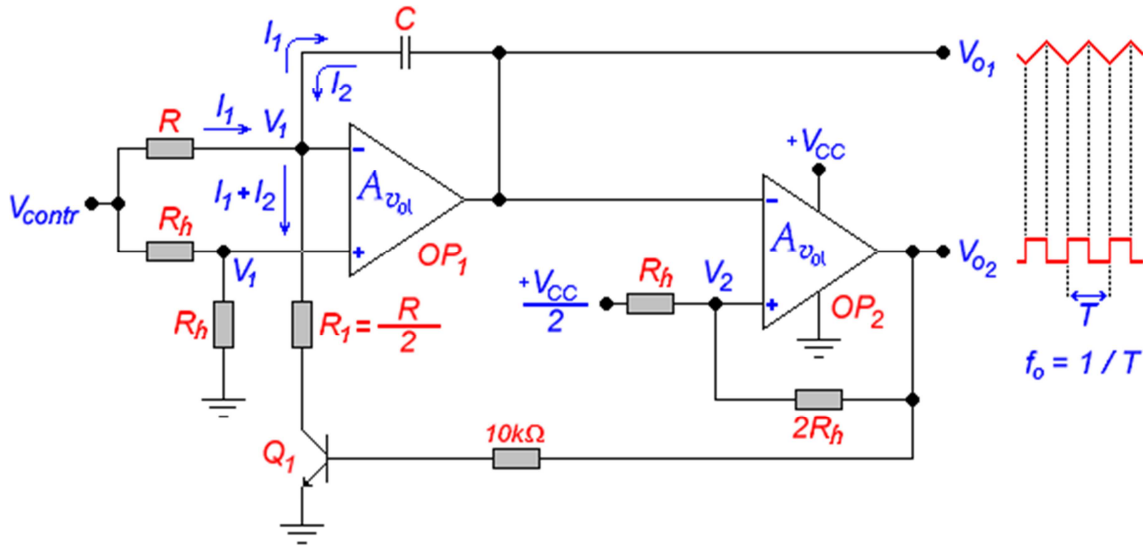


Figura 7.2 – VCO - Oscilador Controlado por Tensão.

Isso significa que a saída de OP_2 irá para nível baixo quando a tensão, crescendo em sua entrada inversora, atingir $0,6667V_{CC}$ e irá para nível alto quando a tensão, decrescendo em sua entrada inversora, atingir $0,3333V_{CC}$.

O operacional OP_1 está ligado na configuração de integrador chaveado, comandado pela tensão V_{contr} e pelo transistor Q_1 , comutado pela tensão de saída V_{o2} .

Quando a saída V_{o2} estiver em nível baixo, Q_1 estará cortado e ele próprio e o resistor R_1 estarão fora do circuito. O integrador, como foi visto na *Secção 2.7*, gera, em sua saída, uma rampa descendente (integral da tensão de entrada) cuja inclinação depende de V_{contr} e da constante de tempo $\tau = RC$. As tensões nas entradas de OP_1 valem $V_1 = V_{contr}/2$, graças ao divisor de tensão formado pelos dois resistores R_f . A corrente de carga do capacitor é, portanto, constante, e vale:

$$I_1 = \frac{V_{cont} - \frac{V_{contr}}{2}}{R} = \frac{V_{contr}}{2R} \quad [A]$$

A tensão de saída do integrador será, então:

$$V_{o1} = \frac{2}{3}V_{CC} - \frac{I_1}{C} \times t \quad [V]$$

Quando $V_{o1} = 0,3333V_{CC}$, V_{o2} muda de estado. Então:

$$\frac{1}{3} \times V_{CC} = \frac{2}{3} \times V_{CC} - \frac{I_1}{C} \times t_L$$

⇒

$$t_L = \frac{C}{3I_1} \times V_{CC} \quad [\text{s}]$$

⇒

$$t_L = \frac{2}{3} \times RC \times \frac{V_{CC}}{V_{contr}} \quad [\text{s}] \quad (7.3)$$

