

4. Circuitos Para Aplicações Especiais

Amplificadores operacionais não servem apenas para serem usados como amplificadores lineares. Na verdade, dentro de uma vasta faixa de aplicações, esses dispositivos prestam-se para serem utilizados na execução de funções mais complexas, incluindo a de computação analógica [8]. Alguns exemplos dessas aplicações serão explanados neste capítulo.

4.1 – Multiplicador de Capacitância:

Capacitâncias com valores bem elevados podem ser simuladas através de circuitos com amplificadores operacionais. A Figura 4.1a mostra um exemplo de multiplicador de capacitância não flutuante com perdas e a Figura 4.1b mostra seu circuito equivalente. O circuito usa o princípio do filtro passa-tudo associado a um amplificador não-inversor. Dependendo dos valores dos componentes usados no circuito, pode-se obter capacitâncias muito elevadas com perdas baixas, ou seja, capacitores com alto fator de qualidade. As equações para esse circuito são:

4.1.1 - Capacitância Equivalente:

$$C_{eq} = \frac{R + R_1}{R_1} \times C \quad [F] \quad (4.1)$$

4.1.2 - Resistência de Perdas Equivalente:

$$R_{eq} = \frac{RR_1}{R + R_1} \quad [\Omega] \quad (4.2)$$

4.1.3 - Fator de Qualidade:

$$Q = \frac{1}{2\pi fCR} \quad [-] \quad (4.3)$$

Se for usado $R \gg R_1$, como por exemplo, $R = 10 \text{ M}\Omega$ e $R_1 = 10 \text{ }\Omega$, as Equações 4.1 e 4.2 podem ser reescritas como:

$$C_{eq} \cong \frac{R}{R_1} \times C \quad e \quad R_{eq} = R_1$$

No exemplo acima, o fator de multiplicação de capacitância é de 10^6 vezes, significando que um capacitor de 100 nF pode ser transformado em um capacitor de $0,1 \text{ F}$ e as perdas em série permanecerem baixas.

A faixa de atuação do circuito está restrita à resposta em frequências do amplificador operacional.

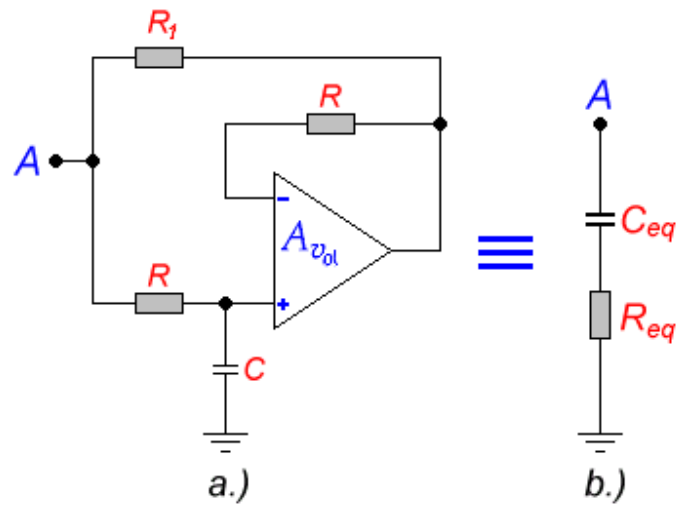


Figura 4.1 - Multiplicador de Capacitância. a.) Circuito Ativo. b.) Circuito Equivalente.

4.2 – Simulador de Indutância ou Girador:

Indutores também podem ser simulados através de circuitos ativos com amplificadores operacionais. A Figura 4.2a dá um exemplo de um circuito desse tipo. O princípio de atuação desse circuito é o de girar a fase de uma reatância capacitiva em 180° e obter-se, assim, uma reatância indutiva equivalente, daí o nome girador (*gyrator*). Um ganho de tensão associado ao amplificador operacional na configuração inversora promove uma multiplicação da indutância. O circuito equivalente passivo é mostrado na Figura 4.2b e, como no caso do multiplicador de capacitâncias, o circuito é não flutuante e possui perda resistiva em série. As equações para esse circuito são:

4.2.1 – Indutância Equivalente:

$$L_{eq} = R_1 R_2 C \quad [\text{H}] \quad (4.4)$$

4.2.2 – Resistência de Perdas Equivalente:

$$R_{eq} = R_1 + R_2 \quad [\Omega] \quad (4.5)$$

4.2.3 - Fator de Qualidade:

$$Q = \frac{2\pi f R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} \quad [-] \quad (4.6)$$

O máximo fator de qualidade é estabelecido, para esse circuito, quando $R_1 = R_2$. Nesse caso, obtém-se a maior relação L_{eq}/R_{eq} .

A faixa de atuação do circuito está restrita à resposta em frequências do amplificador operacional.

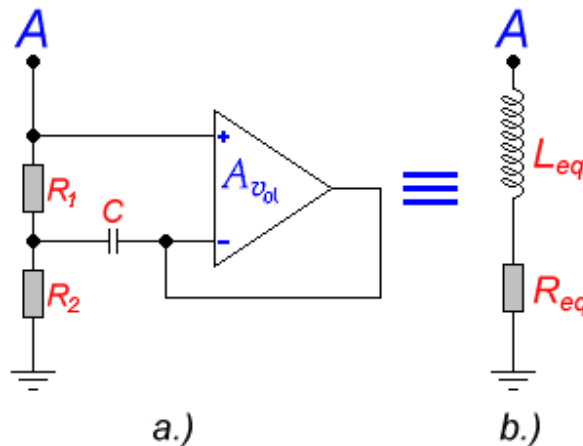


Figura 4.2 - Girador. a.) Circuito Ativo. b.) Circuito Passivo Equivalente.

