

Prática n.º 10: Estudo de aplicações de AmpOps - comparadores e geradores de sinal
 [Faça o estudo dos circuitos (cálculos e/ou simulações) antes da aula]

1. Preparação prévia:

- Considere o circuito da Fig. 1: circuito comparador (inversor) com retroação positiva. Faça uma estimativa da histerese no circuito admitindo que as tensões de saturação do operacional são ± 14 V, e represente graficamente o que espera observar quando a aplicada à tensão de entrada é sinusoidal, com 4 V de amplitude e centrada em 0 V (componente DC igual a 0 V).
- Descreva o funcionamento do oscilador de relaxação da Fig. 2, e, admitindo que o operacional satura a $V_{sat+/-} = \pm 14$ V, determine o período de oscilação em função do fator $\beta = R_2 / (R_2 + R_1)$; verifique que o período oscilação é independente de V_{sat} .
- O circuito da Fig. 3 comporta-se como um gerador de onda triangular. Estude o seu funcionamento e, determine, admitindo que o AmpOp satura a ± 14 V, o período da onda triangular. Investigue que modificações pode fazer no circuito que permitam: (i) Variar a frequência sem variar a amplitude da onda triangular. (ii) Obter uma tensão de saída em dente de serra, com as taxas de variação da tensão nos ramos ascendente e descendente diferindo por um fator de cerca de 10.

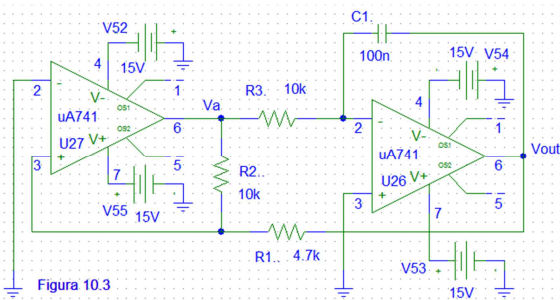
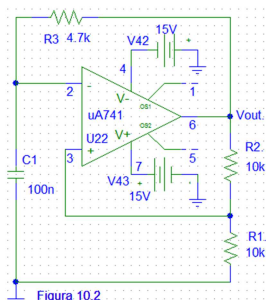
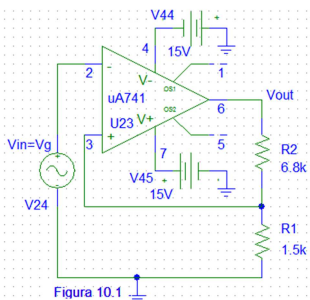


Fig. 10.1: Circuito comparador. Fig. 10.2: Oscilador de relaxação. Fig. 10.3: Gerador de onda triangular.
 (ver página seguinte versões alargadas das figuras)

2. Execução experimental:

- Monte o circuito da Fig. 1 na placa de teste e verifique o seu funcionamento quando aplica à entrada um sinal sinusoidal de 4 V de amplitude sem componente DC. Compare os sinais que observa no osciloscópio com os obtidos no estudo teórico prévio e/ou no PSPICE.
- Implemente o oscilador da Fig. 2 e verifique o seu funcionamento. Compare os sinais que observa no osciloscópio com os obtidos no estudo teórico prévio e/ou no PSPICE.
- Realize experimentalmente o circuito na placa de teste e verifique experimentalmente o seu funcionamento. Modifique o circuito por forma a: (i) Variar a frequência sem contudo variar a amplitude da onda triangular. (ii) Obter uma tensão de saída em dente de serra, com as taxas de variação de tensão nos ramos ascendente e descendente diferindo por um fator de cerca de 10.

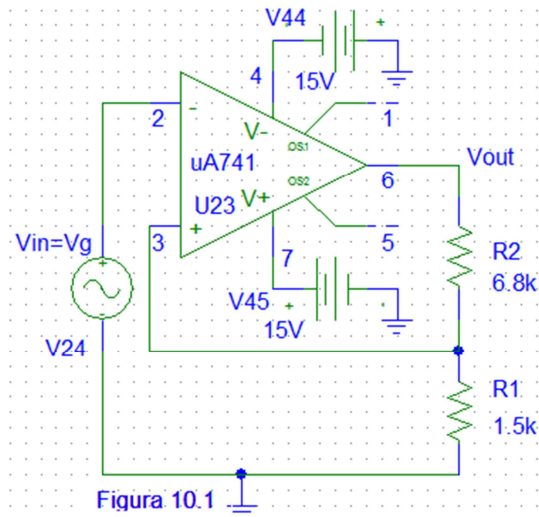


Fig. 10.1: Circuito comparador inversor.

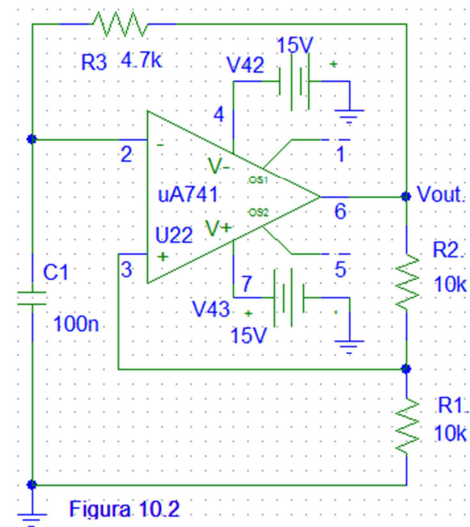


Fig. 10.2: Oscilador de relaxação.