Quando a saída V_{o2} estiver em nível alto, Q_1 , estará conduzindo plenamente e colocará o resistor R_1 no circuito. A corrente em R_1 será:

$$I_{R_1} = I_1 + I_2 = \frac{V_{contr}}{2R_1}$$

Como I_1 não se altera, a corrente I_2 no capacitor será:

$$I_2 = \frac{V_{contr}}{2R_1} - \frac{V_{contr}}{2R} \quad [\text{A}]$$

Se for usado $R_1 = R/2$, então a corrente no capacitor será:

$$I_2 = \frac{V_{contr}}{2R} \quad [\text{A}]$$

A tensão de saída do integrador será, então:

$$V_{o1} = \frac{1}{3}V_{CC} + \frac{I_2}{C} \times t \quad [\text{V}]$$

Quando $V_{o1} = 0,6667V_{CC}$, V_{o2} muda de estado. Então:

$$\frac{2}{3} \times V_{CC} = \frac{1}{3} \times V_{CC} + \frac{I_2}{C} \times t_H$$

⇒

$$t_H = \frac{C}{3I_2} \times V_{CC} \quad [\text{s}]$$

⇒

$$t_H = \frac{2}{3} \times RC \times \frac{V_{CC}}{V_{contr}} \quad [\text{s}] \quad (7.4)$$

Conclui-se, então, que, na saída V_{o1} estará disponível uma onda triangular oscilando entre $0,3333V_{CC}$ e $0,6667V_{CC}$ e com um período $T = t_H + t_L$ e na saída V_{o2} estará disponível uma onda quadrada oscilando entre 0 e V_{CC} e com um período $T = t_H + t_L$, sendo $t_H = t_L$.

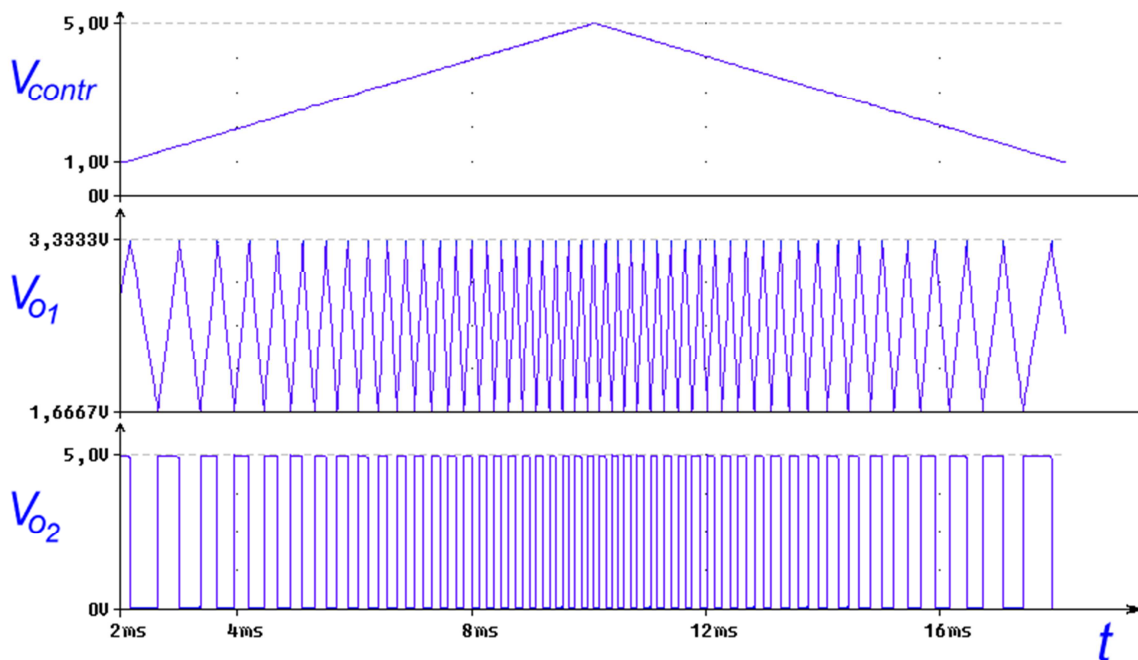


Figura 7.3 - Tensões Referentes ao Circuito da Figura 7.2.