4.3 – Retificador de Onda Completa:

O circuito da Figura 4.3 é um retificador de onda completa idealizado, também chamado de extrator de módulo ou de extrator de valor absoluto de sinais. Nesse circuito, os diodos \$D_1\$ e \$D_2\$ funcionam como chaves, abertas ou fechadas, conforme a polaridade do sinal de entrada. Como esses diodos estão inseridos nos elos de realimentação negativa do amplificador, as barreiras de potencial (\$\approx 0,7 V\$) dos mesmos são absorvidas pelo alto ganho interno do operacional e os sinais são retificados inteiramente, inclusive nas imediações do cruzamento com o zero. O funcionamento do circuito é o seguinte:

- Se \$v_i \ge 0\$, o diodo \$D_1\$ funciona como uma chave aberta e o diodo \$D_2\$ como uma chave fechada (curto-circuito). A tensão de saída do circuito será, então, igual a:

$$v_o = \left[\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \times \left(-\frac{R_5}{R_4} \right) - \frac{R_5}{R_3} \right] \times v_i = v_i \quad [\text{V}]$$

- Se \$v_i \le 0\$, o diodo \$D_1\$ funciona como uma chave fechada (curto-circuito) e o diodo \$D_2\$ como uma chave aberta. O operacional \$OP_1\$ é, portanto, excluído do circuito. O operacional \$OP_2\$ funciona, então, como um amplificador inversor de ganho unitário. A tensão de saída do amplificador será, consequentemente, igual a:

$$v_o = -\frac{R_5}{R_3} \times v_i = -v_i \quad [\text{V}]$$

A tensão de saída, portanto, permanecerá sempre igual à de entrada, em módulo, isto é, \$v_o = |v_i|\$. A tensão de entrada pode ser alternada ou contínua e a máxima frequência de utilização do circuito depende da faixa passante do amplificador operacional e da velocidade de chaveamento dos diodos.

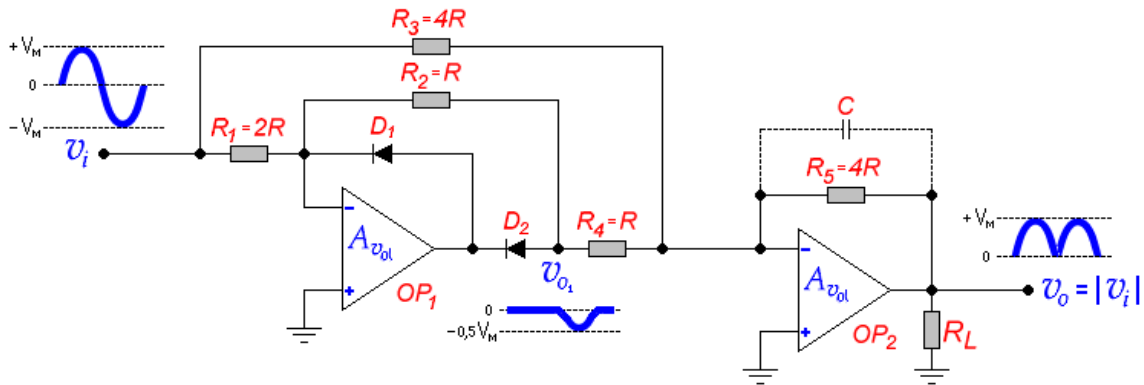


Figura 4.3 – Retificador de Onda Completa.

Nesse tipo de aplicação, devem ser usados diodos de silício de chaveamento rápido, tais como os diodos de sinal *1N914*, *1N4148*, *BAW62A*, etc. Diodos de barreira Schottky também são altamente indicados.

Se o capacitor *C*, mostrado como opcional na Figura 4.3, for adicionado ao circuito, então o amplificador constituído por *OP2* funcionará como integrador e o sinal de saída será igual à média do módulo do sinal de entrada, isto é:

$$v_o = \frac{1}{T} \int_0^T |v_i| dt = \overline{|v_i|} \quad [\text{V}]$$

Se v_i for um sinal senoidal, então o sinal de saída será contínuo e igual a:

$$v_o = \frac{2V_M}{\pi} \quad [\text{V}]$$

Para que a integração seja eficiente deve-se fazer $\tau = R_5C \gg T_{max}$, sendo T_{max} o maior período do sinal a ser retificado e integrado.

Circuitos ativos extratores de valores absolutos são muito úteis em instrumentação eletrônica, medidores de níveis de áudio e em computação analógica. Conversores de valor eficaz para *DC*, por exemplo, usam esse circuito como parte do sistema de conversão em voltímetros que leem valores eficazes verdadeiros (*true RMS*) de grandezas alternadas, independentemente das formas de onda dos sinais.

Ainda, em relação ao circuito da Figura 4.3, deve-se frisar que *OP1*, *R1*, *R2*, *D1* e *D2* formam um retificador inversor idealizado de meia onda, com $G_v = -0,5$. Se os diodos forem invertidos no circuito, o retificador de meia onda tornar-se-á não-inversor e o de onda completa final, inversor, isto é, $v_o = -|v_i|$.

A resistência *R*, mencionada no circuito da Figura 4.3, deve ser usada, normalmente, na faixa: $5 \text{ k}\Omega \leq R \leq 10 \text{ k}\Omega$, para um desempenho adequado. A resistência de entrada do circuito vale $R_i = 1,3333R$.

4.4 – Circuito Quadrador:

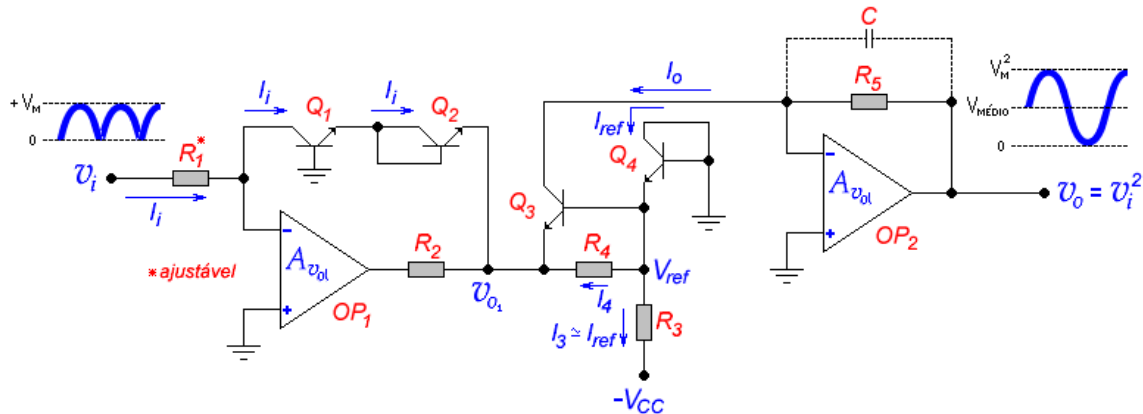


Figura 4.4 - Circuito Quadrador.

Circuitos que executam funções de computação analógica podem, também, ser realizados com amplificadores operacionais. Aproveitando-se as características de transferência logarítmica do transistor bipolar de junção (*BJT*), em conjunto com amplificadores operacionais, circuitos quadradores podem ser facilmente executados. A Figura 4.4 mostra um exemplo de um circuito quadrador de um quadrante.

Nesse tipo de circuito, se $v_i \geq 0$, a tensão de saída será proporcional à tensão de entrada elevada ao quadrado, ou seja, $v_o \propto v_i^2$.