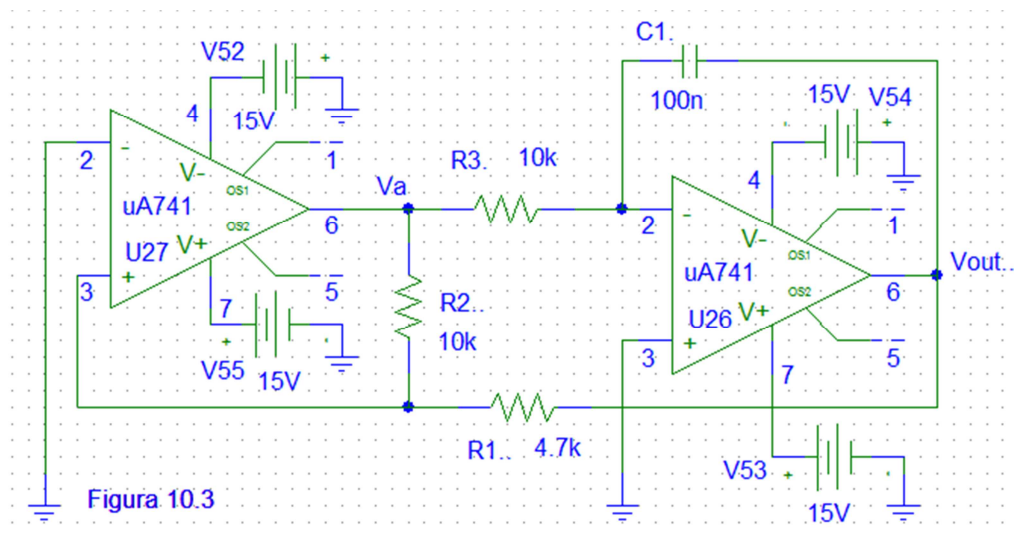


Fig. 10.3: Gerador de onda triangular.

Anexo: Circuitos Não-Lineares com AMPOPs. Realimentação Positiva.

Nos **circuitos não-lineares** o sinal de saída não é uma transformação linear do(s) sinal(is) aplicados nas entradas. Quando o ampop é usado numa montagem em que não há realimentação, tipicamente satura pelo que geralmente se reduz a um simples comparador. No entanto, existem diversas aplicações que utilizam comparadores, como, por exemplo, na implementação de analog-to-digital converters (ADCs) *flash*, onde são usados para comparar a tensão de entrada com um nível de referência.

Comparador de tensão

No circuito comparador simples da Fig. 10.4(a) a entrada - está ligada diretamente à terra, e na entrada não-inversora é aplicada a tensão a comparar. Este comprador transforma uma onda sinusoidal em uma onda quadrada. A amplitude da onda quadrada é ligeiramente inferior à tensão V_{CC} usada para alimentar o Amp-Op.

No circuito da Fig. 10.4(b), a entrada inversora está ligada a uma tensão de referência fixa: $V = R_1E/(R_1+R_2)$. Na entrada não-inversora é aplicada a tensão a comparar. Enquanto v_I for menor que a tensão de referência, $R_1E/(R_1+R_2)$, a saída será, aproximadamente, igual à tensão de alimentação $-V_{CC}$ do AmpOp. Quando v_I ultrapassa ligeiramente o valor aplicado à entrada inversora $R_1E/(R_1+R_2)$, i.e. $(v_+-v_-) > V_{CC}/A$, o comparador comuta, e v_O passa a ser, aproximadamente, igual $+V_{CC}$.

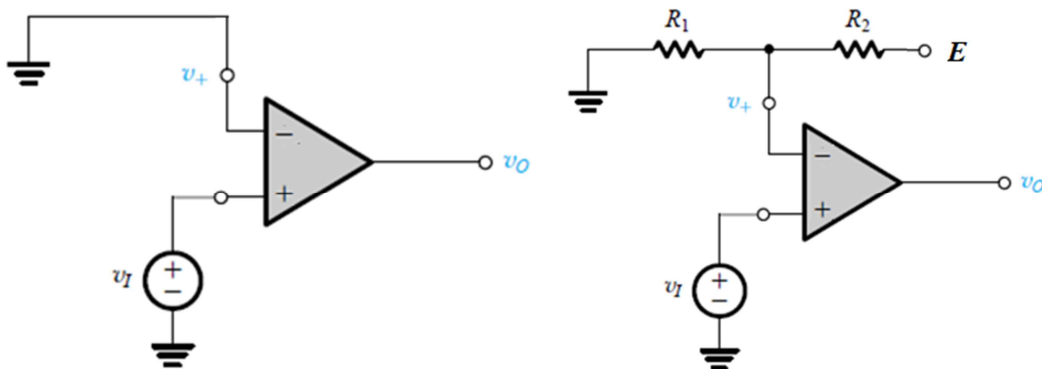


Fig. 10.4: Comparadores de tensão.

Há dispositivos que realizam a operação de comparação mais eficazmente que os AmpOps de aplicação geral: os **comparadores de tensão**.

Montagens com realimentação positiva

As montagens em que os amp-ops são realimentados positivamente, i.e., montagens em que há uma realimentação entre a saída e o terminal não-inversor do amp-op, são, geralmente, instáveis. Nestas, o amp-op opera nas zonas de saturação e o sinal de saída poderá ser um sinal que varia no tempo, isto é, um sinal oscilante.

