DEEC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES
TÉCNICO LISBOA

Electrónica Geral

José Gerald

Mestrado em Engenharia Aeroespacial
Licenciatura em Engenharia Física Tecnológica
Licenciatura em Engenharia Aeroespacial

MEAer: 1º ano, 1º semestre
LEFT: 3º ano, 1º semestre
LEAer: 3º ano, 1º semestre

2021/2022

Capítulo 4

Osciladores

1. Introdução

1.1. Introdução

- Osciladores são circuitos que geram sinais periódicos (sinusoidais, quadrados, dente de serra, etc.), actualmente até frequências da ordem dos GHz.
- Têm aplicações em telecomunicações (portadoras, misturadores, etc.), video (varrimentos), DSP (relógios) e na electrónica em geral.
- Podem dividir-se em osciladores sinusoidais (lineares) e de relaxação (não lineares).

1. Introdução

1.1. Introdução (cont.)

Osciladores Sinusoidais:

- Baseados em filtros muito selectivos e amplificadores com realimentação positiva fraca.
- Pólos sobre o eixo imaginário.
- Regime transitório (amplitude e frequência) quando se muda a frequência.
- Osciladores RC:
  - 10 Hz até 1 MHz
  - Podem ter distorção relevante, devida à malha não linear de controlo da amplitude, que gera harmónicas pouco filtradas na malha β (RC).
- Osciladores LC e com cristal:
  - 100 kHz a centenas de MHz.
  - Factores de qualidade, Q, elevados.
  - Faixa de sintonia estreita (no limite só uma frequência de oscilação, para osciladores com cristal).

Osciladores de Relaxação:

- Baseados em amplificadores com forte realimentação positiva, com dois estados estáveis (astáveis) e malhas integradoras que definem o tempo de mudança de estado.
- Apesar de serem não lineares, a forma de onda de saída pode ser processada por forma a obter-se uma sinusóide aproximada (via filtragem) ou qualquer outra forma de onda clássica (dente de serra, triangular, etc.) via integração/diferenciação ou comparação do sinal.

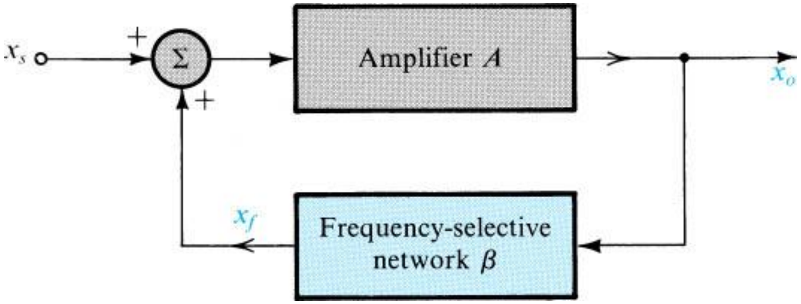
1. Introdução e princípios básicos (cont.)

1.2. Critério de Barkhausen

$$\begin{cases} x_0 = A(x_s + x_f) \\ x_f = \beta\, x_0 \end{cases}$$

$$x_0(s) = A(s)\left[x_s(s) + \beta(s)\, x_0(s)\right]$$

$$\boxed{A_f(s) = \frac{x_0(s)}{x_s(s)} = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}}$$



$$x_0(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}\, x_s(s)$$

Num oscilador a entrada não existe: $x_s(s) = 0$

Se considerarmos que existe sinal na saída: $x_0(s) \neq 0$

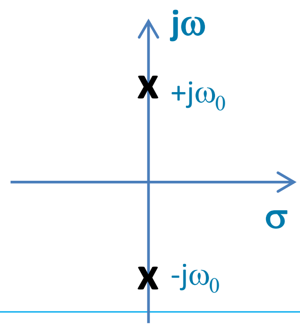
A única hipótese é que se anule o denominador da função de transferência: $1 - A(s)\beta(s) = 0$

Conduzindo assim ao designado **CRITÉRIO DE BARKHAUSEN** que determina a frequência de oscilação ω_0 e a condição de oscilação.

$$A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} |A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)| = 1 \\ \arg\{A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)\} = 0 \end{cases} \quad ou \quad \begin{cases} \mathrm{Re}\{A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)\} = 1 \\ \mathrm{Im}\{A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)\} = 0 \end{cases}$$

Outra forma de estudar um circuito oscilador consiste na análise dos polos do circuito, que são as raízes da equação característica 1-Aβ=0

Para que possam acontecer oscilações sustentadas à frequência ω_0 a equação característica tem que ter raízes a: $s = \pm j\omega_0$



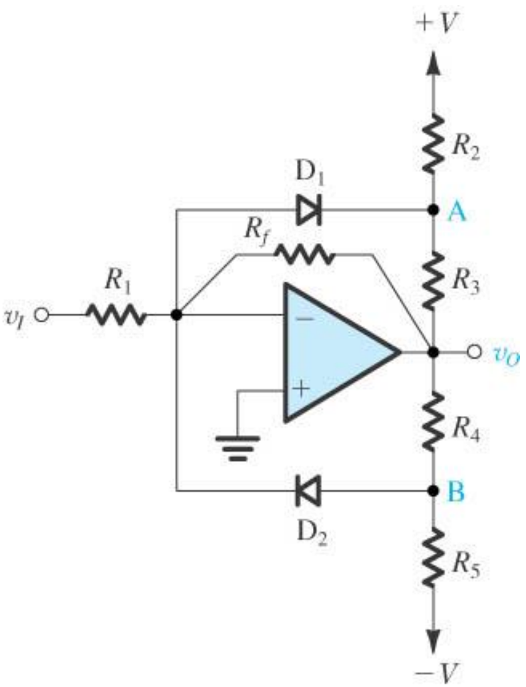
Sendo que: $1 - A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)$ terá que ter a forma: $s^2 + \omega_0^2$

1. Introdução e princípios básicos (cont.)

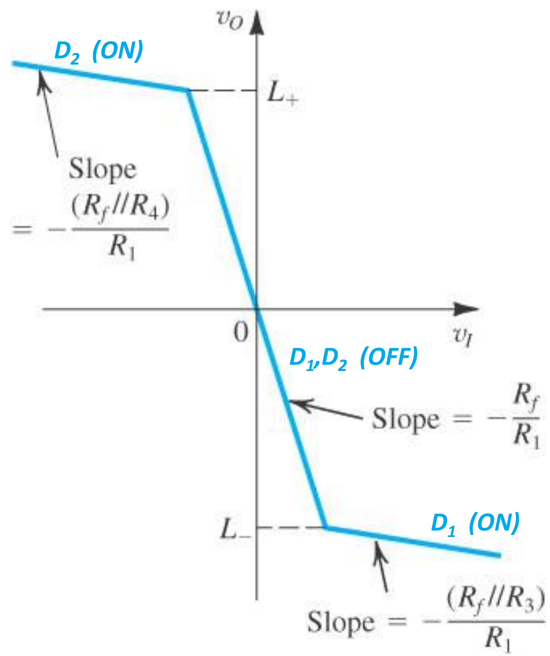
1.3. Exemplo de circuitos de controlo da amplitude das oscilações

Para pequenas amplitudes o ganho do circuito vale $-R_f/R_1$

A partir de determinados valores de amplitude de oscilação o ganho baixa substancialmente, provocando num oscilador a estabilização da amplitude das oscilações



Circuito de controlo da amplitude das oscilações



Resposta do circuito

Considerando D_1 e D_2 ao corte:

$$v_0 = -\frac{R_f}{R_1} \qquad \begin{cases} v_A > -V_\gamma \\ v_B < V_\gamma \end{cases}$$

$$com \begin{cases} v_A = \dfrac{R_3}{R_2+R_3}V + \dfrac{R_2}{R_2+R_3}v_0 \\ v_B = -\dfrac{R_4}{R_4+R_5}V + \dfrac{R_5}{R_4+R_5}v_0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_+ = \dfrac{R_4}{R_5}V + \left(1+\dfrac{R_4}{R_5}\right)v_\gamma \\ L_- = -\dfrac{R_3}{R_2}V - \left(1+\dfrac{R_3}{R_2}\right)v_\gamma \end{cases}$$