4.4.1 – Princípio de Funcionamento:

Transistores bipolares de junção são quadripolos de três terminais chamados: *base* (*B*), *coletor* (*C*) e *emissor* (*E*). Se eles forem do tipo **npn**, como Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 da Figura 4.4, na região de polarização ativa, a junção *base-emissor*, que é um diodo polarizado diretamente, apresenta uma queda de potencial, na faixa: $0,5 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,7 \text{ V}$, para transistores de silício. A relação entre a corrente que penetra no coletor e a corrente que penetra na base é aproximadamente constante no centro da região ativa e vale:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

A corrente que deixa o emissor vale, conseqüentemente, $I_E = I_C + I_B$.

O parâmetro β é o fator de amplificação de corrente do dispositivo e, como $\beta \geq 100$ em transistores modernos de silício, pode-se afirmar que: $I_E \approx I_C$ e $I_B \rightarrow 0$.

A relação entre a corrente de coletor e a tensão entre base e emissor obedece a uma lei exponencial representada pela seguinte equação teórica de Ebers-Moll:

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_i}} - 1 \right) \quad [\text{A}] \quad (4.7)$$

Na Equação 4.7, I_S é um parâmetro de modelagem interna do componente, chamado corrente de transporte, e cujo valor é extremamente pequeno.

Para transistores de silício de pequenos sinais na temperatura ambiente, esse valor fica na faixa: $10^{-15} \text{ A} \leq I_S \leq 10^{-12} \text{ A}$. A grandeza $V_t = kT/q$ é conhecida como potencial térmico e vale $\approx 25,865 \text{ mV} @ 27^\circ \text{C}$. Pela Equação 4.7, portanto, percebe-se que I_C cresce dez vezes para cada 60 mV de aumento na tensão V_{BE} , para $V_{BE} \geq 0,5 \text{ V}$. Por isso tem-se, para usos corriqueiros do *BJT*, que a tensão V_{BE} fica sempre confinada na faixa $0,50 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,74 \text{ V}$ para uma variação de cerca de 10000 vezes na amplitude de I_C . A grandeza V_{BE} pode ser usada, portanto, como uma razoável referência de tensão em circuitos eletrônicos. O coeficiente de variação térmica dessa tensão em transistores de silício vale $\approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Em linhas gerais pode-se afirmar, então, que:

$$V_{BE} \propto V_t \ln(I_C) \quad [\text{V}]$$

Analisando-se o circuito da Figura 4.4, tem-se que:

$$I_{ref} \cong \frac{V_{CC} - V_{BE4}}{R_3}$$

Desprezando-se inicialmente a corrente sobre R_4 , se $-V_{CC} = -15 \text{ V}$, pode-se aproximar:

$$I_{ref} \cong \frac{V_{CC}}{R_3} \quad [\text{A}]$$

Se, por exemplo, $-V_{CC} = -15 \text{ V}$ e $R_3 = 150 \text{ k}\Omega \Rightarrow I_{ref} \approx 100 \mu\text{A}$ e $V_{ref} \approx -V_{BE4} = -0,5 \text{ V}$. A corrente de entrada do amplificador vale:

$$I_i = \frac{v_i}{R_1} \quad [\text{A}]$$

Como a resistência da entrada inversora do amplificador operacional é muito alta, pode-se afirmar que: $I_{C1} = I_{C2} = I_i$ e $v_{o1} = -2V_{BE}$. Quando $I_i = I_{ref}$, obrigatoriamente tem-se que: $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE3} = V_{BE4} = V_{BE}$ e $I_o = I_i = I_{ref}$. Essa corrente é considerada de fundo de escala do circuito e, para um correto funcionamento do mesmo, deve-se observar as seguintes exigências com relação aos parâmetros de projeto: $v_i \geq 0$ e $v_{i(max)} = R_1 I_{ref} = \sqrt{v_{o(max)}}$. Para amplificadores operacionais comerciais alimentados com $\pm 15 \text{ V}$, geralmente, $v_{o(max)} \approx 12 \text{ V}_{pk}$. Quando a tensão de entrada variar na faixa $0 \leq v_i \leq R_1 I_{ref}$, as correntes de coletor de Q_1 e Q_2 variam na faixa $0 \leq I_i \leq I_{ref}$ e fazem a tensão v_{o1} variar em $\Delta V_{BE} \propto 2V_t \ln(I_i) = V_t \ln(I_i)^2$. Essa variação de tensão é transferida apenas para Q_3 , pois V_{BE4} é invariável. Então, analisando-se em relação a Q_3 , tem-se que $\Delta V_{BE} \propto V_t \ln(I_o)$. Igualando-se essas variações de tensão, conclui-se que:

$$\Delta V_{BE1} + \Delta V_{BE2} = \Delta V_{BE3}$$

ou

$$V_t \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_i}\right) + V_t \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_i}\right) = V_t \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_o}\right)$$

⇒

$$\left(\frac{I_{ref}}{I_i}\right)^2 = \frac{I_{ref}}{I_o}$$

⇒

$$I_o = \frac{I_i^2}{I_{ref}} = \frac{v_i^2}{I_{ref} R_1^2} \quad [\text{A}] \quad (4.8)$$

A Equação 4.8 demonstra claramente que $I_o \propto v_i^2$ e, portanto, o circuito da Figura 4.4 é um *quadrador* de sinais. A Equação 4.8 é válida para $0 \leq v_i \leq R_1 I_{ref}$, sendo I_{ref} a corrente de fundo de escala de saída do circuito.

4.4.2 – Circuito Quadrador:

O amplificador operacional OP_2 da Figura 4.4 é um conversor corrente/tensão que transforma a corrente I_o , dada pela Equação 4.8, em uma tensão de saída igual a:

$$v_o = \frac{R_5}{I_{ref} R_1^2} \times v_i^2 \quad [\text{V}] \quad (4.9)$$

Se, na Equação 4.9, o termo multiplicador for feito unitário, isto é, se $\frac{R_5}{I_{ref} R_1^2} = 1$, então:

$$v_o = v_i^2 \quad (4.10)$$

Normalmente, nesse tipo de aplicação, deve-se usar a resistência R_1 ajustável dentro de uma faixa de $\pm 10\%$ para que se obtenha um perfeito ajuste da tensão de saída, dada pela Equação 4.10. Como exemplo de projeto, pode-se usar os seguintes valores: $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$; $R_1 = 33 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ (para $0 \leq v_{i(max)} \leq 3,464 \text{ V}_{pk}$ e $0 \leq v_{o(max)} \leq 12 \text{ V}_{pk}$), $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ e $I_{ref} = 100 \mu\text{A}$ ($R_3 = 150 \text{ k}\Omega$). A fonte $-V_{CC} = -15 \text{ V}$ deve ser superestável e livre de ondulações e ruídos. A resistência R_2 , que não influencia no desempenho do circuito, serve para proteger a saída de OP_1 contra excesso de corrente. Normalmente, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega \sim 3 \text{ k}\Omega$. O resistor R_4 promove estabilidade térmica para I_{ref} , desde que $R_4 = R_3$. O resistor R_3 pode ser substituído por uma fonte de corrente eletrônica de grande estabilidade. Nesse caso R_4 pode ser eliminado, mas o circuito torna-se bem mais complexo.