A realimentação positiva reforça a ação do sinal de entrada, em vez de a contrariar. A tensão de saída vai tender mais rapidamente para a saturação, em $-V_{CC}$ ou em $+V_{CC}$, conforme a polaridade do sinal de entrada e o terminal em que é aplicada.

Comparador Schmitt-trigger inversor

Os exemplos mais comuns de aplicações que tiram partido deste comportamento são os circuitos osciladores multivibrador e o *aestável*. Outro exemplo de realimentação positiva é o comparador *Schmitt-trigger*.

O comparador *Schmitt-trigger*, Fig. 10.5, também conhecido como circuito bi-estável, difere de um comparador normal pelo facto de a sua característica $v_o(v_i)$ incluir uma zona não unívoca na vizinhança da tensão de comutação, vulgarmente referida como **zona (janela) de histerese**, tal como é apresentado na figura abaixo. O circuito Schmitt trigger funciona como um comparador mais rápido, que os comparadores da Fig. 10.4, devido à ação da realimentação positiva. Este circuito tem dois estados estáveis e uma zona de **histerese**, e por isso, como referido acima, é por vezes referido como circuito **bi-estável**. Um aspeto curioso, e muito relevante, do funcionamento do Schmitt trigger é que a tensão de entrada não fixa univocamente a tensão de saída.

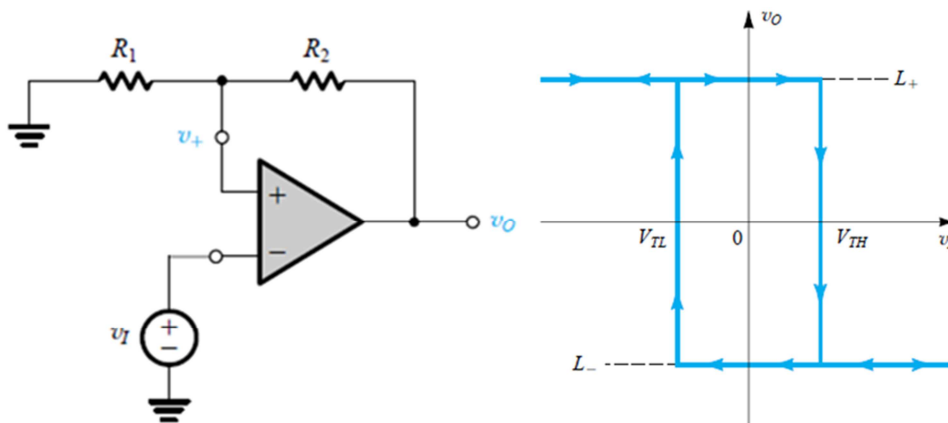


Fig. 10.5: Comparador Schmitt-trigger em montagem inversora e a sua características $v_o(v_i)$.

A característica $v_o(v_i)$ da Fig. 10.5 pode ser descrita como a sobreposição das outras duas, Fig. 10.6, sendo a primeira válida se o amp-op estiver inicialmente na zona de saturação negativa, e a segunda válida no caso de o amp-op estar inicialmente na zona de saturação positiva.

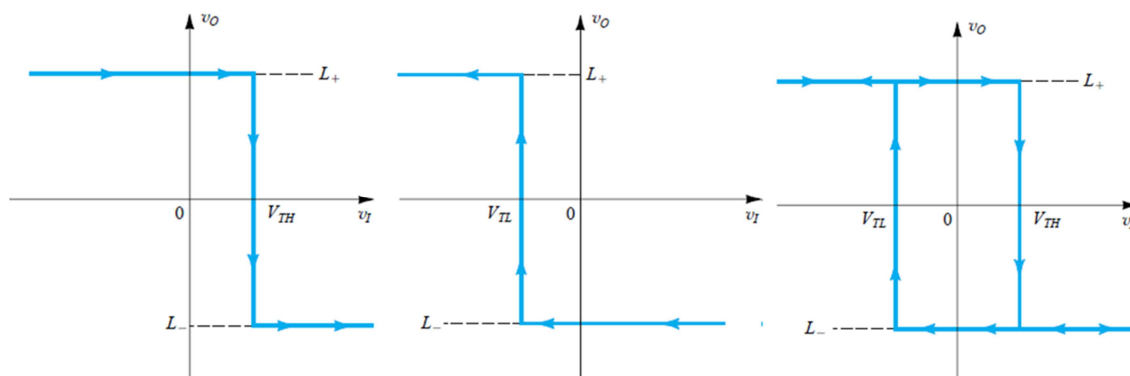


Fig. 10.6: Características $v_o(v_i)$ do comparador Schmitt-trigger no caso de o amp-op estar inicialmente na zona de saturação positiva, quando o amp-op está inicialmente na zona de saturação negativa, e a características $v_o(v_i)$ global que condensa os dois casos anteriores.

Da Fig. 10.6 pode concluir-se que a tensão de saída do comparador na zona correspondente a $V_{TL} < v_i < V_{TH}$ – **zona de histerese** – depende do seu estado anterior, tal como é descrito pelo sentido das setas. Esta característica pode ser usada em sistemas de comunicação para evitar possíveis problemas de comutação devido à existência de ruído sobreposto com o sinal de entrada. A zona de histerese evita que ocorram oscilações na saída do comparador provocadas pelo ruído que afete a zona em que acontece a comutação porque cria uma margem de proteção a esse ruído.

