



Escola Politécnica da USP
Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos

Eletrônica Analógica

Parte III

Prof. Dr. Diolino José dos Santos Filho
Prof. Dr. Newton Maruyama

São Paulo, Agosto de 2019

Índice

9. O Transistor como Fonte de Corrente	3
9.1 Recordando Fontes de Tensão	3
9.2 Projeto de Fontes de Corrente	6
9.3 Análise do comportamento do circuito	8
10. Circuitos Amplificadores Utilizando Transistores	10
10.1) Amplificador sem realimentação	10
10.2.) Aplificador com realimentação (bootstrap)	12
10.3) Amplificadores Diferenciais	14
11. Utilizando Amplificadores Operacionais	18
11.1 Características Básicas do Amp.Op.	18
11.2 Termos Relativos a Amp.Ops.	21
11.3 Circuitos Lineares com Amp.Ops.	23
11.3.1 Amplificador Não-Inversor	23
11.3.2 Seguidor de Tensão	24
11.3.3 Somador de Tensão	25
11.3.4 Diferenciador	27
11.3.5 Integrador	28
11.4 Filtros Ativos	30
11.4.1 Filro Ativo de primeira ordem	32
11.4.2 Filtro Ativo de ordem superior	33

9. O Transistor como Fonte de Corrente

Até o momento estudamos retificadores e reguladores com o objetivo de implementar-se fontes de tensão estabilizadas como uma forma de estudar o comportamento dos principais dispositivos eletrônicos em circuitos.

Neste sentido, este capítulo possui dois objetivos fundamentais: recordar a aplicação de dispositivos eletro-eletrônicos para o projeto de circuitos retificadores e reguladores para o projeto de fontes de tensão e, em seguida, estabelecer uma analogia para abordar o problema de projetar-se uma fonte de corrente.

9.1 Recordando Fontes de Tensão

Vamos fazer um exercício em que o objetivo é recordar os procedimentos básicos de projeto de circuitos analógicos em que se considerou como exemplo o projeto de fontes de tensão.

A) Qual o primeiro estágio? É um trafo? Explique o porquê e quais os tipos que podem ser aplicados associando a cada caso de retificador a ser implementado.

B) Considere agora o estágio do retificador. Quais as opções de implementação? Quais os prós e contras de cada caso? Faça um diagrama elétrico de cada tipo de retificador.

C) E o filtro capacitivo? Para que serve? Quais são os métodos (detalhe as simplificações que são adotadas) utilizados para o projeto?

D) O que significa dizer que o diodo zener pode ser utilizado como um elemento regulador? Faça um diagrama elétrico de cada um dos reguladores vistos, explicando seu funcionamento e em qual deles se aplica o conceito de realimentação de erro. Qual a diferença entre o transistor de sinal e o transistor de passagem utilizados nos reguladores? Estes transistores devem operar em que região?

9.2 Projeto de Fontes de Corrente

Observe o circuito da Fig. 9.1.

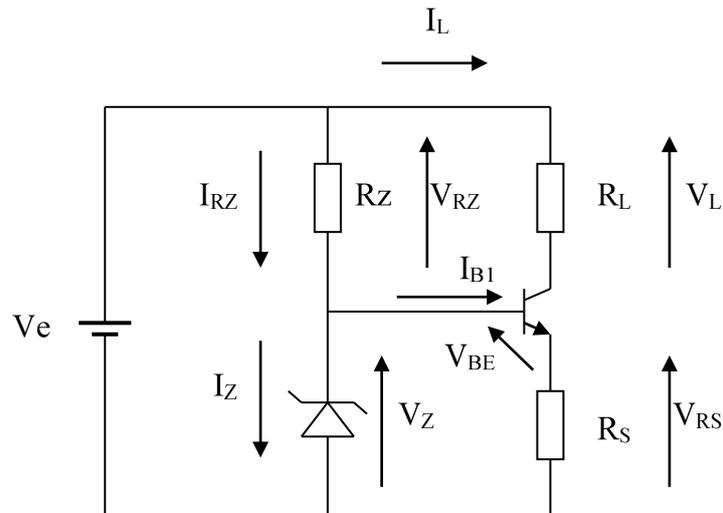


Fig. 9.1 Fonte de corrente

Neste circuito, há duas condições básicas para operação:

- Q1 deve manter-se na região linear.
- O Zener deve manter-se permanentemente ligado.