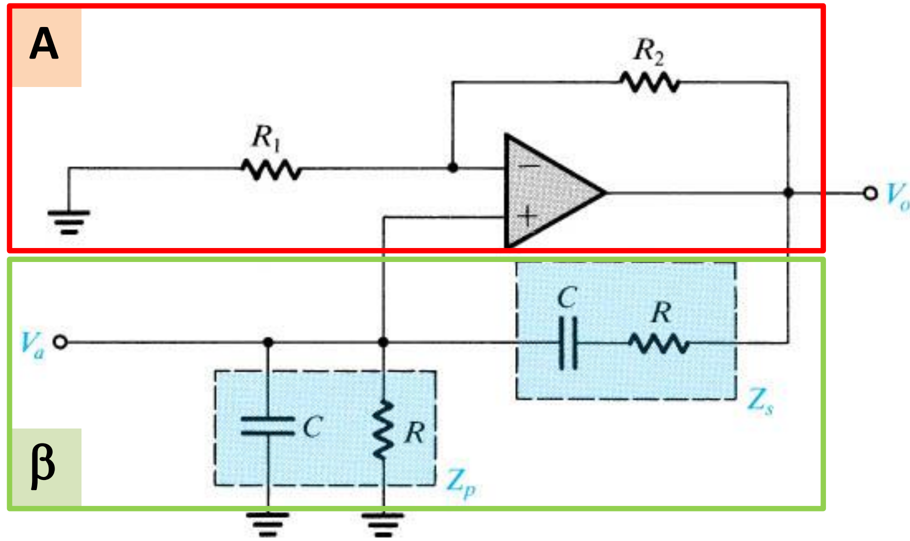
Ganho considerando D_1 ou D_2 a conduzir:

$$\begin{cases} v_0 = -\dfrac{R_f \,//\, R_3}{R_1}v_I & D_1 \quad (on) \\ v_0 = -\dfrac{R_f \,//\, R_4}{R_1}v_I & D_2 \quad (on) \end{cases}$$

2. Osciladores RC activos

2.1. Oscilador em ponte de Wien

Amplificador: $A = \dfrac{v_o}{v_a} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1}$



Malha de realimentação:

$$\beta = \frac{v_a}{v_o} = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} = \frac{\dfrac{R/sC}{R+1/sC}}{\dfrac{1}{sC} + R + \dfrac{R/sC}{R+1/sC}} = \frac{1}{3 + sRC + \dfrac{1}{sRC}}$$

Ganho em malha aberta:

$$A\beta = \frac{1+\dfrac{R_2}{R_1}}{3 + sRC + \dfrac{1}{sRC}}$$

Aplicando o critério de Barkhausen:

$$A\beta\big|_{s=j\omega_0} = 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{1+\dfrac{R_2}{R_1}}{3 + j\left(\omega_0 RC - \dfrac{1}{\omega_0 RC}\right)} = 1 \qquad \begin{cases} \mathrm{Re}\{A\beta\} = 1 \quad \Rightarrow \quad 1+\dfrac{R_2}{R_1} = 3 \quad R_2 = 2R_1 \quad \boxed{k_{\min} = 3} \\ \mathrm{Im}\{A\beta\} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 RC = \dfrac{1}{\omega_0 RC} \quad \boxed{\omega_0 = \dfrac{1}{RC}} \end{cases}$$

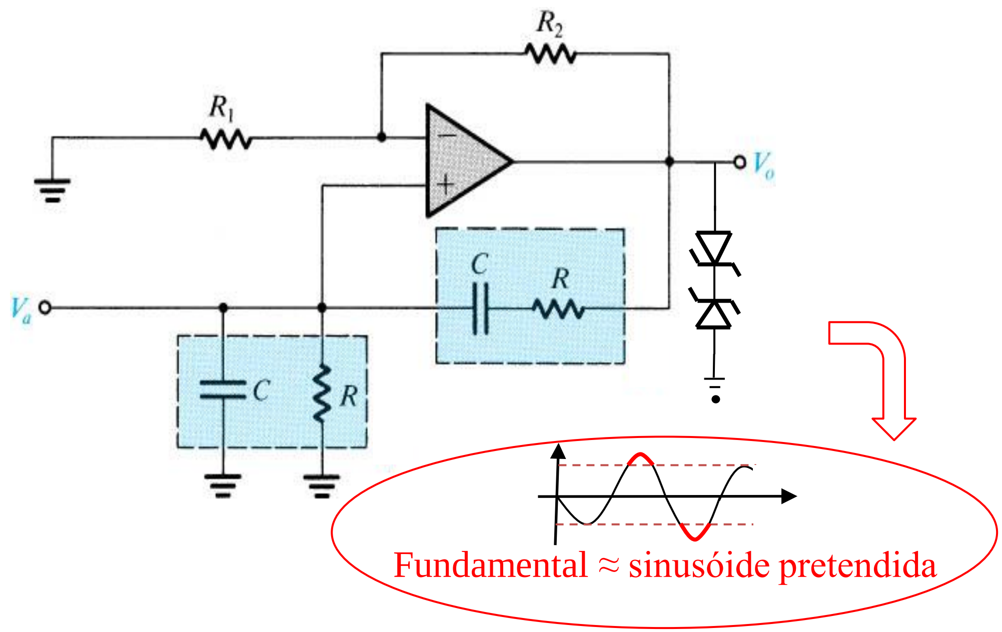
$K < k_{min}$	Polos no semiplano esquerdo (oscilação com amplitudes decrescentes)		X
$K = k_{min}$	Polos sobre o eixo imaginário (oscilação com amplitudes constantes - marginal)		X
$K > k_{min}$	Polos no semiplano direito (oscilação com amplitudes crescentes)		

2. Osciladores RC activos (cont.)

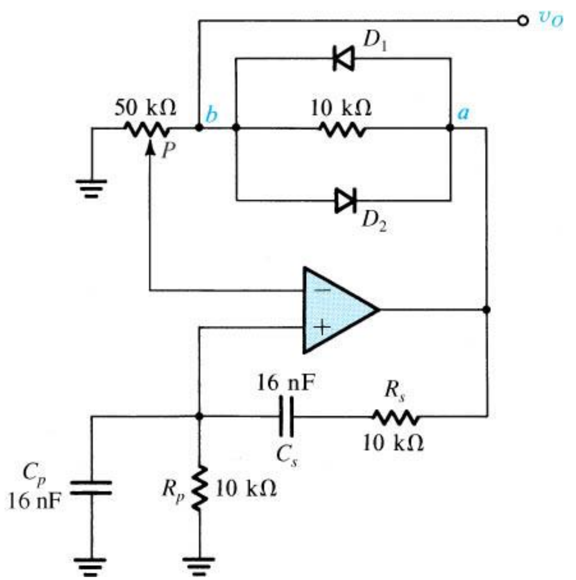
O oscilador é projectado para que no arranque as oscilações tenham amplitude crescente, colocando-se um circuito limitador que vai impor a amplitude das oscilações

$$k > k_{\min} \qquad \frac{k}{k_{\min}} = MG = \text{margem de ganho}$$

Circuitos de controlo da amplitude das oscilações:



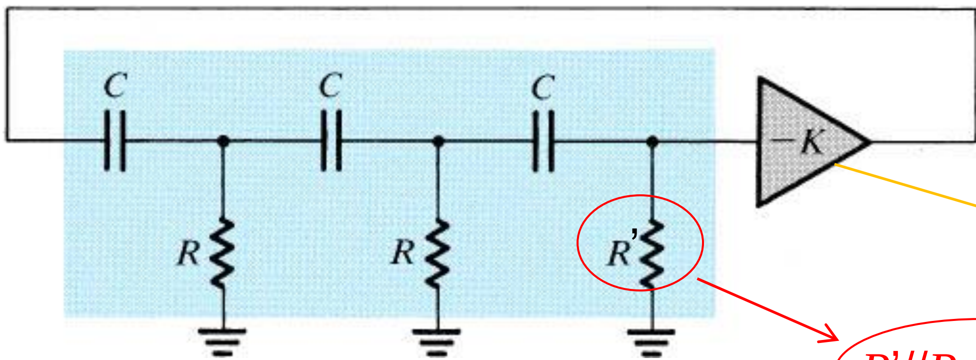
Alternativa

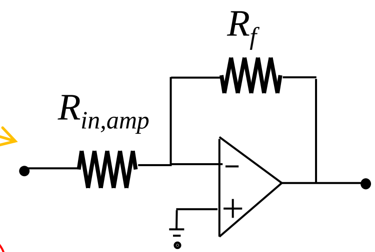


2. Osciladores RC activos (cont.)

2.2. Oscilador de desvio de fase

O ganho do amplificador é –K, assim o circuito oscila quando a diferença de fase do circuito RC à frequência de oscilação vale 180º