A Fig. 10.7 retrata de forma esquemática o efeito do ruído num sinal e o potencial impacto do efeito do ruído no limiar de comutação, destacando as zonas críticas em causa. A primeira onda representa um sinal “quase” sinusoidal sem ruído aplicada na entrada do comparador. A segunda onda representa a mesma entrada com ruído de alta frequência. A saída de um comparador normal apresentaria comutações devidas ao ruído na passagem por zero volt.

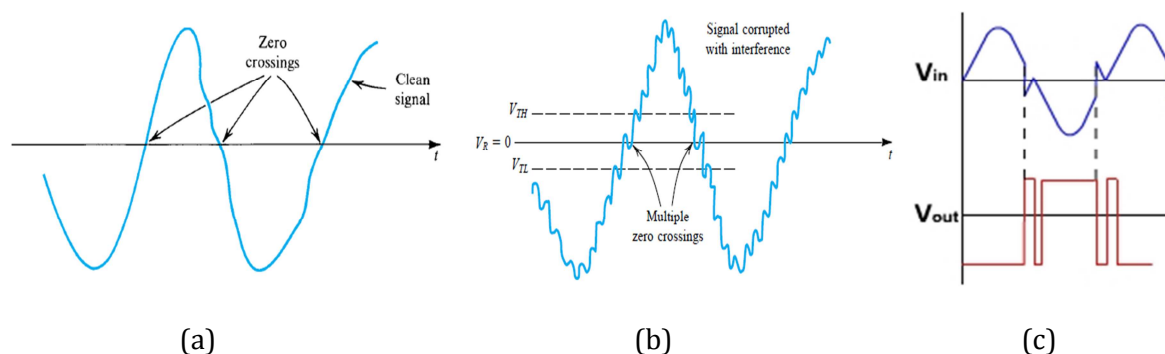


Fig. 10.7: O efeito do ruído num sinal e o seu impacto no limiar de comutação. (a) Sinal sem ruído; (b) Sinal com ruído de alta frequência; (c) Resposta de um comparador inversor simples ao sinal V_{in} , onde são visíveis comutações devidas a imperfeições no sinal de entrada.

A utilização de um comparador *Schmitt-trigger* resolve este problema, dado que a comutação no sentido ascendente só acontece quando a tensão de entrada ultrapassa V_{TH} , ou no sentido descendente quando a tensão de entrada for inferior a V_{TL} . Ou seja, só há uma transição indesejada se o módulo do ruído for superior a $V_{TH} - V_{TL}$, esta diferença define a margem de ruído. O dimensionamento da zona de histerese deve ter em conta a amplitude máxima de ruído previsível, pois uma margem muito alargada introduz um atraso considerável na comutação. Este atraso é devido ao facto de a comutação não se dar durante a passagem pela tensão de comparação, e é tanto maior quanto maiores forem as margens V_{TL} e V_{TH} .

Análise de Funcionamento do Schmitt-Trigger Inversor

Consideremos a montagem *Schmitt-trigger inversora*, Fig. 10.8. Neste circuito a tensão v_i é aplicada ao terminal inversor e é, portanto, comparada com a tensão v_+ . A tensão no terminal não-inversor pode assumir dois valores, consoante o valor do sinal de saída v_o for $-V_{CC}$ ou for $+V_{CC}$:

$$v_+ = V_{TH} = +V_{CC}R_1/(R_1+R_2) \quad \text{e} \quad v_+ = V_{TL} = -V_{CC}R_1/(R_1+R_2).$$

Seja $v_i < V_{TL} = -V_{CC}R_1/(R_1+R_2)$, $v_o = +V_{CC}$. Se v_i aumentar, v_o mantém-se em $+V_{CC}$, até que $v_i = V_{TH} = +V_{CC}R_1/(R_1+R_2)$, altura em que v_o comuta para $-V_{CC}$. Se continuar a aumentar, v_o mantém-se em $-V_{CC}$, Fig.10.8(b).

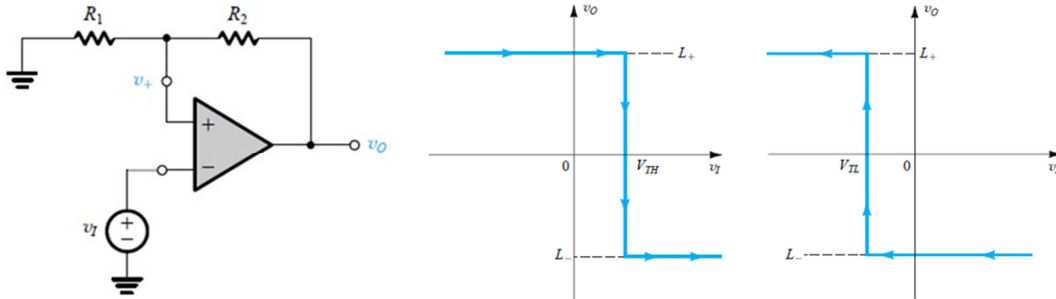


Fig. 10.8: (a) O Schmitt-trigger inversor; (b) Características $v_o(v_i)$ do comparador Schmitt-trigger no caso de o amp-op estar inicialmente na zona de saturação positiva; (c) Características $v_o(v_i)$ do comparador Schmitt-trigger no caso de o amp-op estar inicialmente na zona de saturação negativa.

Seja $v_i > V_{TH} = +V_{CC}R_1/(R_1+R_2)$, $v_o = -V_{CC}$. Se v_i começar a diminuir, v_o mantém-se em $-V_{CC}$, até que $v_i < V_{TL}$, altura em que v_o comuta para $+V_{CC}$.