4.4.3 - Circuito Extrator do Valor Médio do Quadrado da Tensão:

Se o capacitor C , mostrado como optativo na Figura 4.4, for adicionado ao circuito, o amplificador OP_2 , além de transformar corrente em tensão, promove também a integração algébrica do sinal e, portanto, tem-se que:

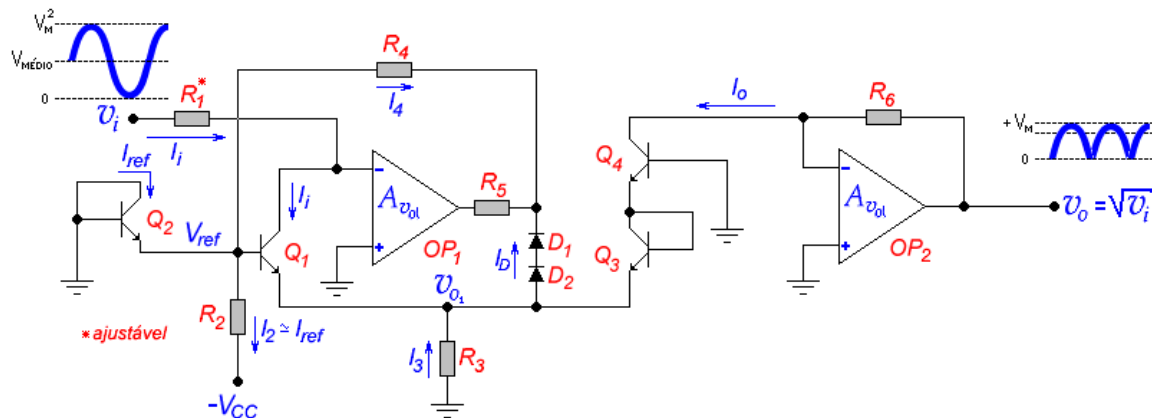


Figura 4.5 - Circuito Extrator de Raiz Quadrada.

$$v_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_i^2 dt = \overline{v_i^2} \quad [\text{V}] \quad (4.11)$$

Nesse caso, o sinal de saída torna-se igual à média do sinal de entrada ao quadrado. Para que a integração seja eficiente deve-se fazer $\tau = R_5C \gg T_{max}$, sendo T_{max} o maior período do sinal a ser quadrado e integrado.

4.4.4 – Transistores Bipolares:

Deve-se fazer, ainda, uma observação em relação aos transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 . Esses transistores não podem ser quaisquer. Devem, primeiramente, ser casados em pares, isto é, $Q_1 \equiv Q_4$ e $Q_2 \equiv Q_3$, ou seja, todos os parâmetros internos desses componentes precisam ser iguais ou muito próximos. Além disso, as características logarítmicas desses componentes devem estar totalmente preservadas, isto é, as resistências de perdas internas, r_{BB} e r_E , em série com os terminais internos, B e E , dos componentes, devem ser desprezíveis. Componentes desse tipo são fabricados e vendidos comercialmente com o nome de pares supercasados (*supermatch pair*). Exemplos comerciais desses componentes são: *LM394* (*National Semiconductor*), *MAT02* (*Analog Devices*) e *PUMX1* (*Philips Semiconductors*). Transistores quádruplos (*Matched Monolithic Quad Transistor*), como o *MAT04* (*Analog Devices*), também estão disponíveis no mercado e podem ser usados nesse circuito.

4.5 – Circuito Extrator de Raiz Quadrada:

Assim como, através de computação analógica, é possível obter-se um sinal de saída proporcional ao quadrado de um sinal de entrada, também é possível a obtenção da raiz quadrada do mesmo. O circuito da Figura 4.5 executa essa função.

4.5.1 – Princípio de Funcionamento:

Tal como no circuito da Figura 4.4, são usados, no circuito da Figura 4.5, transistores casados em pares, isto é, $Q_1 \equiv Q_3$ e $Q_2 \equiv Q_4$, e suas características de transferência logarítmica são aproveitadas para, juntamente com o amplificador operacional OP_1 , extrair a raiz quadrada de sinais analógicos positivos. Uma corrente de referência é obtida a partir da tensão de alimentação negativa e vale:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{R_2} \cong \frac{V_{CC}}{R_2} \quad [\text{A}] \quad (4.12)$$

Essa corrente é fixa se $-V_{CC}$ for estável e livre de ondulações e ruídos. Sendo aproximadamente a corrente de coletor do transistor Q_2 , I_{ref} gera sobre ele, segundo a relação de Ebers-Moll, uma tensão $V_{BE_2} \propto V_t \ln(I_{ref})$.

Quando for aplicada na entrada uma tensão máxima, de fundo de escala, $v_{i(max)}$, a corrente I_i atingirá seu valor máximo igual a $I_{i(fs)}$ que vale:

$$I_{i(fs)} = \frac{v_{i(max)}}{R_1} \quad [\text{A}]$$

Essa corrente, injetada no coletor de Q_1 , gera sobre ele uma tensão $V_{BE1} \propto V_t \ln(I_{i(fs)})$. Por somatória de tensões de malha, tem-se que:

$$V_{BE_2} + V_{BE_1} = V_{BE_3} + V_{BE_4}$$

Como, nessa situação, as correntes de coletor de Q_3 e Q_4 valem $I_{o(fs)}$, pode-se escrever que:

$$V_t \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_S}\right) + V_t \ln\left(\frac{I_{i(fs)}}{I_S}\right) = 2V_t \ln\left(\frac{I_{o(fs)}}{I_S}\right)$$