$R'//R_{in,amp}=R$

$$\begin{cases} A = K \\ \beta(s) = \dfrac{s^3}{s^3 + \dfrac{6}{RC}s^2 + \dfrac{5}{R^2C^2}s + \dfrac{1}{R^3C^3}} \end{cases}$$

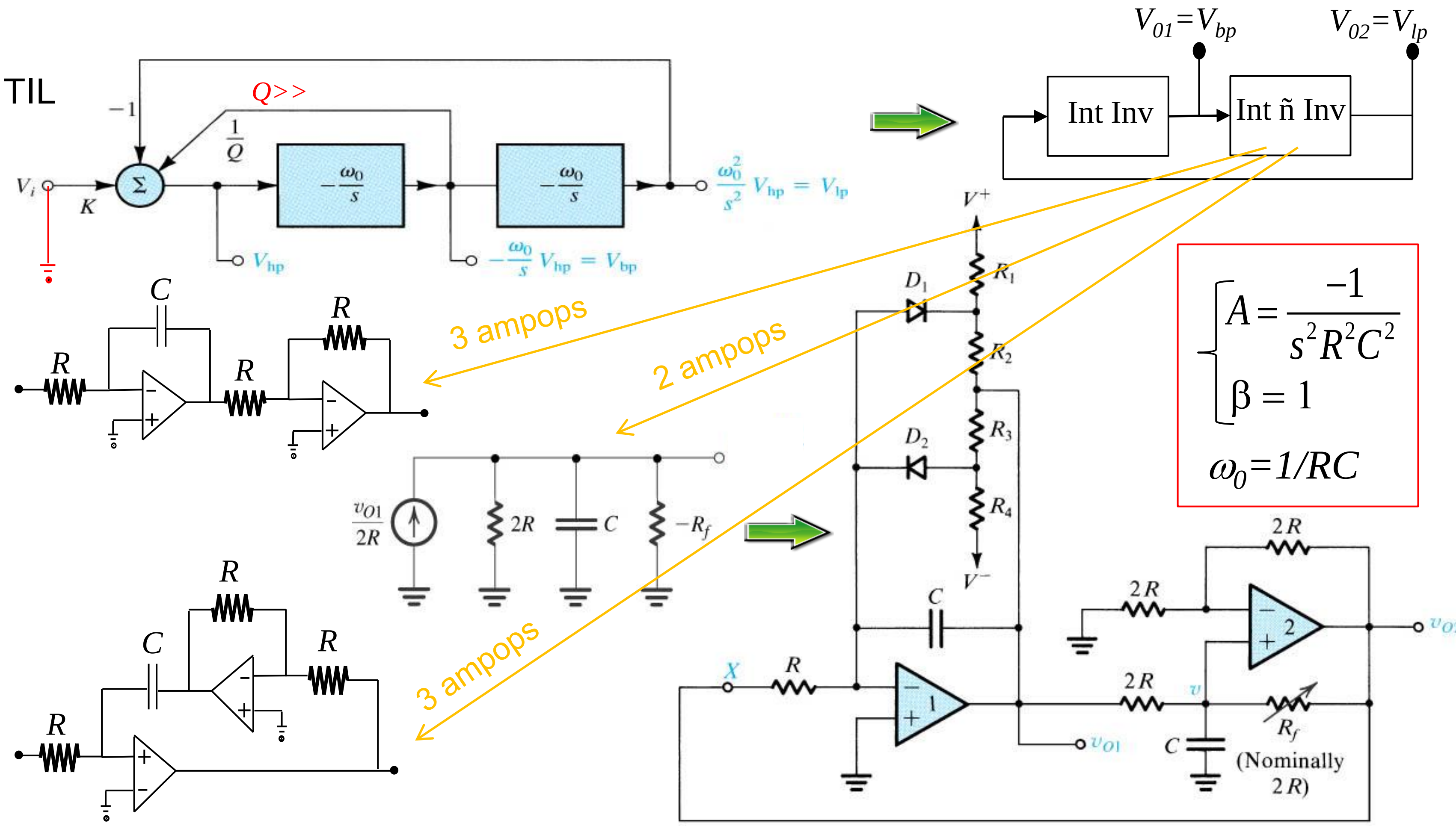
Pelo critério de Barkhausen: $A\beta=1$ $\Rightarrow$ $\begin{cases} \mathrm{Arg}\{\beta\} = 0 \\ K=1/|\beta| \text{ para } \omega=\omega_o \end{cases}$

$$\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}}$$

$$\boxed{K=29}$$

2. Osciladores RC activos (cont.)

2.3. Oscilador em quadratura

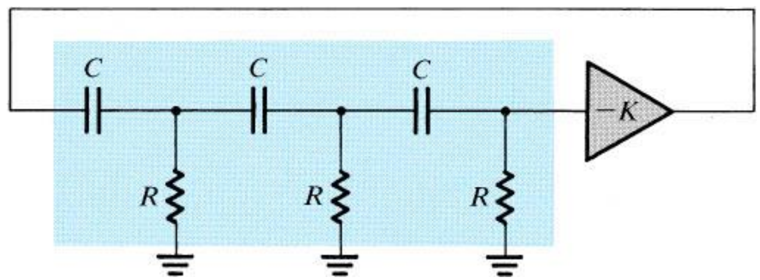


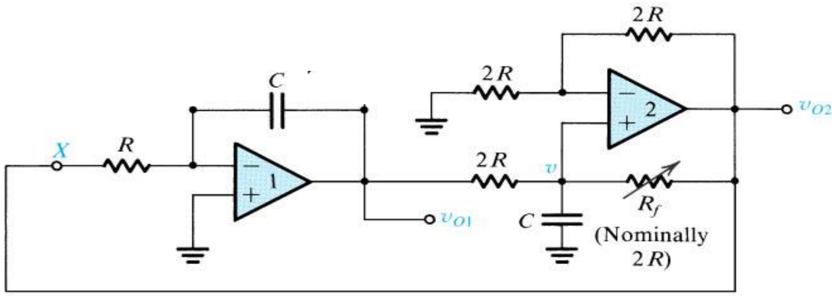
$$\begin{cases} A = \dfrac{-1}{s^2R^2C^2} \\ \beta = 1 \end{cases}$$

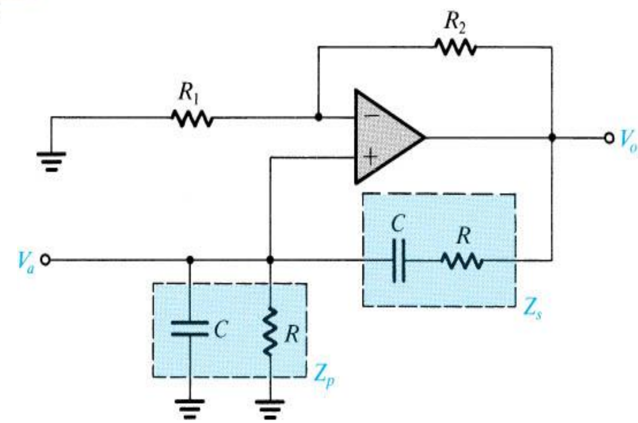
$$\omega_0 = 1/RC$$

2. Osciladores RC activos (cont.)

Comentários





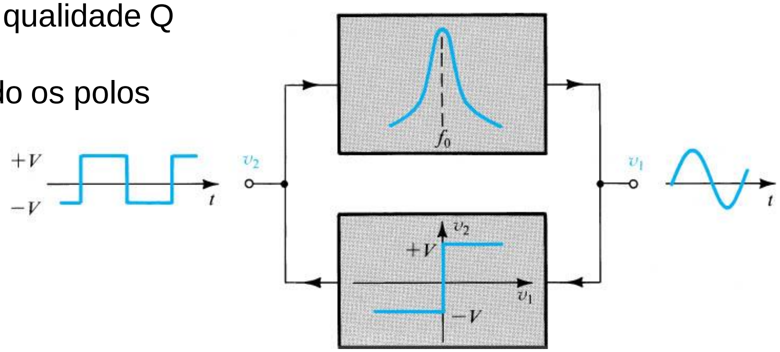


- O oscilador de quadratura fornece duas sinusóides em quadratura, o que é vantajoso em sistemas de telecomunicação, apresenta pouca distorção mas requer mais hardware (2 ampops).
- O oscilador de desvio de fase apresenta pouca distorção (filtro de 3ª ordem), mas sem "buffering" requer um ganho mais elevado.
- O oscilador em ponte de Wien tem boa estabilidade na frequência mas apresenta um sinal de saída com alguma distorção.