Em resumo, para valores de v_i compreendidos entre $V_{TL} = -V_{CC}R_1/(R_1+R_2)$ e $V_{TH} = +V_{CC}R_1/(R_1+R_2)$, o estado da saída deste circuito depende do seu estado anterior, i.e, o circuito possui memória. Como a saída pode tomar dois estados estáveis possíveis diz-se que o circuito é biestável.

A largura da janela de histerese, ΔV_{jh} , é dada por: $\Delta V_{jh} = V_{TH} - V_{TL} = 2V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$.

Numa generalização do circuito, na resistência R_1 pode estar aplicada uma tensão de referência, Fig.10 9. Neste caso o centro da janela de histerese, V_{Cjh} , é dada por:

$$V_{Cjh} = V_{ref}R_1/(R_1+R_2).$$

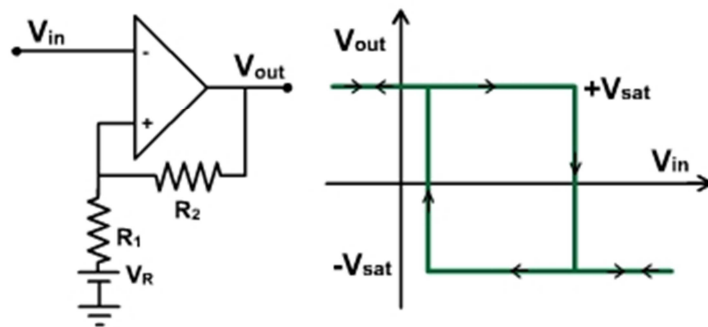


Fig. 10.9: O Schmitt-trigger inversor com uma tensão de referência $V_{ref} = V_R$.

Comparador Schmitt-trigger não-inversor

O circuito da Fig. 10.10 corresponde ao comparador *Schmitt-trigger* não-inversor. Para obter a função de transferência do comparador começa-se por aplicar o princípio da sobreposição ao circuito linear formado por R_1 e R_2 .

Expressando v_+ em termos de v_i e v_0 obtém-se: $v_+ = v_i R_2 / (R_1 + R_2) + v_0 R_1 / (R_1 + R_2)$.

Da expressão anterior, verifica-se que se a saída do circuito está no estado $v_0 = +V_{CC}$, valores positivos de v_i não terão qualquer efeito.

Para comutar o circuito para o estado $v_0 = -V_{CC}$, v_i deve ter um valor negativo suficiente para fazer com que v_+ se torne inferior a zero. Assumindo $v_0 = +V_{CC}$ e fazendo $v_+ = 0$ obtém-se $v_i = V_{TL} = -V_{CC} R_1 / R_2$.

Da mesma forma se verifica que o circuito comuta de $v_0 = -V_{CC}$ para $v_0 = +V_{CC}$ quando $v_i = V_{TH} = +V_{CC} R_1 / R_2$.

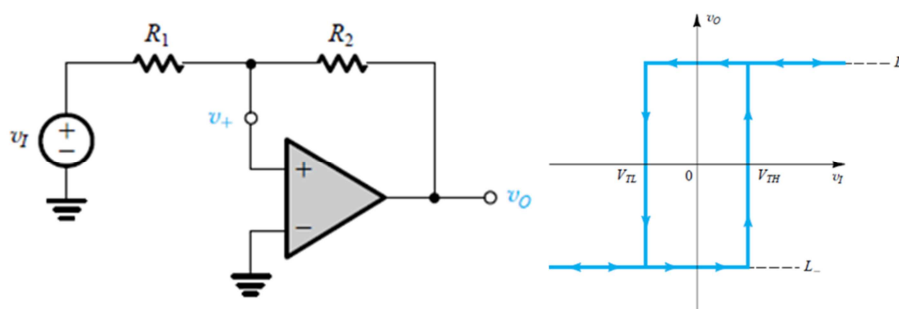


Fig. 10.10: Comparador Schmitt-trigger em montagem não-inversora e a sua características $v_o(v_i)$.

Osciladores

Um oscilador é um circuito que produz na saída uma forma de onda periódica a partir de tensão(ões) contínua(s), não sendo necessário aplicar qualquer sinal periódico à entrada. A saída pode ser um sinal sinusoidal ou não sinusoidal, dependendo do tipo de oscilador.

Em geral, a operação de osciladores é baseada no princípio de realimentação positiva. Essencialmente, um oscilador converte energia eléctrica na forma de uma corrente contínua em energia eléctrica na forma de uma corrente alternada, e consiste num amplificador (para o ganho) e numa malha de realimentação positiva que introduz uma dada diferença de fase e produz atenuação. Com estes elementos é formada uma malha fechada na qual o sinal de se autossustenta, sem ser aplicado qualquer sinal periódico exterior, produzindo-se uma onda periódica na saída: o sinal de oscilação.

As condições para obter oscilação permanente são:

- A ddf ao longo da malha de realimentação é zero;
- O ganho estacionário (permanente) ao longo da malha de realimentação deve ser igual a 1 (ganho unitário) de forma a sustentar a oscilação- critério de Barkhausen.

Durante o período de estabelecimento da oscilação (regime transitório), o ganho em tensão da malha fechada deve ser superior a 1, para que a amplitude do sinal aumente até atingir o valor desejado.

Em geral, a oscilação inicia-se a partir do ruído. Durante o regime transitório o ganho vai decrescendo até atingir a unidade, no início do período permanente, mantendo-se unitário no período/regime estacionário, para que a amplitude do sinal se mantenha no nível desejado.