A frequência do sinal de saída vale:

$$f_o = \frac{3}{4} \times \frac{V_{contr}}{V_{CC}} \times \frac{1}{RC} \quad [\text{Hz}] \quad (7.5)$$

O oscilador é, portanto, controlado por tensão e a frequência de saída, inversamente proporcional à constante de tempo $\tau = RC$, varia na faixa $0 \leq f_o \leq (0,75/RC) \text{ Hz}$ quando a tensão de controle variar na faixa $0 \leq V_{contr} \leq V_{CC}$.

A máxima frequência de oscilação depende das características internas do operacional, isto é, GBP e SR , e da velocidade de chaveamento do transistor Q_1 . Se for usado o operacional $LM6142$, que possui $GBP_{(tip)} = 17 \text{ MHz}$ e $SR_{(tip)} = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$, e um transistor de chaveamento tipo $2N2222A$ ou similar, ondas quadradas com $f_{o(max)} \approx 100 \text{ kHz}$ são possíveis de serem obtidas, teoricamente com boa qualidade, na saída V_{o2} , quando $V_{CC} = 5 \text{ V}$.

Valores práticos para os componentes são: $R_h = 50 \text{ k}\Omega$, $10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega$ e $C \geq 1 \text{ nF}$.

A Figura 7.3 mostra as formas de onda típicas de saída do circuito da Figura 7.2, sendo que a tensão V_{contr} foi posta linearmente variável para poder ilustrar a variação de $f_o \times V_{contr}$. Quando $V_{contr} < 1 \text{ V}$, a frequência f_o fica muito baixa ($T \rightarrow \infty$) e, por isso, essa região foi excluída do gráfico. No circuito da Figura 7.2, se $R_1 \ll R$, será gerada, na saída V_{o1} , uma onda *dente-de-serra* invertida, isto é, a rampa de subida da onda triangular será quase vertical.

Além de geradores de funções controlados por tensão, nos quais a tensão V_{contr} é contínua ajustável, os VCO 's prestam-se à execução de moduladores de frequência (FM) e de moduladores por chaveamento de frequência (FSK).

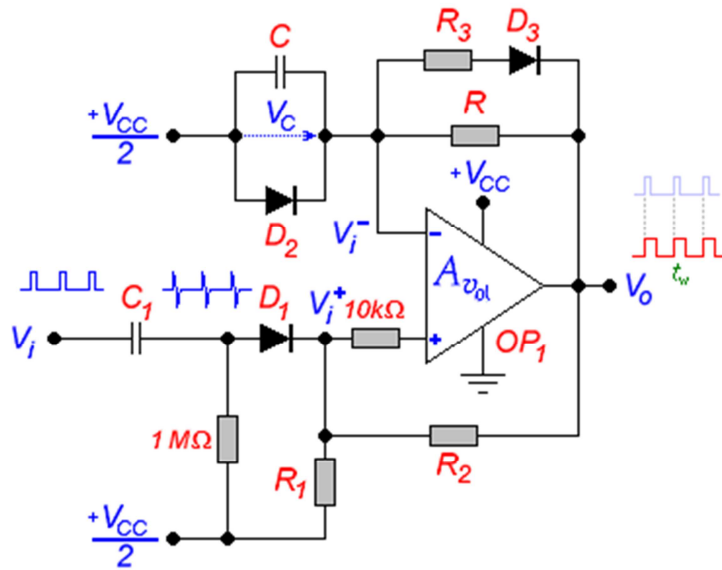


Figura 7.4 - Multivibrador Monoestável.

No caso do *FM*, V_{contr} é o próprio sinal modulante, adicionado a uma tensão contínua igual a $\approx V_{CC}/2$ e com frequência $f_m \ll f_o$, tal qual é mostrado na Figura 7.3.