2. Osciladores RC activos (cont.)

2.4. Outros Osciladores RC activos - Oscilador sintonizado com filtro activo

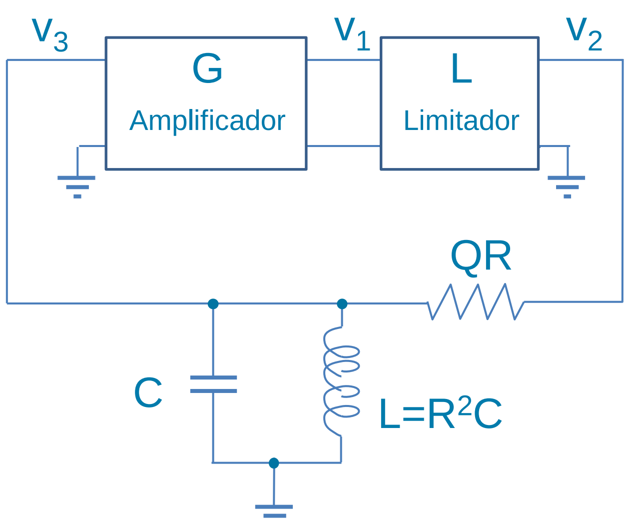
O circuito consiste num circuito passa-banda de elevado factor de qualidade Q ligado a uma malha de realimentação positiva com um limitador.
Outros osciladores podem obter-se de filtros activos dimensionando os polos sobre o eixo imaginário.

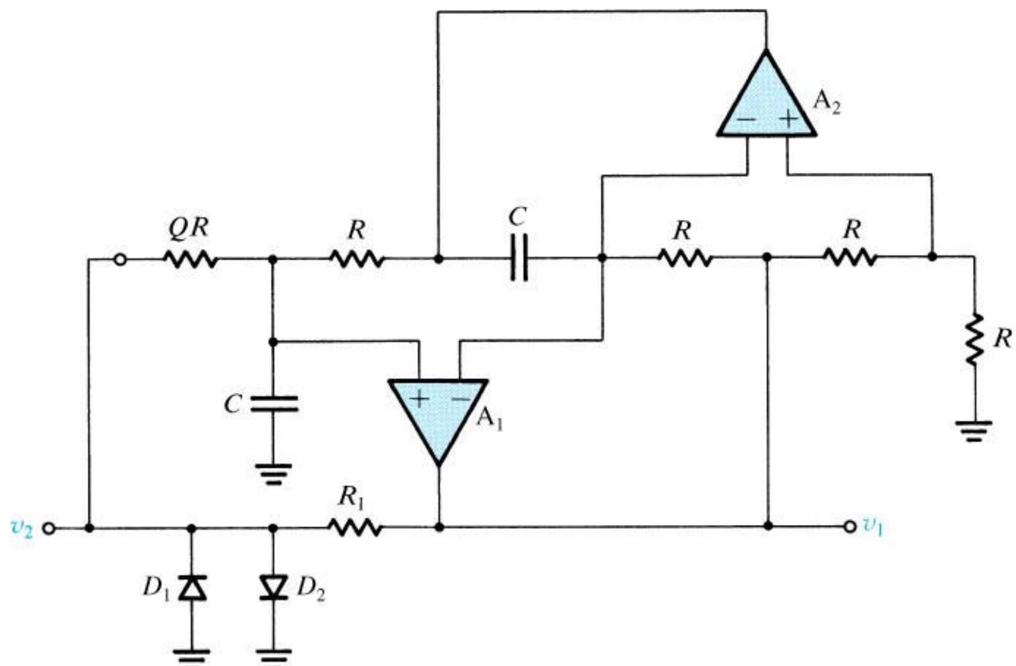


$$L = \frac{R_1 R_3 R_5 C_2}{R_4} = R^2 C \qquad A = \frac{v_3}{v_2} = 2$$

$$\begin{cases} A = GL \\ \beta = \dfrac{\dfrac{s}{QRC}}{s^2 + \dfrac{s}{QRC} + \dfrac{1}{LC}} = \dfrac{\dfrac{s}{QRC}}{s^2 + \dfrac{s}{QRC} + \dfrac{1}{R^2C^2}} \end{cases} \qquad A\beta = \frac{A\dfrac{s}{QRC}}{s^2 + \dfrac{s}{QRC} + \dfrac{1}{R^2C^2}}$$

$$A\beta = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}, \; A_{\min} = 1$$



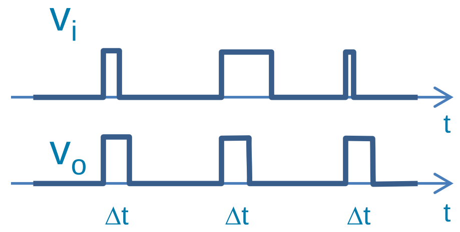


3. Multivibradores biestáveis

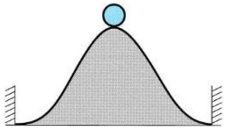
3.1. Definições

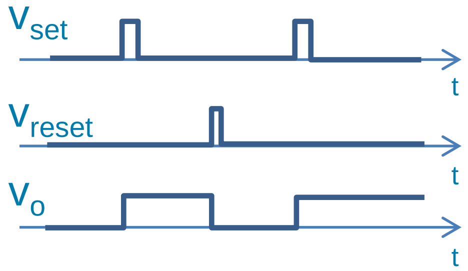
Multivibradores:

Monoestável Quando alimentado com um impulso passa para a sua posição instável durante um período de tempo fixo (ΔT) e de seguida volta ao seu estado estável

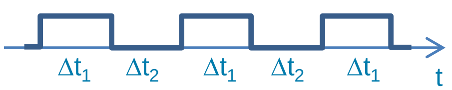


Biestável Quando o circuito tem dois estados estáveis que mudam conforme as entradas *set* e *reset*



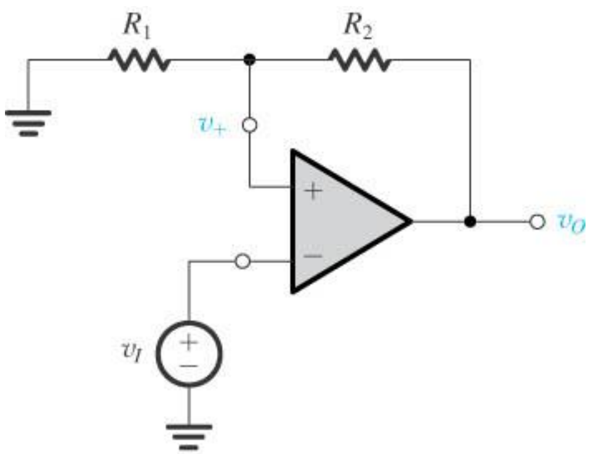


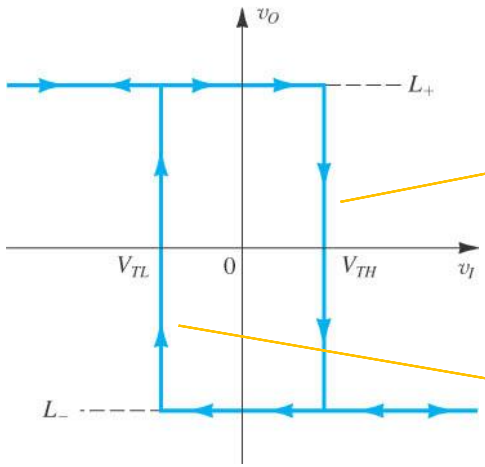
Astável Apresenta dois estados estáveis bem definidos estando a comutar entre os dois estados com intervalos de tempo também bem definidos, funcionando como oscilador não linear



3. Multivibradores biestáveis (cont.)

3.2. Circuitos biestáveis





Quando a saída está saturada positivamente (L_+)

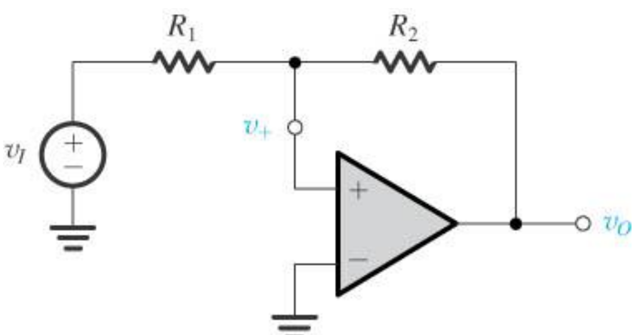
$$v_0 = L_+ \Rightarrow v_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}L_+ = V_{TH}$$