O ganho em tensão da malha fechada é o produto do ganho da montagem amplificadora (A_{MA}) e da atenuação do circuito de realimentação/atenuação (A_{CA}): $A_{MF} = A_{MA}A_{CA}$.

A seleção da frequência de oscilação é realizada pelo circuito de realimentação/amplificação ou ambos. Se o ganho em malha fechada for superior a 1, a saída saturará ao fim de alguns períodos, produzindo a distorção da onda. Se o ganho for inferior a 1, a onda será progressivamente atenuada, acabando por ter uma amplitude nula.

Uma vez estabelecida a oscilação, o ganho é controlado de forma que permanece exatamente igual a 1. Se, por exemplo, a atenuação da malha de realimentação for 0.01, a malha de amplificação deve ter um ganho exatamente igual a 100, para compensar a atenuação e não criar distorção indesejada.

Osciladores sinusoidais

Os osciladores sinusoidais são circuitos eletrónicos constituídos basicamente por um amplificador realimentado, no qual parte do sinal de saída é injetada na entrada, de modo a que o desfasamento entre ambos seja nulo. A malha de realimentação (que deve ser do tipo *tensão em série*) também poderá servir para definir a frequência de oscilação. O amplificador (elemento ativo) deverá ter impedância de entrada elevada, para que não tenha influência na malha de realimentação e um valor mínimo de ganho para que a oscilação não se extinga. A rede de realimentação deve introduzir uma diferença de fase que assegure que o desfasamento total seja zero (ou 360°), para que o sinal de entrada e de saída estejam em fase.

Circuito ponte de Wien

O circuito da Fig. 10.11 é conhecido como ponte de Wien, e comporta-se como um filtro passa banda. A frequência de corte para o circuito particular da Fig. 10.11 só depende dos valores da resistência e da capacidade.

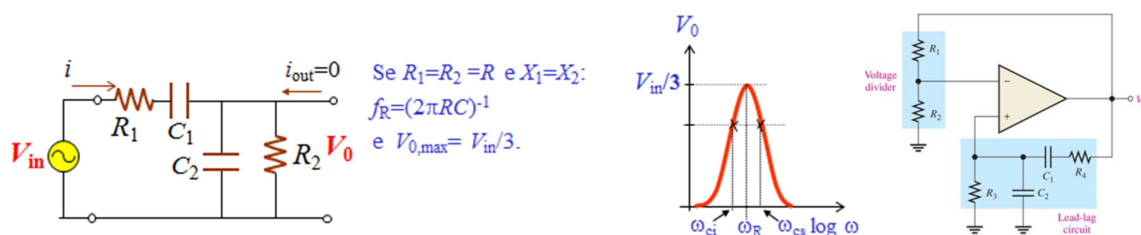


Fig. 10.11: Circuito ponte de Wien: usado para definir a frequência de oscilação de alguns osciladores.

Oscilador de Ponte de Wien

Se o circuito ponte de Wien for usado como malha de realimentação num amplificador com realimentação positiva, o circuito completo funciona como um oscilador, conhecido como oscilador ponte de Wien. O circuito da Fig. 10.12 combina um comparador com um circuito ponte de Wien. Para que se cumpram as condições de oscilação ($A_{MF} = A_{MA}A_{CA} = 3$):

$$R_1=2R_2, R_3=R_4 \text{ e } C_2=C_1.$$

A frequência de oscilação é $f_R=(2\pi RC)^{-1}$. R_1 e R_2 fixam a amplitude da oscilação.

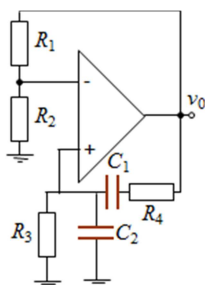


Fig. 10.12: Circuito ponte de Wien: usado para definir a frequência de oscilação de alguns osciladores.

Circuito LC tanque – circuito ressonante. Osciladores LC.

Os osciladores LC são também conhecidos como osciladores sintonizáveis, e são constituídos por um elemento ativo e um circuito ressonante. A rede de realimentação de osciladores LC é equivalente ao circuito ressonante da Fig. 10.13. Se o circuito da Fig. 10.13 fosse alimentado por uma fonte de tensão contínua e não houvesse perdas no sistema, a tensão aos terminais ab seria uma tensão sinusoidal cuja amplitude seria constante no tempo. No entanto, devido a imperfeições nos componentes a amplitude do sinal sinusoidal vai sendo amortecida, embora a frequência se mantenha constante, para zero. Para compensar estas perdas deve-se ligar ao circuito um elemento ativo (amplificador). A frequência de oscilação do oscilador coincide com a frequência de ressonância do circuito LC, dada por $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

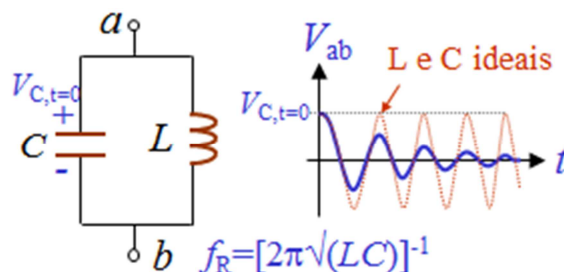


Fig. 10.13: Circuito LC tanque: usado para definir a frequência de oscilação de alguns osciladores.