Baseado nestas hipóteses, o projeto desta fonte pode ser conduzido da seguinte forma:

A) Cálculo de R_S

Supondo que Q₁ e o Zener estejam de acordo com as hipóteses estabelecidas anteriormente têm-se:

$$V_{RS} = V_Z - V_{BE} \Rightarrow R_S \cdot I_L = V_Z - 0,7 \Rightarrow I_L = \frac{V_Z - 0,7}{R_S} \quad (9.1)$$

A partir de (9.1), escolhido um determinado R_S obtem-se uma corrente I_L regulada.

B) Cálculo de R_Z

O Zener deve manter-se ligado, ou seja,

$$I_{ZMIN} < I_Z < I_{ZMAX} \quad (9.2)$$

B1) I_{ZMIN}

$$\text{Pior caso} \Rightarrow \begin{cases} V_{EMIN} \\ e \\ I_{LMAX} \Rightarrow I_{B1MAX} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} I_Z &= I_{RZ} - I_{B1} \\ &= \frac{V_{RZ}}{R_Z} - \frac{I_L}{\beta} = \frac{V_{EMIN} - V_Z}{\beta} - I_{LMAX} / \beta \end{aligned} \quad (9.3)$$

$$\boxed{\therefore I_Z = (V_{EMIN} - V_Z) / R_Z - I_{LMAX} / \beta \geq I_{ZMIN}}$$

B2) I_{ZMAX}

$$\text{Pior caso} \Rightarrow \begin{cases} V_{EMAX} \\ e \\ I_{LMIN} \Rightarrow I_{B1MIN} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \therefore I_Z &= I_{RZ} - I_{B1} \\ &= \frac{V_{EMAX} - V_Z}{R_Z} - \frac{I_{LMIN}}{\beta} \end{aligned} \quad (9.4)$$

$$\boxed{\therefore I_Z = (V_{EMAX} - V_Z) / R_Z - I_{LMIN} / \beta \leq I_{ZMAX}}$$

A partir de (9.3) e (9.4) obtemos um intervalo de possíveis valores para R_Z .

9.3 Análise do comportamento do circuito

Voltando ao circuito básico da Fig. 9.2, vamos analisar porque se trata de uma fonte de corrente.

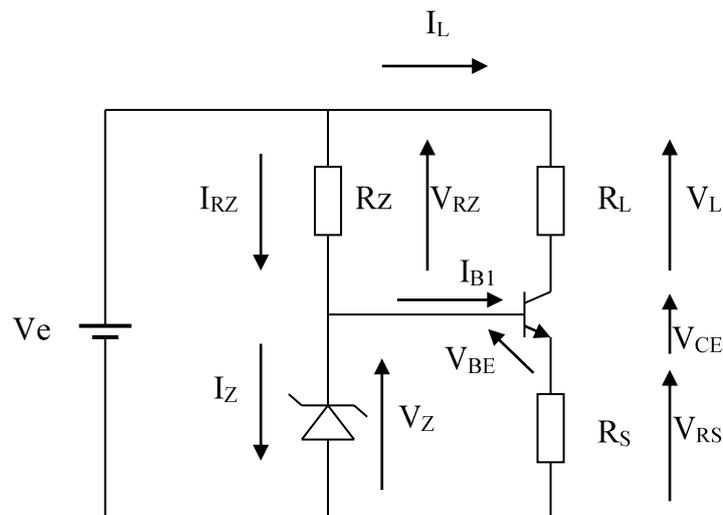


Fig. 9.2 Análise do comportamento da fonte de corrente

1. O que ocorre se variarmos R_L ?

- Uma vez que I_L é determinada a partir da tensão $V_Z - 0,7$ aplicada em R_S , não há variação desta corrente se variarmos R_L , desde que $Q1$ permaneça na região linear.
- Portanto, mesmo que R_L varie dentro de um determinado intervalo, a corrente I_L é constante.