No caso do *FSK*, V_{contr} é uma onda quadrada excursionando de 0 a $+V_{CC}$ e com $f_m \ll f_o$. São geradas, portanto, nesse caso, duas frequências distintas, cada uma equivalente ao nível lógico da entrada, que podem ser transmitidas à distância em transmissões de dados digitais.

Os *VCO*'s fazem parte, também, como um bloco funcional, de sistemas eletrônicos mais complexos chamados de sistemas com elo de fase amarrada ($PLL \equiv Phase Locked Loop$).

7.2 – Multivibrador Monoestável:

Multivibrador monoestável (*One-Shot Multivibrator*) é um circuito que possui, em sua saída, apenas um estado estável ou de repouso. Quando excitado, na entrada, por um pulso estreito, esse circuito muda seu estado de saída por um tempo pré-determinado, t_w , após o qual, volta ao seu estado estável e assim permanece até que outro pulso de excitação seja aplicado. O estado instável de largura t_w é, normalmente, determinado por uma constante de tempo *RC* interna e pode ser *alto* ou *baixo*. A mudança de estado pode acontecer na *subida* ou na *descida* do pulso de excitação de entrada, conforme a topologia usada para o circuito e, com isso, pode-se construir quatro variantes de multivibradores monoestáveis.

A Figura 7.4 exemplifica uma implementação de monoestável que possui o estado instável de saída *alto* e que é excitado pela *subida* de um pulso na entrada. O circuito é muito parecido com o do multivibrador astável apresentado na Figura 7.1b. A diferença está no grampeamento da tensão sobre o capacitor *C*, executada pelo diodo *D*₂, impedindo que o comparador com histerese, formado por *OP*₁, mude de estado quando o capacitor é descarregado. Segue-se uma descrição sucinta do funcionamento do circuito:

7.2.1 – Estado Estável:

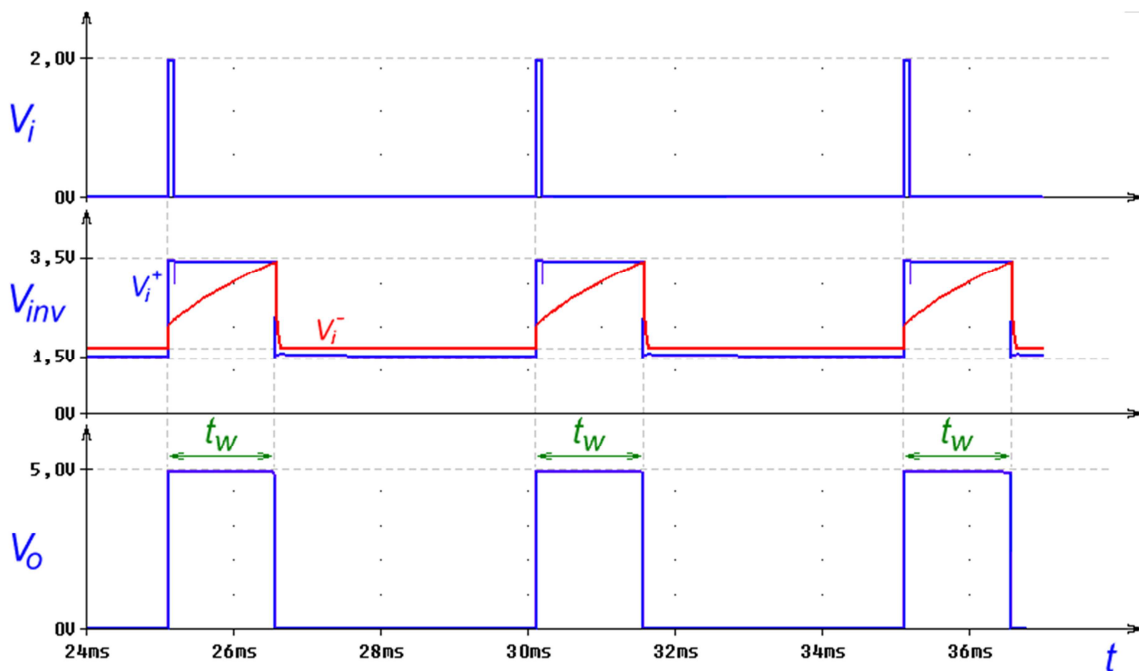


Figura 7.5 - Formas de Onda Típicas do Circuito da Figura 7.4.