Oscilador de cristais de quartzo

Um dos principais objetivos a atingir quando se projeta um oscilador é que a frequência de oscilação seja o mais estável possível. É difícil conseguir boa estabilidade usando malhas de realimentação baseadas em resistências, condensadores e bobines, em boa parte devido à degradação das características dos componentes e à variação dos seus valores terminais, principalmente, com a temperatura.

Para atenuar esta dificuldade é corrente fazer depender a frequência de oscilação de dispositivos que incluem cristais de quartzo, devido à precisão e estabilidade das características deste cristal

como tempo e com a temperatura. De facto um cristal de quartzo, devidamente tratado, comporta-se como o circuito ressonante da Fig. 10.14.

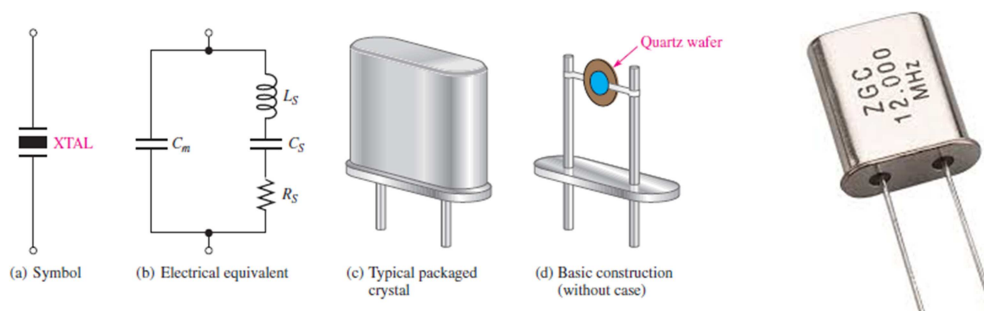


Fig. 10.14: Circuito ressonante equivalente de um cristal de quartzo.

O quartzo e outras substâncias, tais como a turmalina e os sais de Rochelle, têm propriedades **piezoeléctricas**. O quartzo, que conjuga a atividade piezoeléctrica e a rigidez mecânica, é muito usado na construção de osciladores. Quando se aplica uma tensão alternada entre as duas faces de um cristal de quartzo, exercem-se forças no seu interior que originam uma vibração de frequência igual à da tensão aplicada. Osciladores baseados em cristais de quartzo são, em geral, bastante precisos e estáveis, sendo muito usados, por exemplo, em sistemas digitais.

Geradores de sinal

Oscilador de onda quadrada em relaxação

Neste circuito a entrada não-inversora do amp-op está ligada ao divisor de tensão constituído pelas resistências R_1 e R_2 , de maneira que a tensão aplicada nessa entrada, v_+ , é proporcional à saída: $V_+ = V_0 R_2 / (R_1 + R_2)$.

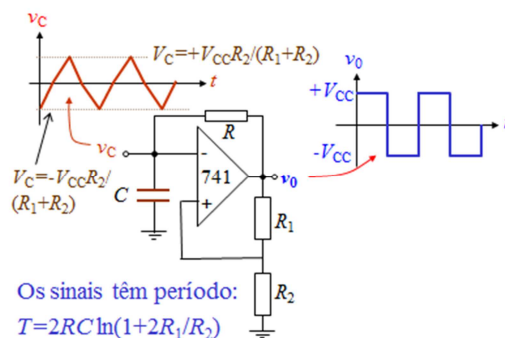


Fig. 10.14: Circuito ponte de Wien: usado para definir a frequência de oscilação de alguns osciladores.

A entrada inversora está ligada a uma rede constituída pela resistência R e pelo condensador C . Devido ao condensador, a tensão no terminal inversor não sofre variações bruscas.

Se $V_0 = +V_{CC}$, $V_+ = V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$ e $V_- = V_{CC}R[1 - e^{-t/RC}]$. Quando $V_- = V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$, $V_0 = -V_{CC}$, o condensador começa a carregar para $-V_{CC}$, sendo o processo invertido ao passar por: $-V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$.

A tensão no terminal inversor, na sua tentativa de atingir $\pm V_{CC}$ vai, portanto, oscilar entre $\pm V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$.

O período da onda quadrada pode ser determinado da seguinte forma: durante o período de carga T_1 , a tensão no terminal inversor (tensão aos terminais do condensador) num dado instante t , com $t=0s$ no início de T_1 , é dada por:

$$v_- = +V_{CC} - \left(V_{CC} - \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} \right) e^{-t/RC}.$$

Substituindo

$$v_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{CC} \text{ para } t=T_1, \text{ obtém-se}$$

$$T_1 = RC \times \ln \left(\frac{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2} \times \frac{-V_{CC}}{V_{CC}}}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}} \right).$$

De forma similar, durante o período de descarga T_2 , a tensão no terminal inversor (tensão aos terminais do condensador) num dado instante t , com $t=0s$ no início de T_2 , é dada por:

$$v_- = -V_{CC} - \left(-V_{CC} - \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} \right) e^{-t/RC}.$$

Substituindo

$$v_- = -\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} \text{ para } t=T_2, \text{ obtém-se}$$

$$T_2 = RC \times \ln \left(\frac{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2} \times \frac{V_{CC}}{-V_{CC}}}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}} \right).$$

Combinado as equações para T_1 e T_2 , para obter o período $T = T_1 + T_2$, resulta numa onda quadrada simétrica de período T dado por:

$$T = 2R \times C \ln \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_1+R_2}}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}} \right) = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right).$$

A frequência da onda quadrada pode ser alterada variando a capacidade C e ajustando R . A tensão aos terminais do condensador tem a forma quase triangular, usando resistências R_1 e R_2 que assegurem que a razão $\frac{R_2}{R_1+R_2}$ seja pequena.