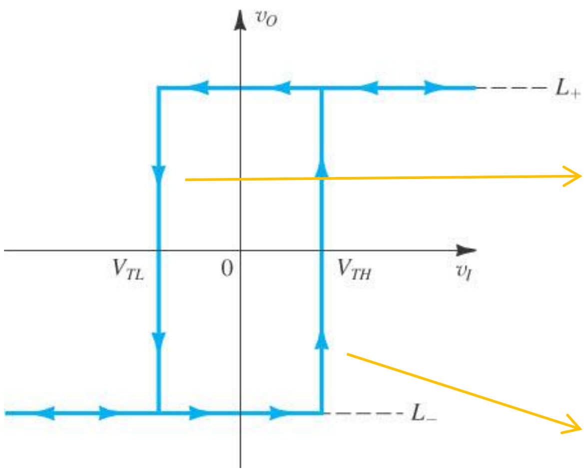
Quando $v_i > V_{TH}$, a saída muda de estado de L_+ para L_-

Quando a saída está saturada negativamente (L_-)

$$v_0 = L_- \Rightarrow v_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}L_- = V_{TL}$$

Quando $v_i < V_{TL}$, a saída muda de estado de L_- para L_+





Quando a saída está saturada positivamente (L_+)

$$v_0 = L_+ \Rightarrow v_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}L_+ + \frac{R_2}{R_1+R_2}v_i \Rightarrow V_{TL} = -\frac{R_1}{R_2}L_+$$

Quando $v_i < V_{TL}$, a saída muda de estado de L_+ para L_-

Quando a saída está saturada negativamente (L_-)

$$v_0 = L_- \Rightarrow v_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}L_- + \frac{R_2}{R_1+R_2}v_i \Rightarrow V_{TH} = -\frac{R_1}{R_2}L_-$$

Quando $v_i > V_{TH}$, a saída muda de estado de L_- para L_+

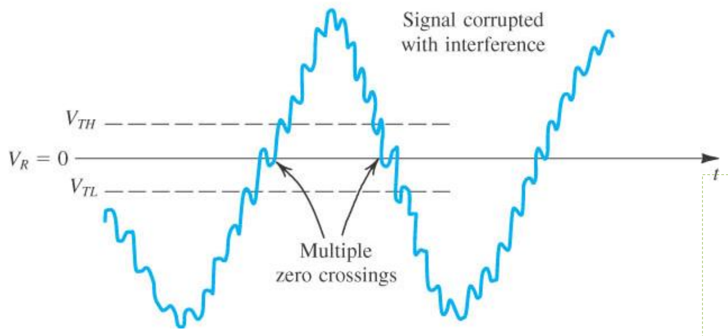
Os circuitos apresentam memória, uma vez que com entradas iguais pode ter saídas diferentes, designando-se como um comparador com histerese

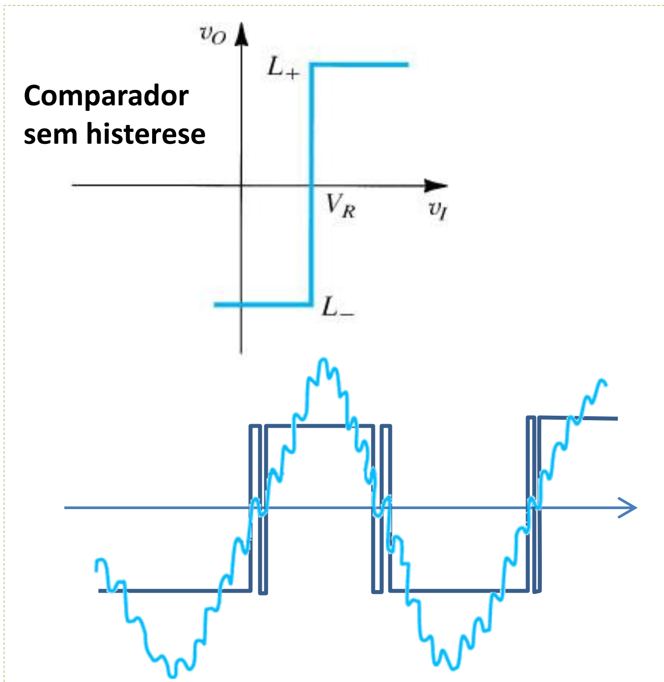
3. Multivibradores biestáveis (cont.)

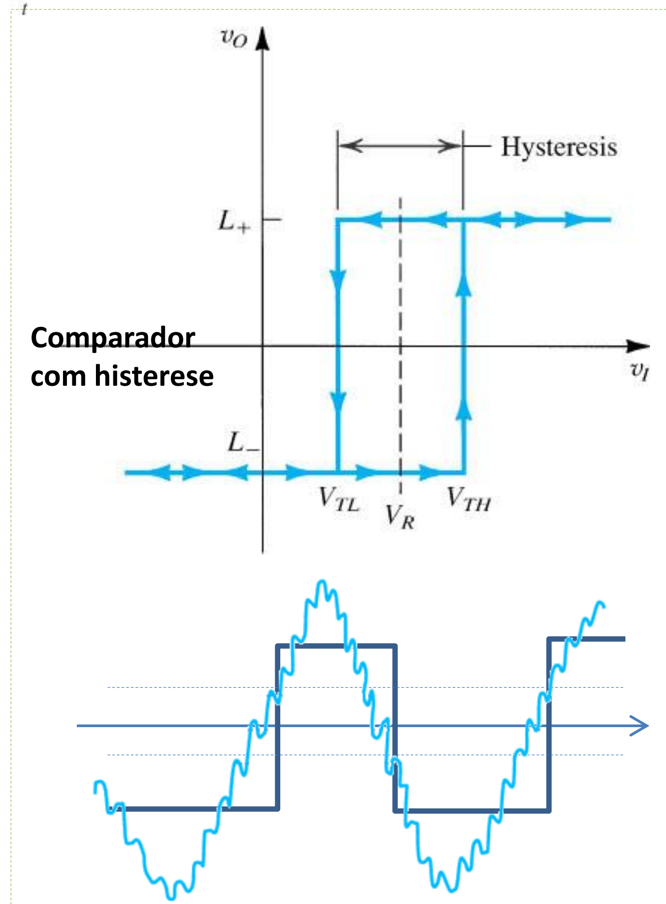
3.3. Vantagem do comparador com histerese

O comparador pode funcionar como detector de um nível V_R, em que a saída vale L_+ ou L_- conforme a entrada é superior ou inferior a V_R. A vantagem do comparador com histerese é que <u>a detecção é insensível à presença de ruído com o sinal de entrada</u>

Sinal de entrada





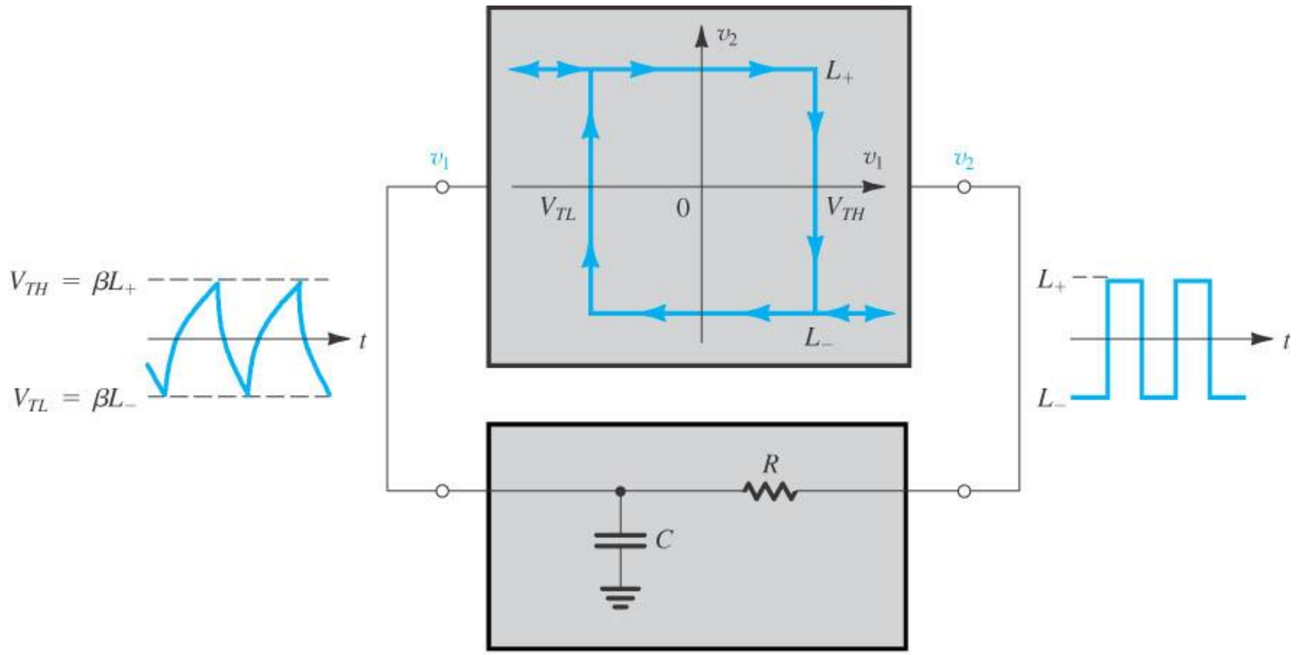


Sinal de saída

4. Multivibradores astáveis

4.1. Geração de sinal quadrado e triangular através de multivibrador astável

Ligando um multivibrador biestável com característica inversora numa malha de realimentação com um circuito RC resulta num gerador de onda quadrada:



4. Multivibradores astáveis (cont.)

4.2. Operação do multivibrador astável

Quando a saída situa-se na tensão de saída negativa

$$v_0 = L_- \Rightarrow v_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}L_- = \beta L_- = V_{TL}$$

O condensador encontra-se a descarregar, havendo uma mudança de estado ($L_- \to L_+$) quando a sua tensão atingir V_{TL}

$$v_C = V_{TL} \Rightarrow v_o = L_+$$

O condensador inicia a sua carga desde V_{TL} até V_+ mudando o circuito de estado quando a tensão do condensador passa por V_{TH} conduzindo ao tempo T1

$$v_C = v_- = v_c(\infty) + [v_c(0) - v_c(\infty)]e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$= L_+ + [V_{TL} - L_+]e^{-\frac{t}{RC}}$$

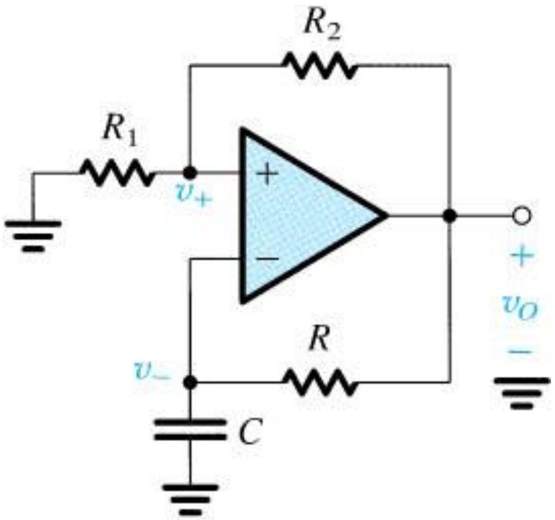
$$V_{TH} = L_+ + [V_{TL} - L_+]e^{-\frac{T_1}{RC}}$$

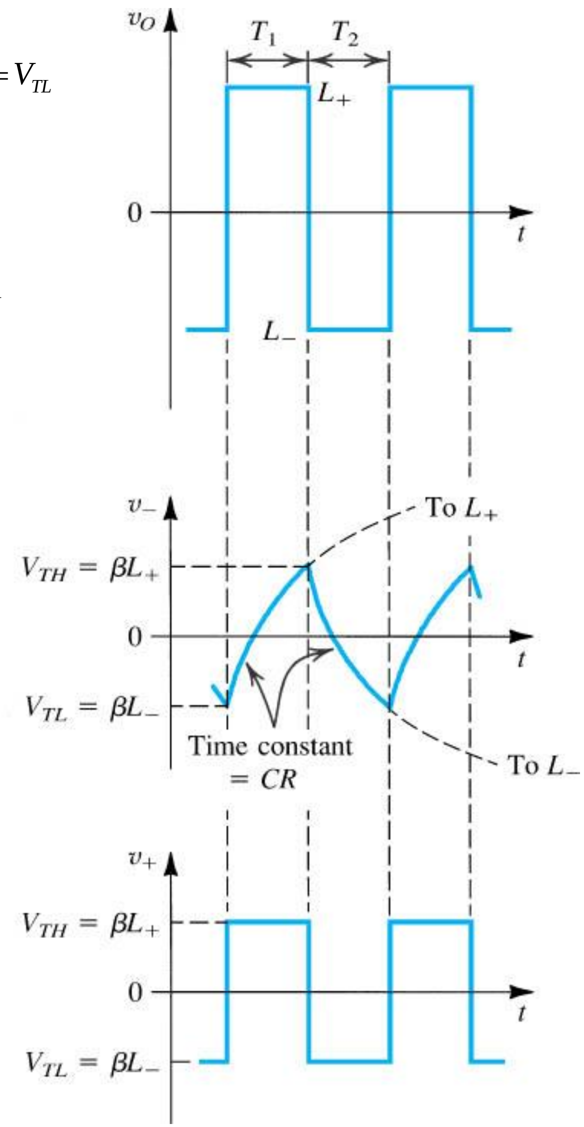
$$T_1 = RC\ln\left[\frac{1-\beta\frac{L_-}{L_+}}{1-\beta}\right]$$

$$T_2 = RC\ln\left[\frac{1-\beta\frac{L_+}{L_-}}{1-\beta}\right]$$

Normalmente $L_+ = -L_-$

$$\Rightarrow \boxed{T = T_1 + T_2 = RC\ln\left[\frac{1+\beta}{1-\beta}\right]}$$

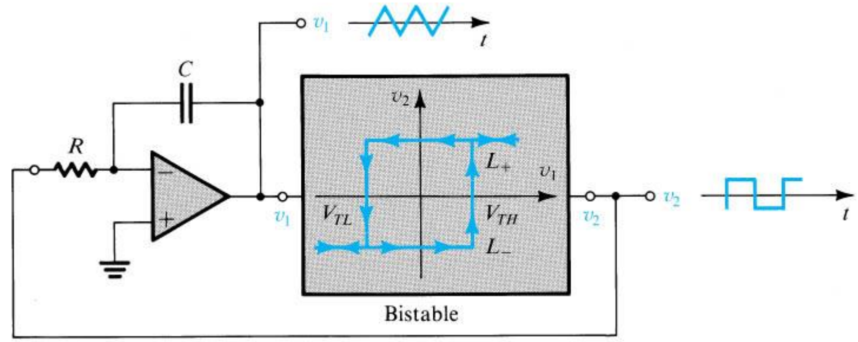




4. Multivibradores astáveis (cont.)

4.3. Geração de ondas triangulares

As formas de onda exponenciais geradas no circuito astável podem ser substituídas por triangulares, caso o circuito RC seja substituído por um integrador



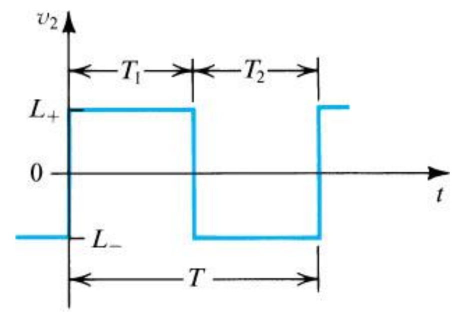
$$\begin{cases} v_2 = L_+ \;\Rightarrow\; v_1(t) = -\dfrac{L_+}{RC}t + v_1(0) & \text{Declive negativo} \\ v_2 = L_- \;\Rightarrow\; v_1(t) = -\dfrac{L_-}{RC}t + v_1(0) & \text{Declive positivo} \end{cases}$$

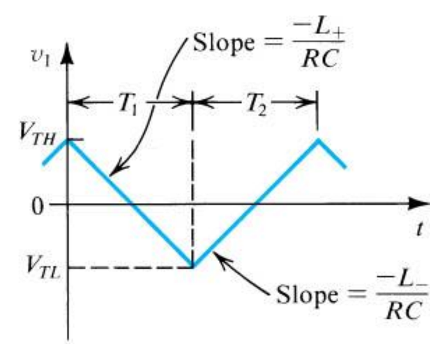
$$\begin{cases} T_1 = RC\dfrac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+} \\ T_2 = RC\dfrac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-} \end{cases}$$