O amplificador operacional OP_1 e os resistores R_1 e R_2 formam um comparador inversor com histerese, idêntico ao da Figura 5.2a e descrito na Seção 5.2. O operacional é alimentado com fonte simples e a tensão de referência para os níveis de comparação é igual a $+V_{CC}/2$. Nesse caso, além de $V_o = 0$, tem-se que:

$$V_i^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{V_{CC}}{2} \quad [\text{V}] \quad (7.6a)$$

$$V_i^- = \frac{V_{CC}}{2} - V_{\gamma 2} \quad [\text{V}] \quad (7.6b)$$

e

$$V_c = -V_{\gamma 2} \quad [\text{V}] \quad (7.6c)$$

Para que seja garantido o estado estável de $V_o = 0$, os resistores R_1 e R_2 devem ser dimensionados para que $V_i^+ < V_i^-$. Nesse caso a tensão sobre o capacitor fica negativa em relação ao sentido estipulado na Figura 7.4 e grampeada no valor de $V_{\gamma 2}$, que é a tensão direta de um diodo de silício ($0,4 \text{ V} \sim 0,5 \text{ V}$, com os níveis de corrente usados no circuito). Sendo constante a tensão sobre o capacitor, não há como a saída mudar de estado e o circuito permanece em repouso.

7.2.2 – Estado Instável:

Ao ser aplicado um pulso positivo na entrada, $V_i \geq 1\text{ V}$, após a diferenciação executada pelo capacitor C_1 , um pulso positivo muito estreito, pela aquiescência do diodo D_1 , atinge a entrada V_i^+ do comparador, mandando sua saída para nível alto ($+V_{CC}$, se for usado um operacional do tipo *LM6142*). A tensão na entrada não-inversora do comparador, conseqüentemente, altera-se e sobe para o seguinte valor:

$$V_i^+ = \frac{(2R_1 + R_2) \times V_{CC}}{2(R_1 + R_2)} \quad [\text{V}] \quad (7.7)$$

Nesse caso, $V_i^+ > V_i^-$ e a saída permanece em nível alto até que alguma perturbação aconteça. Com a saída em nível alto, o capacitor começa a ser carregado através do resistor R , segundo uma constante de tempo $\tau = RC$. A tensão V_C torna-se, então, positiva e crescente, fazendo com que V_i^- também cresça. Quando V_i^- atingir e ultrapassar o valor de V_i^+ , calculado pela Equação 7.7, a saída muda de estado novamente e volta a ter nível baixo. A tensão no capacitor, nesse intervalo, excursionará entre os seguintes valores limites: $-V_{\gamma 2} \leq V_C \leq V_i^+ - V_{CC}/2$ e o tempo, para que essa excursão ocorra, vale:

$$t_w = RC \times \ln \left(\frac{(V_{CC} + 2V_{\gamma 2}) \times (R_1 + R_2)}{R_2 V_{CC}} \right) \quad [\text{s}] \quad (7.8)$$

Decorrido o tempo t_w , a saída cai novamente a *zero* e começa a descarregar o capacitor C , agora pela permissão de D_3 , através do resistor R_3 . Se $R_3 \ll R$, o capacitor descarrega-se rapidamente, atinge o nível estável dado pela Equação 7.6c e aí permanece até que outro pulso positivo seja aplicado à entrada.

Deve-se usar a relação $R_3 \ll R$, mas aconselha-se que $R_3 \geq 1,5\text{ k}\Omega$. Os diodos devem ser de silício para pequenos sinais dos tipos *IN914*, *IN4148* ou *BAW62*. Diodos de barreira Schottky também são indicados, principalmente para D_2 . O resistor R pode ser ajustável dentro de $\pm 10\%$, para absorver o erro decorrente da incerteza do valor de $V_{\gamma 2}$, na Equação 7.8. A mínima largura de pulso, t_w , que pode ser obtida dependerá das características internas do operacional, notadamente do *SR* do mesmo.