\Rightarrow

$$\frac{I_{ref} I_{i(fs)}}{I_S^2} = \frac{I_{o(fs)}^2}{I_S^2}$$

\Rightarrow

$$I_{o(fs)} = \sqrt{I_{ref} I_{i(fs)}} \quad [\text{A}] \quad (4.13)$$

Quando a corrente na entrada varia, isto é, quando $I_i < I_{i(fs)}$, V_{BE2} permanece fixo porque é estipulado por I_{ref} , mas V_{BE1} varia em função da variação de I_i . A variação de V_{BE1} é, então, absorvida por Q_3 e Q_4 , resultando:

$$\Delta V_{BE_1} = \Delta V_{BE_3} + \Delta V_{BE_4}$$

Tem-se, portanto, para cada transistor:

$$V_t \ln\left(\frac{I_{i(fs)}}{I_i}\right) = 2V_t \ln\left(\frac{I_{o(fs)}}{I_o}\right) \Rightarrow I_o = I_{o(fs)} \times \sqrt{\frac{I_i}{I_{i(fs)}}}$$

Usando-se a Equação 4.13, tem-se que:

$$I_o = \sqrt{I_{ref} I_i} \quad [\text{A}] \quad (4.14)$$

As relações entre correntes e tensões no circuito são:

$$I_i = \frac{v_i}{R_1} \quad e \quad I_{ref} \cong \frac{V_{CC}}{R_2}$$

⇒

$$I_o = \sqrt{\frac{V_{CC}}{R_1 R_2}} \times \sqrt{v_i} \quad [\text{A}] \quad (4.15)$$

A Equação 4.15 evidencia a proporcionalidade entre a corrente de saída do circuito e a raiz quadrada da tensão de entrada, ou seja, $I_o \propto V_i^{0,5}$.

4.5.2 - Circuito:

Na Figura 4.5, o amplificador OP_2 é um conversor corrente/tensão, cuja saída vale:

$$V_o = R_6 \times \sqrt{\frac{V_{CC}}{R_1 R_2}} \times \sqrt{v_i} \quad [\text{V}] \quad (4.16)$$

Se, na Equação 4.16, o termo multiplicador for unitário, isto é, se $R_6 \times \sqrt{\frac{V_{CC}}{R_1 R_2}} = 1$, então:

$$v_o = \sqrt{v_i} \quad (4.17)$$

Normalmente, nesse tipo de aplicação, deve-se usar a resistência R_1 ajustável dentro de uma faixa de $\pm 10\%$ para que se obtenha um perfeito ajuste da tensão de saída, dada pela Equação 4.17. Como exemplo de projeto, pode-se usar: $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$; $R_1 = 1,5 \text{ M}\Omega \pm 10\%$; $R_6 = 100 \text{ k}\Omega$ e $I_{ref} = 150 \mu\text{A}$ ($R_2 = 100 \text{ k}\Omega$). A fonte $-V_{CC} = -15 \text{ V}$ deve ser superestável e livre de ondulações e ruídos. A resistência R_5 , que não influencia no desempenho do circuito, serve para proteger a saída de OP_1 contra excesso de corrente. Normalmente, $R_5 = 2 \text{ k}\Omega \sim 3 \text{ k}\Omega$. O resistor R_4 , juntamente com os diodos D_1 e D_2 , promove estabilidade térmica para I_{ref} , desde que a seguinte relação seja estabelecida: $R_4 = 3R_2$. Os diodos D_1 e D_2 devem ser de silício para pequenos sinais dos tipos *1N4148*, *1N914*, *1N457*, *BAW62*, etc., ou podem, ainda, ser constituídos de transistores duais ligados na configuração de diodo. O resistor R_3 serve para polarizar os diodos e absorver a diferença entre $I_{i(fs)}$ e $I_{o(fs)}$. Normalmente, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega \sim 2 \text{ k}\Omega$. O resistor R_2 pode ser substituído por uma fonte de corrente eletrônica de grande estabilidade. Nesse caso R_4 , D_1 e D_2 podem ser eliminados, mas o circuito torna-se bem mais complexo.

Para os transistores bipolares, valem as mesmas considerações feitas na Seção 4.4.4.

4.6 - Circuito Extrator de Valor Eficaz:

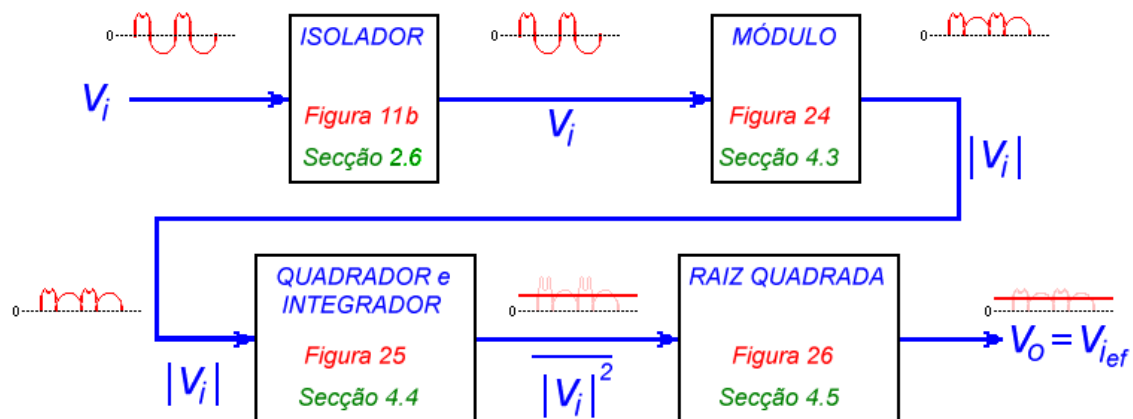


Figura 4.6 - Diagrama em Blocos de um Conversor RMS-DC.

Valores eficazes de sinais alternados podem ser extraídos, qualquer que seja a forma de onda do sinal, através de dispositivos de computação analógica. Normalmente, em voltímetros AC convencionais, valores eficazes de senóides podem ser lidos através de uma retificação de meia onda ou de onda completa, uma integração e um fator de correção de escala. Em voltímetros que leem valores eficazes verdadeiros (*True RMS*), o cálculo do valor eficaz é feito por computação analógica e o resultado é válido para qualquer forma de onda e qualquer frequência, dentro da faixa de atuação dos amplificadores operacionais envolvidos. O valor eficaz de um sinal qualquer vale:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad [\text{V}]$$

É, portanto, igual à raiz quadrada da média quadrática (*Root-Mean-Square*) do sinal de período T .

A sequência de operações de computação analógica que deve ser executada para se obter essa grandeza é mostrada na Figura 4.6. Segue-se a descrição de cada bloco:

4.6.1 – Isolador:

Esse circuito isola a entrada do restante do circuito. Apresenta ganho unitário, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. O circuito está mostrado na Figura 2.6b e foi descrito na *Secção 2.6*. Para que uma alta resistência de entrada seja obtida, deve-se usar $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ ou $R_{in} = 10 \text{ M}\Omega$ e amplificadores operacionais com *FET* 's nas entradas. O circuito trabalha tanto em AC quanto em DC.