A forma de onda é simétrica caso $L_+ = -L_- = L$:

$$\boxed{T = T_1 + T_2 = 2RC\frac{V_{TH} - V_{TL}}{L}}$$

$$\boxed{f = \frac{1}{T} = \frac{L}{2RC(V_{TH} - V_{TL})}}$$



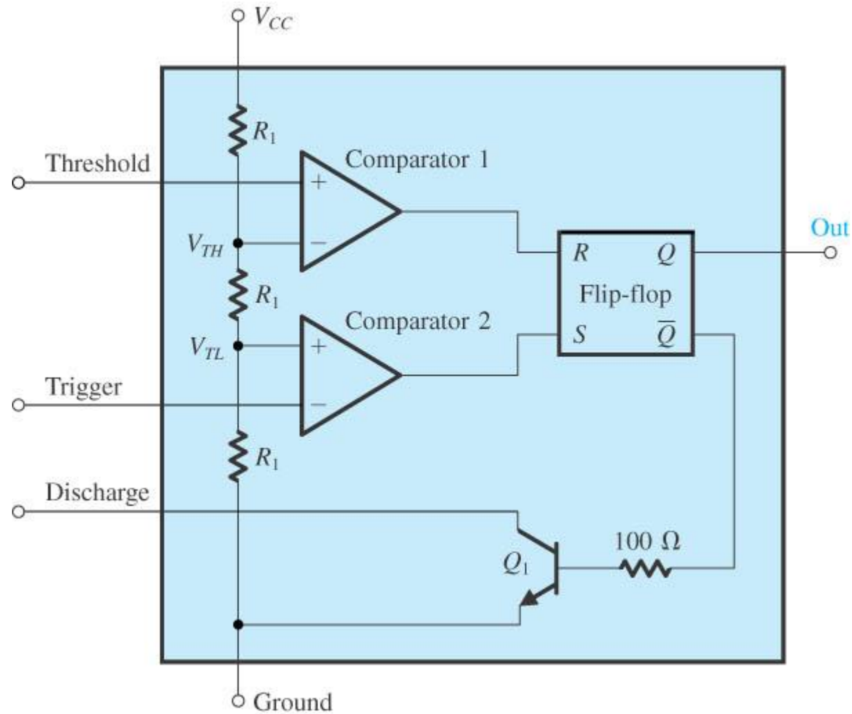


4. Multivibradores astáveis (cont.)

4.4. Multivibrador astável utilizando o circuito integrado 555

Diagrama de blocos do circuito integrado 555:

- Dois comparadores
- Um flip-flop SR
- Um transístor Q_1 que funciona como interruptor



O circuito compreende três resistências R1 de forma a que:

$$\begin{cases} V_{TH} = \frac{2}{3} V_{CC} \\ V_{TL} = \frac{1}{3} V_{CC} \end{cases}$$

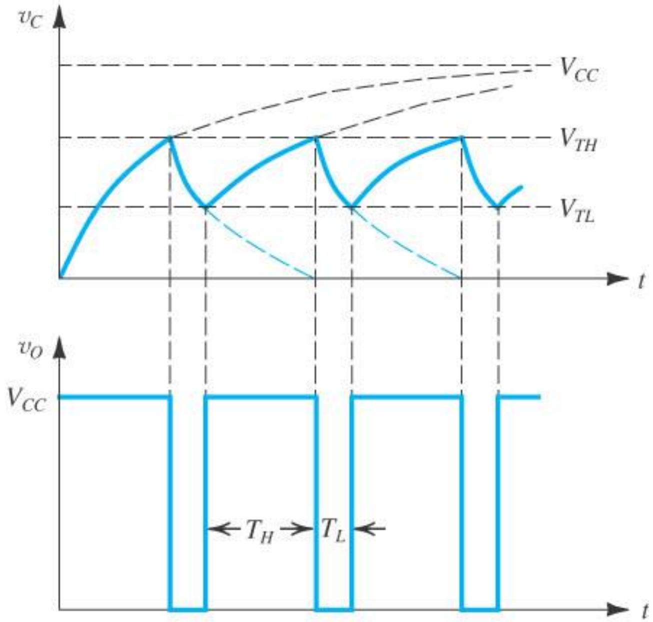
O flip-flop SR é um circuito biestásvel, com duas saídas complementares (Q e $\overline{Q}$):

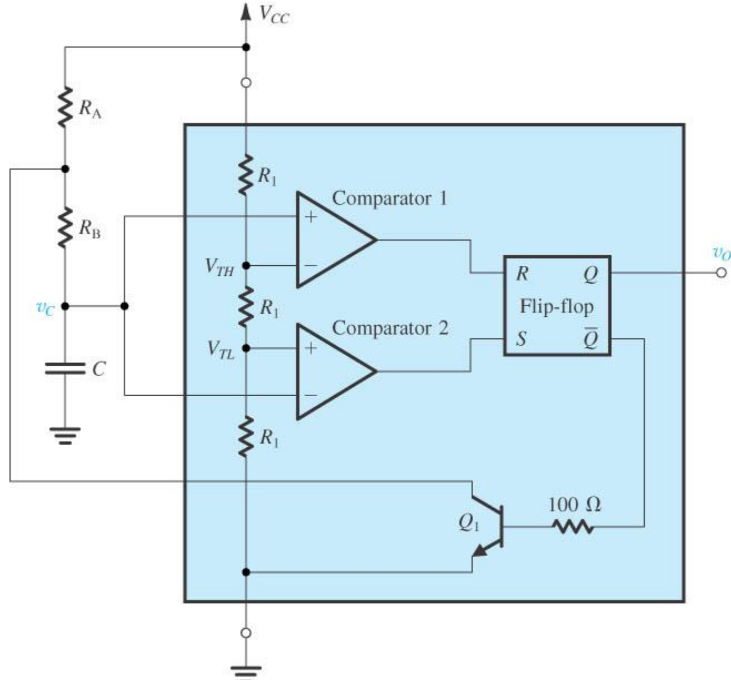
Estado ***set*** $\quad Q = H \quad \overline{Q} = L \quad \Leftarrow \quad S = H \quad Trigger < V_{TL} = \frac{1}{3} V_{CC}$

Estado ***reset*** $\quad Q = L \quad \overline{Q} = H \quad \Leftarrow \quad R = H \quad Threshold > V_{TH} = \frac{2}{3} V_{CC}$

4. Multivibradores astáveis (cont.)

4.4. Multivibrador astável utilizando o circuito integrado 555 (cont.)





$$T = T_L + T_H$$

$$\boxed{T = 0.69(R_A + 2R_B)C}$$

$$Duty\ cycle = \frac{T_H}{T_L + T_H}$$

$$\boxed{Duty\ cycle = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}}$$

Considerando:

1. Inicialmente C está descarregado (v_C=0) e o flip-flop está no estado *set* (Q=H, $\overline{Q}$=L), estando Q_1 ao corte. O condensador começa a carregar-se através de R_A+R_B.
2. Quando v_C atinge V_{TH} mudando para o estado reset (Q=L, $\overline{Q}$=H), ficando Q_1 saturado. O condensador começa a descarregar-se através de R_B. Ocorre uma nova mudança de estado quando v_C atingir V_{TL}, num instante designado T_L.
3. Quando v_C atinge V_{TL} mudando para o estado *set* (Q=H, $\overline{Q}$=L), ficando Q_1 ao corte. O condensador começa a carregar-se através de R_A+R_B. Ocorre uma nova mudança de estado quando v_C atingir V_{TH}, num instante designado T_H.

$$v_C = V_{CC} + (0 - V_{CC})e^{-\frac{t}{(R_A+R_B)C}}$$

$$v_C(T_L) = 0 + (V_{TH} - 0)e^{-\frac{T_L}{(R_B)C}} = V_{TL}$$

$$T_L = R_B C \ln(2) = 0.69 R_B C$$

$$v_C(T_H) = V_{CC} + (V_{TL} - V_{CC})e^{-\frac{T_H}{(R_A+R_B)C}} = V_{TH}$$

$$T_H = (R_A + R_B)C \ln(2) = 0.69(R_A + R_B)C$$

5. Osciladores LC e a cristal

5.1. Osciladores LC

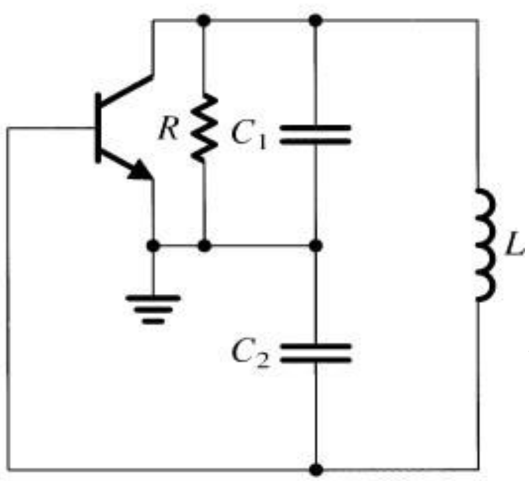
- A desfasagem pode ser realizada mediante uma malha LC.
- Osciladores LC não se usam em baixa frequência devido às dimensões elevadas requeridas pelas bobines para estas frequências. Além disso, são mais estáveis a altas frequências.
- Usualmente não usam ampops pois estes têm largura de banda mais reduzida face a outros amplificadores.
- Osciladores com grande estabilidade podem ser obtidos usando cristais e ressoadores cerâmicos.
- Aplicações típicas nas áreas de rádio frequência, televisão, rádio e microprocessadores.