2. Quais os limites de variação de R_L ?

- Em primeiro lugar $R_L = 0$ é possível, pois trata-se de uma fonte de corrente com I_L constante. Entretanto, é necessário verificar se para este caso o V_{CE} não se aproxima do valor de ruptura.

Portanto deve-se escolher um transistor com V_{CE} de ruptura $> V_{EMÁX}$.

- Quanto ao valor máximo de R_L , deve ser tal que não sature o transistor pois:

$$V_E = V_L + V_{CE} + V_{RS}$$

- devemos ter $V_{CE} > V_{CESAT}$, ou seja:

$$V_E - V_L - V_{RS} > V_{CESAT}$$

$$\text{pior caso} \begin{cases} V_{EMIN} \\ e \\ I_{LMÁX} \text{ (corresponde a } R_S \text{ min)} \end{cases}$$

$$\therefore V_{EMIN} - R_L \cdot I_{LMÁX} - R_{SMIN} \cdot I_{LMÁX} > V_{CESAT}$$

A partir desta expressão obtemos o valor máximo de R_L

A partir desta análise realizada é possível implementar-se modelos básicos de fontes de corrente.

10) Circuitos Amplificadores Utilizando Transistores

10.1) Amplificador sem realimentação

O conceito de amplificação básico de um circuito com amplificador é ilustrado pelo circuito a seguir da Fig. 10.1

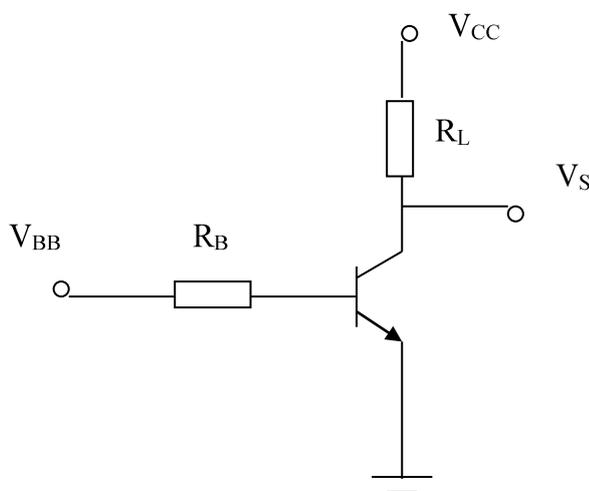


Fig. 10.1 Amplificador sem realimentação

A partir de uma pequena corrente de base I_B obtêm-se uma corrente de coletor amplificada da ordem de $\beta \cdot I_B$ que provoca uma tensão $V_L = R_C \cdot \beta I_B$ na carga R_L .

Para que este amplificador seja utilizado em casos práticos é necessário polarizar o transistor Q1 no ponto de trabalho Q (quiescente) e, a partir deste ponto, o circuito recebe pequenos sinais AC através da base que serão amplificados no coletor.

Para que o circuito que injeta os pequenos sinais I_B não interfira na polarização do ponto Q, realiza-se um acoplamento AC através de um capacitor que funciona como um filtro passa-alta, impedindo a interferência do circuito que recebe I_B com o circuito de amplificação.

A Fig. 10.2 ilustra a polarização do transistor no ponto quiescente.