4.6.2 – Retificador de Onda Completa:

Esse circuito estabelece o módulo ou o valor absoluto do sinal e foi descrito na *Secção 4.3*. O capacitor C , colocado como optativo na Figura 4.3, não deve ser usado neste caso.

4.6.3 – Circuito Quadrador:

Como foi descrito na *Secção 4.4*, esse circuito eleva o sinal de entrada ao quadrado. Se o capacitor C , colocado como optativo na Figura 4.4, for usado e $\tau = R_5C \gg T_{max}$, sendo T_{max} o maior período do sinal de entrada, então, além de ser elevado ao quadrado, o sinal será integrado, resultando:

$$v_o' = \frac{1}{T} \int_0^T |v_i|^2 dt$$

4.6.4 – Circuito Extrator de Raiz Quadrada:

Finalmente, o último bloco algébrico da sequência extrai a raiz quadrada do sinal e computa, portanto, o seu valor eficaz. A tensão de saída vale, então:

$$v_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |v_i|^2 dt} \quad [\text{V}]$$

O circuito que executa essa função foi descrito na *Secção 4.5* e mostrado na Figura 4.5.

4.6.5 – Circuito Prático de um Conversor RMS-DC:

Uma maneira mais compactada de se obter o valor eficaz de um sinal, sem precisar desenvolver toda a sequência de blocos da Figura 4.6, é através da implementação de um circuito multiplicador/divisor de um quadrante [10], como mostra a Figura 4.7. Esse circuito parte do seguinte princípio matemático:

$$v_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |v_i|^2 dt} = \sqrt{\overline{v_i^2}} \quad [\text{V}_{\text{ef}}]$$

E, portanto:

$$v_o = \frac{\overline{v_i^2}}{v_o} \quad [\text{V}_{\text{ef}}]$$

Conclui-se, então, que o valor eficaz de um sinal é igual à média de seu valor quadrático dividido por seu valor eficaz.

No circuito da Figura 4.7, o amplificador operacional OP_1 e os componentes passivos D_1 , D_2 , R_3 e R_4 , exercem a função de retificador de meia onda de precisão. Quando $v_i > 0$, a saída de OP_1 fica grampeada em $-0,6 \text{ V}$, o diodo D_1 entra em condução e o diodo D_2 fica cortado sendo, portanto, excluído do circuito. Nesse caso, $I_5 = I_6 = 0$ e, nos coletores dos transistores Q_1 e Q_3 , $I_{C1} = v_i/R_1$ e $I_{C3} = v_i/R_2$. Quando $v_i < 0$, a saída de OP_1 fica positiva, com uma tensão igual a $v_i + 0,6 \text{ V}$, o diodo D_1 fica cortado e excluído do circuito, e o diodo D_2 entra em condução.

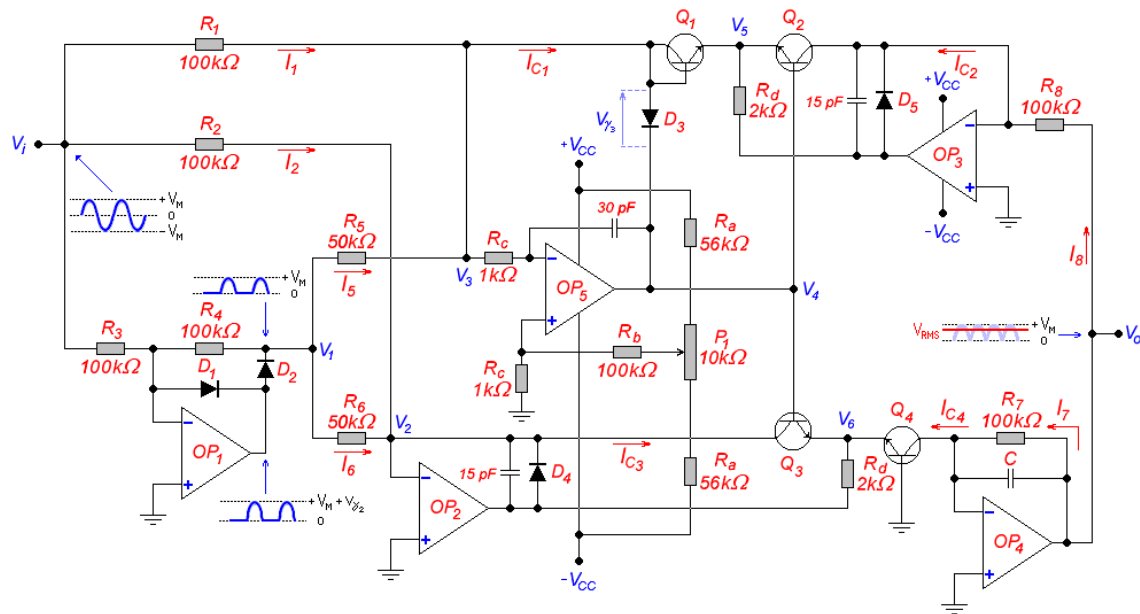


Figura 4.7 - Conversor RMS-DC.

Tem-se, então, que $V_1 = |v_i|$, $I_{C1} = -|v_i|/R_1 + |v_i|/R_5$ e, da mesma forma, $I_{C3} = -|v_i|/R_2 + |v_i|/R_6$. Como $R_1 = 2R_5$ e $R_2 = 2R_6$, conclui-se que, em qualquer situação, isto é, para $-V_M \leq v_i \leq +V_M$, tem-se que:

$$I_{C1} = \frac{|v_i|}{R_1} = \frac{|v_i|}{100k} \quad \text{e} \quad I_{C3} = \frac{|v_i|}{R_2} = \frac{|v_i|}{100k}$$

O amplificador operacional OP_1 e os componentes passivos D_1 , D_2 , R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 e R_6 , exercem, portanto, a função de retificador de onda completa de precisão, injetando correntes sempre positivas no multiplicador/divisor, qualquer que seja a polaridade do sinal de entrada.