A Figura 7.5 mostra algumas formas de onda típicas do circuito da Figura 7.4.

7.3 – Osciladores Senoidais:

A geração de ondas senoidais de baixas frequências é perfeitamente possível com amplificadores operacionais de uso geral [13]. Como foi mencionado na *Secção 2.1* e explicitado pela Equação 2.1, um amplificador realimentado pode funcionar como oscilador senoidal pleno se o critério de Barkhausen for cumprido, isto é, se, na frequência de oscilação f_o , o ganho de malha for unitário e o denominador da expressão do ganho em malha fechada for nulo, ou seja, $|\beta_R A_{vol}| = 1$ e $1 \pm \beta_R A_{vol} = 0$. Se esses critérios forem cumpridos em apenas uma frequência, f_o , a oscilação será senoidal.

7.3.1 – Oscilador por Deslocamento de Fase:

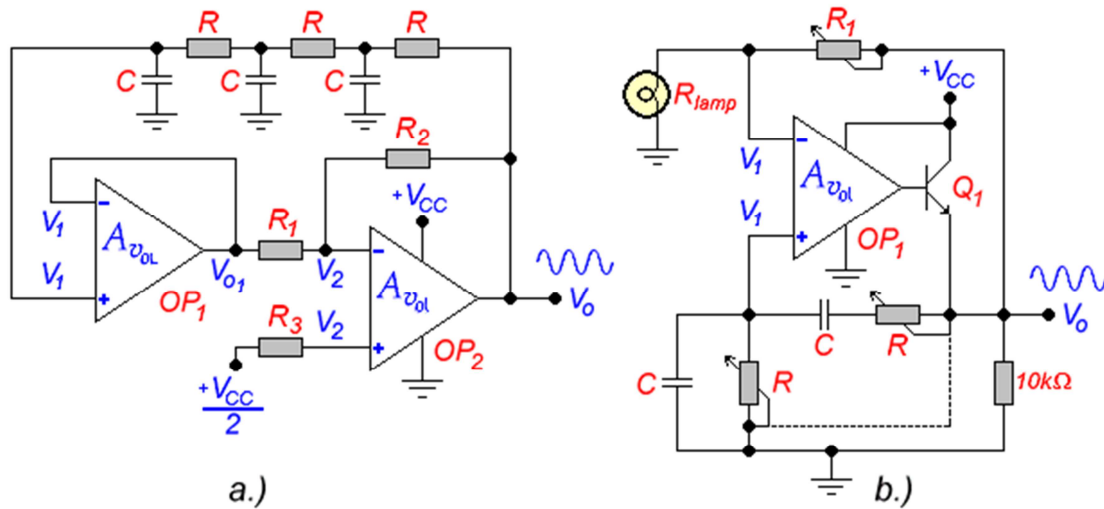


Figura 7.6 - Osciladores Senoidais. a.) Por Deslocamento de Fase. b.) Com Ponte de Wien.

Osciladores por deslocamento de fase são circuitos que fazem uso de realimentação negativa e, por isso, em $f = f_o$ o sinal deverá sofrer uma rotação de fase de 180° , entre a saída e a entrada. A Figura 7.6a apresenta um circuito desse tipo. Três malhas RC em cascata ligam a saída à entrada inversora do circuito, funcionando como um filtro passa-baixas de terceira ordem. Como cada malha RC atrasa o sinal em, no máximo, 90° , as três malhas em cascata irão atrasá-lo em, no máximo, 270° , sendo que em alguma frequência f_o o atraso será de exatamente 180° . Nessa frequência, o amplificador oscilará de modo senoidal se $1 + \beta_R A_{vol} = 0$.