Se se desejar que o sinal de saída seja assimétrico deve substituir-se a resistência R que realimenta a entrada inversora do integrador por uma rede que comporte constantes de tempo para a carga e para a descarga diferentes.

Gerador de onda quadrada e de onda triangular

A combinação de um comparador com histerese com um circuito integrador pode ser usada para implementar um gerador de onda quadrada e de onda triangular, se a variação da carga no condensador for realizada a corrente constante. O circuito da Fig. 10.15, onde se assume que o comparador tem tensões de saturação $V_{sat+} = -V_{sat-} = V_{sat}$, e que a sua impedância de saída é muito pequena. O terminal inversor do circuito integrador comporta-se como uma massa virtual, sendo a corrente que percorre R_3 igual a $\pm V_{sat}/R_3$, isto é, a carga/descarga do condensador é feita a corrente constante, no que resulta que a saída em tensão do circuito integrador corresponde a uma onda triangular simétrica.

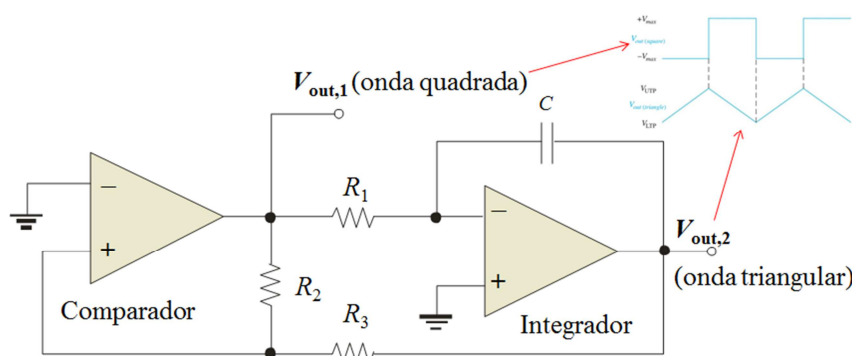


Fig. 10.15: Gerador de onda quadrada e de onda triangular.

O princípio de funcionamento do gerador pode descrever-se como se segue. Vamos assumir que a saída do comparador $V_{out,1}$ acabou de passar de $-V_{sat}$ para $+V_{sat}$.

Quando a saída do comparador é $+V_{sat}$, a tensão $V_{out,2}$ decresce linearmente até um valor negativo:

$$V_{out,2,min} = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}.$$

Este valor faz disparar o comparador e a tensão de saída do comparador $V_{out,1}$, comuta para $-V_{sat}$. Em consequência, a tensão de saída do integrador $V_{out,2}$, aumenta até atingir o valor:

$$V_{out,2,max} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat}.$$

Em resultado deste aumento, a saída do comparador comuta para $+V_{sat}$, e o ciclo repete-se.

O período do ciclo pode determinar-se tendo em conta que a variação da tensão aos terminais do condensador num ciclo é $2 \times (V_{out,2,max} - V_{out,2,min})$. Obtendo-se:

$$T = \frac{C}{I} \Delta V_{out,2} = 4 \frac{R_3 C}{V_{sat}} \times \frac{R_1}{R_2} V_{sat} = 4 R_3 C \frac{R_1}{R_2}.$$

Da expressão anterior pode concluir-se que o período não depende de $+V_{sat}$.

Se se desejar que o sinal de saída $V_{out,2}$ seja assimétrico deve substituir-se a resistência R_3 que realimenta a entrada inversora do integrador por uma rede que comporte constantes de tempo para a carga e para a descarga diferentes.

Geradores de sinal integrados e temporizadores

Existem numerosos osciladores integrados disponíveis no mercado. Um dos mais populares é circuito integrado com referencia ICL8038.

Temporizadores

O atraso de acontecimentos e o controlo de tempo de execução são muito frequentes em vários processos industriais, em muitos equipamentos ou aparelhos de consumo e em qualquer sistema automático. Por isso, a temporização através de dispositivos e circuitos electrónicos é muito utilizada.

A temporização, de um modo geral, consiste em atrasar ao ligar ou ao desligar, ou ambas as coisas, a ação de um dispositivo. Corresponde também ao controle/definição de determinados intervalos de tempo.

Muitos temporizadores usam circuitos RC. Quando se aplica tensão continua E a um troço de um circuito constituído por um condensador e uma resistência, o condensador demora um certo tempo a atingir a carga máxima. A tensão aos terminais do condensador é dada por $v_C = E[1 - e^{-t/RC}]$. O instante t é dado por $t = RC \cdot \ln[E/(E - v_C)]$. Considera-se que o condensador carregou decorrido um tempo igual a $5RC$. O tempo de carga pode ser regulado variando os valores de R ou de C .

O processo análogo ocorre na descarga do condensador através da resistência. Aproveitando todas as possibilidades oferecidas pelo circuito RC, podem construir-se temporizadores.

O ampop é o elemento ativo de muitos temporizadores, funcionando como comparador. Os temporizadores com transístores são também comuns.

Temporizador Analógico Integrado 555

O circuito integrado conhecido como 555 é um circuito muito estável que temporiza com grande precisão e que, além disso, pode funcionar como oscilador. A duração do intervalo de tempo ou do período de oscilação são definidos pelos componentes exteriores ao integrado. Muitos circuitos temporizadores incluem para além do 555, circuitos integrados digitais capazes de contarem impulsos.