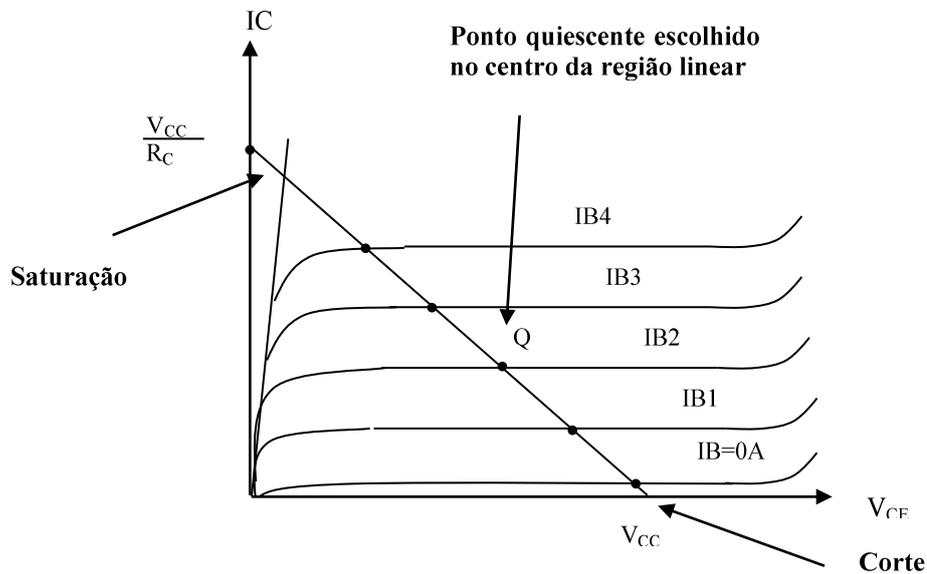


Fig. 10.2 Ponto quiescente

Observando-se a Fig. 10.2 têm-se:

- Q1 no corte $\Rightarrow I_C \cong 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$
- Q1 na saturação $\Rightarrow V_{CE} \cong 0 \Rightarrow I_C = V_{CC} / R_L$
- Escolhido o ponto $Q \Rightarrow$ obtem - se $I_{CQ} \Rightarrow$ obtem - se $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$

A partir de I_{BQ} e V_{BE} obtem - se um valor de R_B conveniente, supondo Q1 na região linear e, portanto ,

$$V_{BE} = 0,7, \text{ ou seja, } V_{BB} - 0,7 = R_B \cdot I_{BQ}$$

A grande limitação deste amplificador reside em dois fatores fundamentais:

- Não há imunidade a ruído, ou seja, pela base de Q1 pode entrar ruído que, por sua vez, será amplificado com o sinal I_B . Portanto, é fundamental acoplar-se filtros ativos adequados ao ambiente em que este circuito estiver incorporado.
- A outra questão refere-se ao problema de não haver realimentação e portanto, o ganho do amplificador está sujeito a variações de β e, portanto, da temperatura.

10.2.) Amplificador com realimentação (bootstrap)

Observe o circuito da Fig. 10.3.