O circuito multiplicador/divisor trabalha utilizando as características logarítmicas dos transistores bipolares. Partindo-se da base de Q_4 , lembrando-se que $V_3 = 0$ porque esse é um ponto de *terra virtual*, e executando-se a somatória de tensões na malha que contém os quatro transistores, tem-se que:

$$V_{BE4} - V_{BE3} + V_{BE2} - V_{BE1} = 0$$

⇒

$$V_{BE4} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE2}$$

Em transistores bipolares, vale a relação $I_C \propto \ln(V_{BE})$ e, então, se os transistores forem casados entre si, chega-se ao resultado:

$$\ln I_{C4} = \ln I_{C1} + \ln I_{C3} - \ln I_{C2}$$

Ou

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{I_{C2}}$$

Pela análise das malhas, de entrada de OP_3 e de realimentação de OP_4 , determina-se que:

$$I_{C2} = \frac{v_o}{R_8} = \frac{v_o}{100k} \quad \text{e} \quad I_{C4} = \frac{v_o}{R_7} = \frac{v_o}{100k}$$

Usando-se os valores de I_{C1} e I_{C3} , anteriormente determinados, e a equação do multiplicador/divisor, tem-se que:

$$v_o = \frac{|v_i|^2}{v_o}$$

O capacitor C , colocado na realimentação de OP_4 , funciona como integrador e, portanto, extrai o valor médio do sinal. Por isso, pode-se escrever que:

$$v_o = \frac{\overline{v_i^2}}{v_o}$$

O sinal de saída do circuito da Figura 4.7 possui, portanto, um valor virtualmente constante e igual ao valor da tensão eficaz do sinal de entrada, qualquer que seja ela, alternada ou contínua, desde que os limites máximos, estabelecidos por $\pm V_{CC}$ e pelas características estáticas e dinâmicas dos amplificadores operacionais, não sejam ultrapassados.

Os diodos D_3 , D_4 e D_5 , em condições normais, estão reversamente polarizados e não fazem parte do circuito. Servem, no entanto, para proteger a base de Q_1 e os coletores de Q_3 e Q_2 , respectivamente, contra excessos de tensão. Todos os diodos devem ser de chaveamento rápido, tipo $1N914$, $1N4148$ ou $BAW62A$, de junção de silício para pequenos sinais.

Os resistores R_c servem para proteger as entradas de OP_5 contra excesso de corrente e, também, não causam uma influência efetiva sobre o circuito.

Os resistores R_a , R_b e o potenciômetro miniatura P_1 servem para executar uma calibração precisa do circuito, eliminando possíveis descasamentos entre os transistores. Para isso, deve-se aplicar na entrada uma tensão $v_i = 10 V_{(DC)}$, perfeitamente conhecida, e ajustar P_1 para que $v_o = 10 V_{(DC)}$.

Os transistores, como foi comentado na *Seção 4.4.4*, devem ser casados em pares, isto é, $Q_1 \equiv Q_4$ e $Q_2 \equiv Q_3$, ou seja, todos os parâmetros internos desses componentes precisam ser iguais ou muito próximos. Além disso, as características logarítmicas desses componentes devem estar totalmente preservadas, isto é, as resistências de perdas internas, r_{BB} e r_E , em série com os terminais internos, B e E , devem ser desprezíveis. Transistores desse tipo são fabricados e vendidos comercialmente com o nome de pares supercasados (*supermatch pair*). Exemplos comerciais desses componentes são: $LM394$ (*National Semiconductor*) e $MAT02$ (*Analog Devices*). Transistores quádruplos (*Matched Monolithic Quad Transistor*), como o $MAT04$ (*Analog Devices*), também estão disponíveis no mercado e podem ser usados nesse circuito.

Os amplificadores operacionais devem ter resposta em frequências estendida. Se forem usados operacionais do tipo *LM318* ($GBP=15\text{ MHz}$ e $SR=50\text{ V}/\mu\text{s}$), por exemplo, a conversão *RMS-DC* será executada até 100 kHz , com erro máximo de 1% . A faixa útil de conversão, no entanto, será de 500 kHz , com erro máximo de 2% , para $v_{i(max)} = 20 V_{pk-pk}$.

O capacitor C , responsável pela integração do sinal, estabelece a mínima frequência de operação do circuito, em *AC*. Normalmente, esse capacitor deve possuir valores dentro faixa $1\ \mu\text{F} \leq C \leq 2,2\ \mu\text{F}$ e deve ser de baixa fuga interna. Capacitores de poliéster ou eletrolíticos de tântalo podem ser usados.

Os capacitores de 15 pF e de 30 pF dão estabilidade aos operacionais em altas frequências. A resistência de entrada do circuito é baixa para uso em instrumentação ($R_i \approx 33\text{ k}\Omega$). Para sanar esse problema, pode-se adicionar, em série com a entrada, um amplificador isolador de alta impedância de entrada, como mencionado na *Secção 2.6*.

4.6.6 – Conclusão:

Obtenção de valores eficazes de sinais quaisquer é um exemplo de como a computação analógica, através da aplicação de amplificadores operacionais, pode ser usada com eficiência e simplicidade, na prática. Os cinco blocos mostrados na Figura 4.7 formam um sistema de processamento não linear de sinais analógicos e têm um objetivo didático importante, pois podem ser implementados com componentes discretos e analisados em laboratórios de ensino de eletrônica. Para aplicações práticas, existem circuitos integrados comerciais dedicados a essa função que englobam, excetuando-se o capacitor C e o potenciômetro P_1 , todos os componentes do circuito da Figura 4.7. São chamados conversores de valor eficaz para *DC* (*true rms-to-dc converter*) e necessitam, para operarem, de poucos componentes passivos externos, ou seja, os resistores variáveis de ajuste de fundo de escala e, eventualmente, de ajuste de *offset*, e o capacitor C do integrador. Exemplos comerciais desses dispositivos são: *AD636*, *AD637*, *AD736*, *AD737* e *AD536A* (*Analog Devices*).

4.7 – Detector de Pico:

Picos de sinais aleatórios também podem ser detectados com a ajuda de amplificadores operacionais. A Figura 4.8 dá um exemplo desse tipo de aplicação. Os componentes OP_1 , D_1 e D_2 formam um retificador de meia onda idealizado, tal como OP_1 , D_1 e D_2 do circuito da Figura 4.3. A diferença é que, pela inversão de polaridade de D_1 e D_2 , os semiciclos positivos são retificados neste circuito. Enquanto $v_{o1} \geq v_C$, os diodos D_2 e D_3 são postos em condução e o capacitor C é carregado com a tensão $v_{i(max)} = V_M$. O diodo D_1 , durante esse evento, é polarizado reversamente e fica ausente do circuito.

Como o ganho global de tensão do circuito é igual à unidade, tem-se que: $v_o = v_C = v_{i(max)}$. Quando $v_i < v_{i(max)}$, o diodo D_1 entra em condução e os diodos D_2 e D_3 entram em corte, não permitindo que o capacitor C se descarregue. A máxima tensão da entrada é, então, memorizada na saída, configurando-se, assim, a detecção de pico. O resistor R_3 supre a corrente de fuga reversa de D_2 e aplica um potencial nulo sobre D_3 , durante os períodos de retenção de carga no capacitor, anulando sua corrente de fuga reversa. Se o resistor R_4 não for usado, isto é, se $R_4 = \infty$, os únicos caminhos de fuga de carga do capacitor são: a entrada não-inversora do operacional OP_2 e o próprio dielétrico do capacitor.