Analisando-se o amplificador da Figura 7.6a, calcula-se:

$$V_1 = \frac{1}{C^3 R^3} \times V_o \left(S^3 + \frac{5}{CR} S^2 + \frac{6}{C^2 R^2} S + \frac{1}{C^3 R^3} \right)$$

⇒

$$V_1 = \frac{1}{C^3 R^3} \times V_o \left(\frac{1}{C^3 R^3} - \frac{5\omega^2}{CR} + j \left(\frac{6\omega}{C^2 R^2} - \omega^3 \right) \right) \tag{7.9}$$

Na frequência de oscilação, ω_o , a rotação de fase entre a saída e a entrada deverá ser de 180° e, portanto, na Equação 7.9, a parte imaginária deve ser nula. Portanto:

$$\frac{6\omega_o}{C^2 R^2} - \omega_o^3 = 0$$

⇒

$$\omega_o = \frac{\sqrt{6}}{CR} \quad [\text{rad/s}] \quad (7.10a)$$

ou

$$f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (7.10b)$$

Na frequência de oscilação, a Equação 7.9 torna-se igual a:

$$V_1 = \frac{\frac{1}{C^3 R^3}}{\frac{1}{C^3 R^3} - \frac{5\omega_o^2}{CR}} \times V_o$$

Substituindo-se o valor de ω_o , dado pela Equação 7.10a, tem-se que:

$$V_1 = -\frac{1}{29} \times V_o$$

⇒

$$\beta_R = -\frac{1}{29}$$

Como, para cumprir o critério de Barkhausen, deve-se fazer $1 + \beta_R A_{vol} = 0$, o amplificador inversor, OP_2 , da Figura 7.6a, deve possuir um ganho de tensão igual a $29 V/V$ e, portanto, é obrigatória a relação:

$$R_2 = 29R_1 \quad [\Omega] \quad (7.11)$$

O amplificador OP_1 é um isolador não-inversor de ganho de tensão unitário e serve para isolar a malha de realimentação do amplificador OP_2 . Se for usado um amplificador operacional alimentado com fonte simples como, por exemplo, o *LM6142*, todo circuito deve ser polarizado no centro da excursão total, com $+V_{CC}/2$ ligado à porta não-inversora de OP_2 , através de $R_3 = R_1$.

O oscilador da Figura 7.6a gera, portanto, se os critérios dados pelas Equações 7.10b e 7.11 forem cumpridos, uma senóide de baixa distorção, excursionado na faixa $0 V \leq V_o \leq +V_{CC}$, centrada na tensão quiescente igual a $+V_{CC}/2$. A máxima frequência de oscilação dependerá do operacional usado para OP_2 .

A rede RC , que no circuito da Figura 7.6a trabalha como um filtro passa-baixas de terceira ordem rodando a fase em -180° na frequência f_o , pode ser teoricamente invertida, isto é, os capacitores podem ser colocados em série e os resistores em paralelo. Nesse caso, a rede torna-se um filtro passa-altos de terceira ordem que também roda a fase em $+180^\circ$ na frequência f_o .

Em outros tipos de topologia, com outros componentes eletrônicos, essa rede pode ser usada, mas, no caso do circuito da Figura 7.6a, os três resistores R em série servem, também, para polarizar a entrada não-inversora de OP_1 e, portanto, somente essa arquitetura é viável.

Esse tipo de oscilador é, normalmente, usado como gerador de tom, isto é, para uma determinada frequência fixa. Pelo fato da frequência de oscilação depender de três componentes passivos, é pouco viável a construção de osciladores ajustáveis com esse tipo de arquitetura.