5. Osciladores LC e a cristal

5.1. Osciladores LC (cont.)

Osciladores de Colpitts e Hartley

Colpitts



Na Frequência de Ressonância

$$(Z = R + jX \cong jX)$$

$$X_{L_{Total}} = X_{C_{Total}}$$

$$X_{C_{Total}} = X_{C_1} \backslash X_{C_2} = \frac{1}{\omega\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

$$X_{L_{Total}} = X_{L_1} \backslash X_{L_2} = \omega\left(L_1 + L_2\right)$$

Frequência de Oscilação

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}}$$

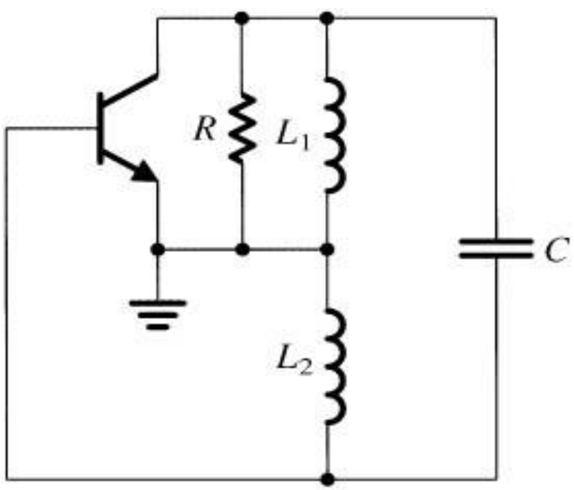
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C\left(L_1 + L_2\right)}}$$

Condição de Oscilação

$$g_m R > \frac{C_2}{C_1}$$

$$g_m R > \frac{L_1}{L_2}$$

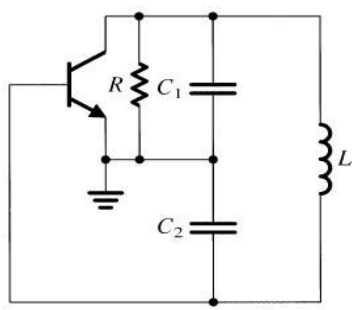
Hartley



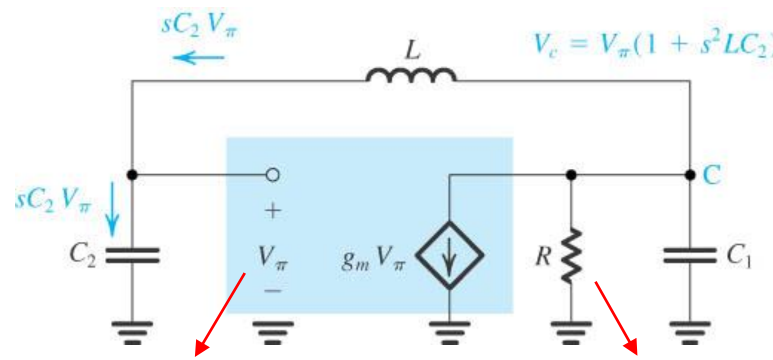
5. Osciladores LC e a cristal

5.1. Osciladores LC (cont.)

Condição de Oscilação para Colpitts



circuito equivalente



C_p incluído em C_2, r_p e C_m desprezados

R_o está incluído em R

No nó C:

$$sC_2V_\pi + g_mV_\pi + \left(\frac{1}{R} + sC_1\right)\left(1 + s^2LC_2\right)V_\pi = 0$$

Eliminando V_π (pois é diferente de zero, substituindo *s* por $j\omega$ e rearranjando os termos, vem

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2LC_2}{R}\right) + j\left[\omega\left(C_1 + C_2\right) - \omega^3LC_1C_2\right] = 0$$

Parte imaginária =0

$$\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L\left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}}}$$

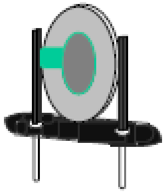
Parte real =0

$$\boxed{g_mR > \frac{C_1}{C_2}}$$

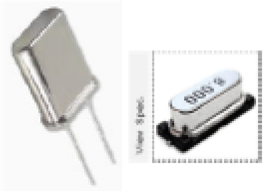
5. Osciladores LC e a cristal

5.2. Osciladores a cristal

São realizados depositando um filme condutor sobre faces opostas de um cristal de quartzo (efeito piezoeléctrico).

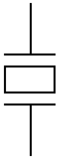


E depois encapsulados

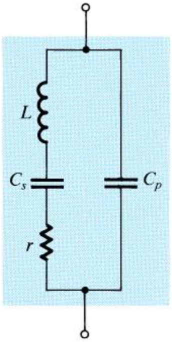


axial SMD

O símbolo é



Circuito equivalente



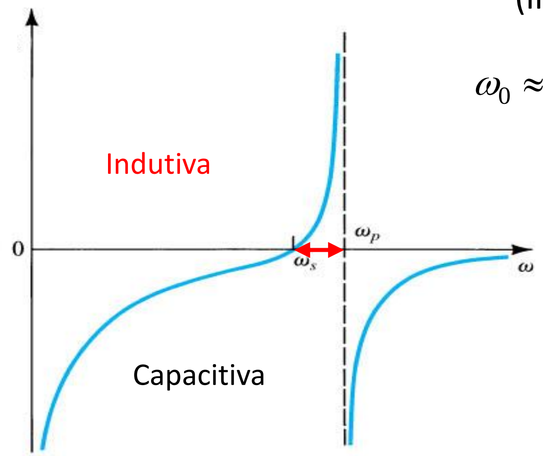
$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L\left(\frac{C_sC_p}{C_s+C_p}\right)}}$$

$$z(s) = \frac{1}{sC_p + \frac{1}{sL + \frac{1}{sC_s}}}$$

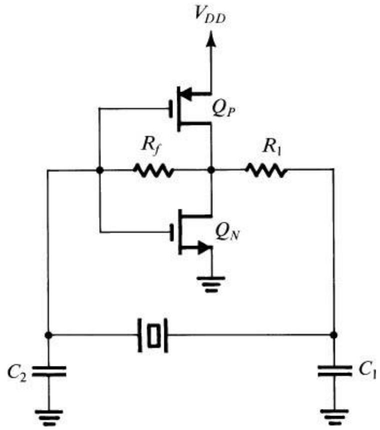
Desprezando r

Reactância (desprezando r)



Oscilador de Pierce (inversor CMOS como amplificador)

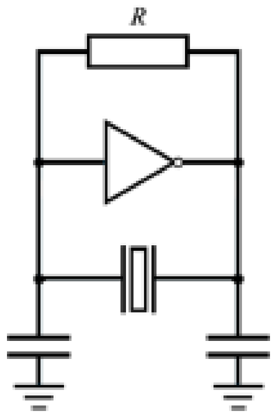
$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_s}} = \omega_s$$



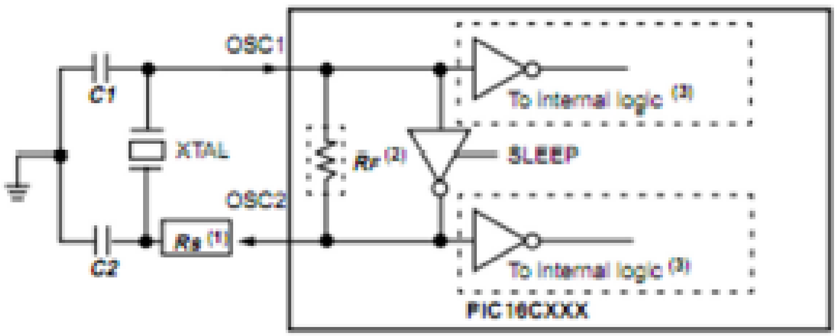
5. Osciladores LC e a cristal

5.2. Osciladores a cristal (cont.)

Outros Exemplos



Com Inversor



Microchip Technology Inc. PIC16CXXX (PIC – Peripheral Interface Controller)