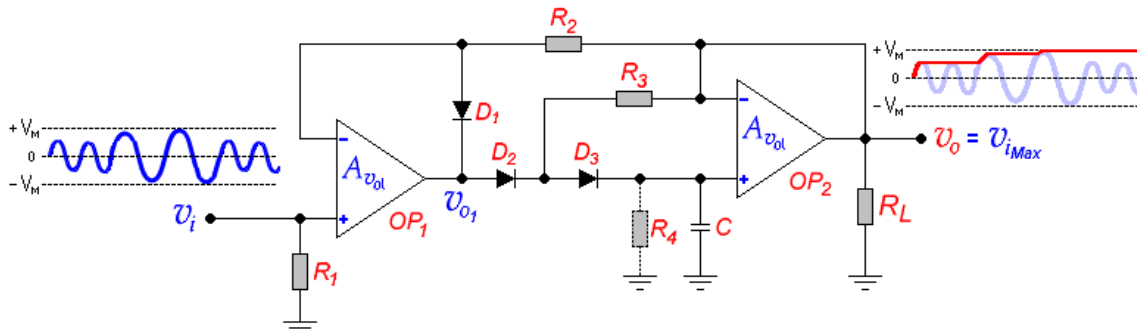


Figura 4.8 - Detector de Picos Positivos.

Se o operacional possuir entradas construídas com *FET*'s e o capacitor for de boa qualidade, a carga no capacitor ficará retida por muito tempo e o valor do pico do sinal de entrada ficará memorizado na saída. Para aplicações nas quais se deseja que a saída seja um detector de envoltória, isto é, acompanhe as variações dos picos da entrada, deve-se incluir o resistor R_4 , formando, com o capacitor, uma constante de tempo de descarga adequada para a aplicação dada ao circuito.

A resistência de entrada do detector é igual a R_1 e pode ser qualquer, incluindo $R_1 \rightarrow \infty$ quando se usa operacional com entradas construídas com *FET*'s.

A máxima frequência de operação do circuito vale:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi R_3 C_{j(D_2)}} \quad [\text{Hz}]$$

Onde $C_{j(D_2)}$ é a capacitância de junção do diodo D_2 .

O circuito da Figura 4.8 é um detector de picos positivos. Se for desejável a detecção de picos positivos e negativos, deve-se anteceder o detector com um retificador de onda completa como o da Figura 4.3, por exemplo.

Valores de componentes usuais para projetos são:

- Amplificadores Operacionais: *TLC071*, *TL051*, *TL052*, *LF351*, *LF353*, *CA3140*, *CA3240*, etc., todos com entradas construídas com *FET*'s.
- Diodos: *1N914*, *1N4148*, *1N4154*, *BAW62*, etc., todos de pequenos sinais e de alta velocidade.
- Capacitor: $1 \text{ nF} \leq C \leq 470 \text{ nF}$, de polipropileno, poliéster ou cerâmico. Capacitores eletrolíticos são inviáveis para esta aplicação.
- Resistores: $18 \text{ k}\Omega \leq R_2 \leq 22 \text{ k}\Omega$ e $470 \text{ k}\Omega \leq R_3 \leq 560 \text{ k}\Omega$.

A Figura 4.9 mostra as formas de onda de entrada e de saída típicas do circuito da Figura 4.8. Deve-se notar que, durante o período transitório inicial, picos com incidência rápida não são detectados pelo circuito.

Deve-se observar, ainda, que o circuito da Figura 4.8, com a adição de chaves eletrônicas comandadas por um sinal de relógio (*clock*), pode funcionar como um circuito de amostragem e retenção (*sample-and-hold*), muito usado na entrada de conversores *A/D*.

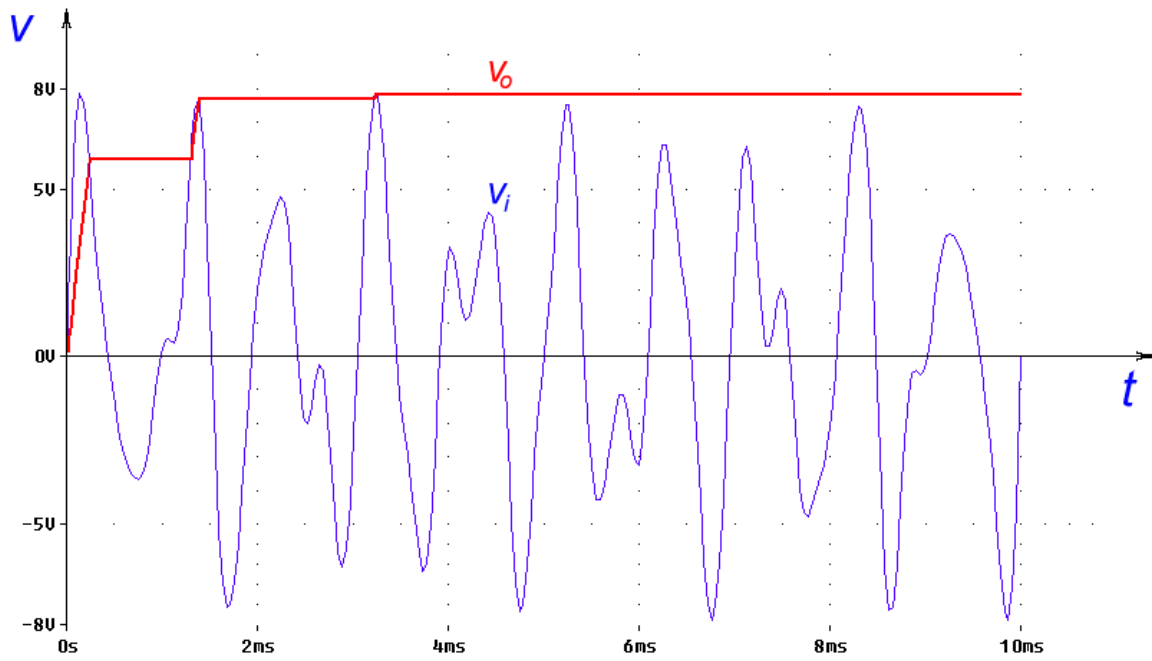


Figura 4.9 - Formas de Onda de Entrada e de Saída Típicas do Circuito da Figura 4.8.