7.3.2 – Oscilador com Ponte de Wien:

A Figura 7.6b apresenta uma alternativa de arquitetura para geração de senóides com baixa distorção. O circuito é composto por uma ponte, chamada de Wien, em cujos braços são colocados elementos passivos de sintonia e ganho. O amplificador operacional, coração do circuito, estabelece o ganho global e mantém a oscilação em uma determinada frequência f_o , determinada pela rede RC . A realimentação sintonizada, no caso, é positiva e, portanto, em $f = f_o$, a rotação de fase, entre o sinal de saída e o de entrada, deve ser nula. Analisando-se os braços reativos da ponte, conclui-se que:

$$V_1 = \frac{S \frac{1}{CR}}{S^2 + S \frac{3}{CR} + \frac{1}{C^2 R^2}} \times V_o$$

ou

$$V_1 = \frac{j\omega \frac{1}{CR}}{\frac{1}{C^2 R^2} - \omega^2 + j\omega \frac{3}{CR}} \times V_o \quad (7.12)$$

Pela Equação 7.12 nota-se que uma rotação de fase nula só pode ocorrer se:

$$\frac{1}{C^2 R^2} - \omega^2 = 0$$

Tem-se, portanto, que a frequência de oscilação para esse tipo de circuito vale:

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad [\text{rad/s}] \quad (7.13a)$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (7.13b)$$

e que, nessa frequência, a taxa de realimentação vale:

$$\beta_R = \frac{1}{3}$$

Para que o critério de Barkhausen seja plenamente cumprido, o amplificador precisa possuir um ganho de tensão igual a 3 e, portanto, a relação dada pela Equação 7.14 tem que ser estabelecida:

$$R_1 = 2R_{lamp} \quad (7.14)$$

No circuito da Figura 7.6b, R_{lamp} é uma lâmpada incandescente de baixa potência e existem dois motivos para que ela seja usada aqui. Lâmpadas incandescentes são resistores com coeficiente positivo de temperatura ($PTC \equiv Positive Temperature Coefficient$), isto é, quando frias, a resistência do filamento é muito baixa e, quando aquecidas, a resistência do filamento cresce por dilatação térmica longitudinal do metal. O primeiro papel que ela exerce no circuito é, portanto, o de partida (*start-up*). Quando o circuito é ligado, a resistência da lâmpada, muito baixa então, causa um ganho de tensão elevado ao circuito e propicia o início da oscilação através da amplificação intensa de transientes e dos próprios ruídos internos dos componentes. Em regime permanente, quando a oscilação é plena, a tensão aplicada sobre a lâmpada aquece o filamento e eleva sua resistência a um valor adequado para o cumprimento do critério de Barkhausen. Qualquer tendência de mudança no valor eficaz da tensão de saída causa uma reação contrária da lâmpada que, assim, exerce um controle automático sobre o ganho, mantendo-o sempre adequado. O resistor R_1 deve ser ajustado inicialmente para que, em regime permanente, $V_{Oef} = 3V_{1ef}$. Componentes eletrônicos de estado sólido podem ser usados em substituição à lâmpada, mas ela ainda é a melhor escolha para a obtenção de baixas distorções ($< 1\%$) na senóide gerada.

O transistor Q_1 da Figura 7.6b deve ser usado para aumentar a capacidade de corrente de saída do operacional quando a associação série constituída, por $R_1 + R_{lamp}$, for inferior à mínima resistência de carga suportada pela saída do mesmo. O transistor deve, portanto, ser dimensionando em função da corrente e da potência exigidas pelo circuito.

Embora o circuito da Figura 7.6b tenha sido alimentado com fonte simples, resultando na saída um valor médio igual a $+V_{CC}/2$, alimentações com fontes duplas são as mais indicadas. O amplificador operacional pode ser de qualquer tipo, de baixo ruído e alto desempenho, de preferência com entradas construídas com *FET*'s.

Esse tipo de arquitetura permite que sejam construídos osciladores de frequência ajustável, ou usando-se um potenciômetro duplo no lugar dos resistores R , ou usando-se um capacitor variável de duas secções para os capacitores C . Uma chave também pode ser colocada, conectando os componentes fixos, de modo que a variação de frequência possa ser feita, por exemplo, em décadas. A máxima frequência de oscilação dependerá das características internas do operacional. Muitos geradores comerciais usados em bancadas de laboratórios possuem a arquitetura da Figura 7.6b.

Outros tipos de osciladores senoidais que devem ser investigados pelo leitor são: o de Bubba e o de Quadratura.