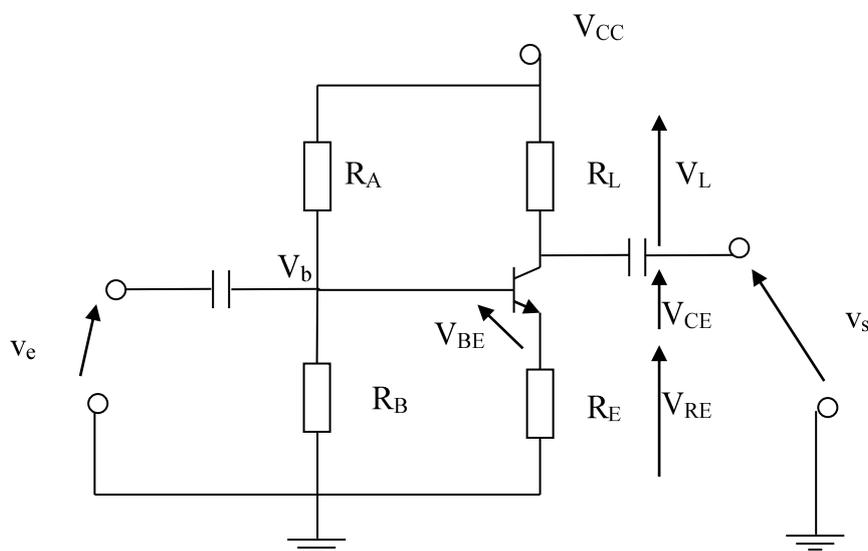


Fig. 10.3 Amplificador com realimentação

Neste amplificador realiza-se também um acoplamento AC. O problema de não haver realimentação que existia no circuito anterior foi resolvido, inserindo-se R_E , ou seja:

- Se I_E diminui, V_{RE} diminui. Mas $V_{BE} = V_B - V_{RE}$, ou seja, V_{BE} aumenta, causando um aumento em I_E .

- Da mesma forma, se I_E aumenta, V_{RE} aumenta, diminuindo V_{BE} , o que causa uma diminuição do I_E .

Uma alternativa para o dimensionamento de R_A, R_B e R_E , corresponde a traçar a reta de carga nas curvas $I_C \times V_{CE}$ do transistor. Para facilitar os cálculos, vamos adotar a seguinte metodologia de projeto:

A) Cálculo de R_E

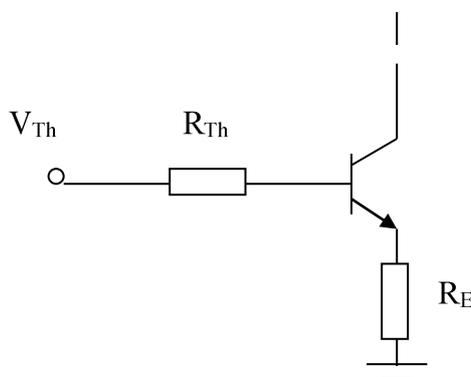
- Uma vez que R_E está em série com R_L e Q_1 , devemos adotar R_E pequeno para que não haja uma queda de tensão elevada nele, limitando o ganho de amplificador pois: $V_{CC} = V_{RL} + V_{CE} + V_{RE}$.
- Adotando-se o ponto Q como ponto médio, teremos $V_{CE} \cong 0,5 V_{CC}$. Portanto, resta $V_{CC}/2$ para compor V_{RL} e V_{RE} . Para não comprometer o ganho, utiliza-se uma aproximação de 10% de V_{CC} para R_{RE} , resultando:

$$V_{RE} = 0,1V_{CC} \Rightarrow V_{RL} = 0,4V_{CC} \quad (10.2)$$

- De (10.2) temos que $V_{RE} = I_{CQ} \cdot R_E$ e $V_{RL} = I_{CQ} \cdot R_L$, ou seja:

$$\boxed{R_L = 4R_E} \quad (10.3)$$

- Para alimentar a base Q_1 , aplicando Thevenin temos.



$$V_{TH} = V_{CC} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (10.4)$$

$$R_{TH} = R_A // R_B = R_A \cdot R_B / (R_A + R_B) \quad (10.5)$$

- Como a fonte de Thervenin enxerga uma carga $\beta_1 R_E$, para que tenhamos uma fonte estabilizadora, devemos ter:

$$R_{TH} \leq \frac{\beta R_E}{100}. \quad (10.6)$$

- A partir de (10.6) estima-se R_A e R_B adequados.

Trata-se portanto de um amplificador **classe A**, útil para amplificação de pequenos sinais.

10.3) Amplificadores Diferenciais

O problema que persistia no amplificador visto na seção anterior refere-se a falta de imunidade a ruído.

Para resolver este problema, principalmente quando se realiza o tratamento de sinais de baixa potência para implementação de circuitos de controle (computação analógica) opta-se por um circuito amplificador ilustrado na Fig. 10.4 a seguir.

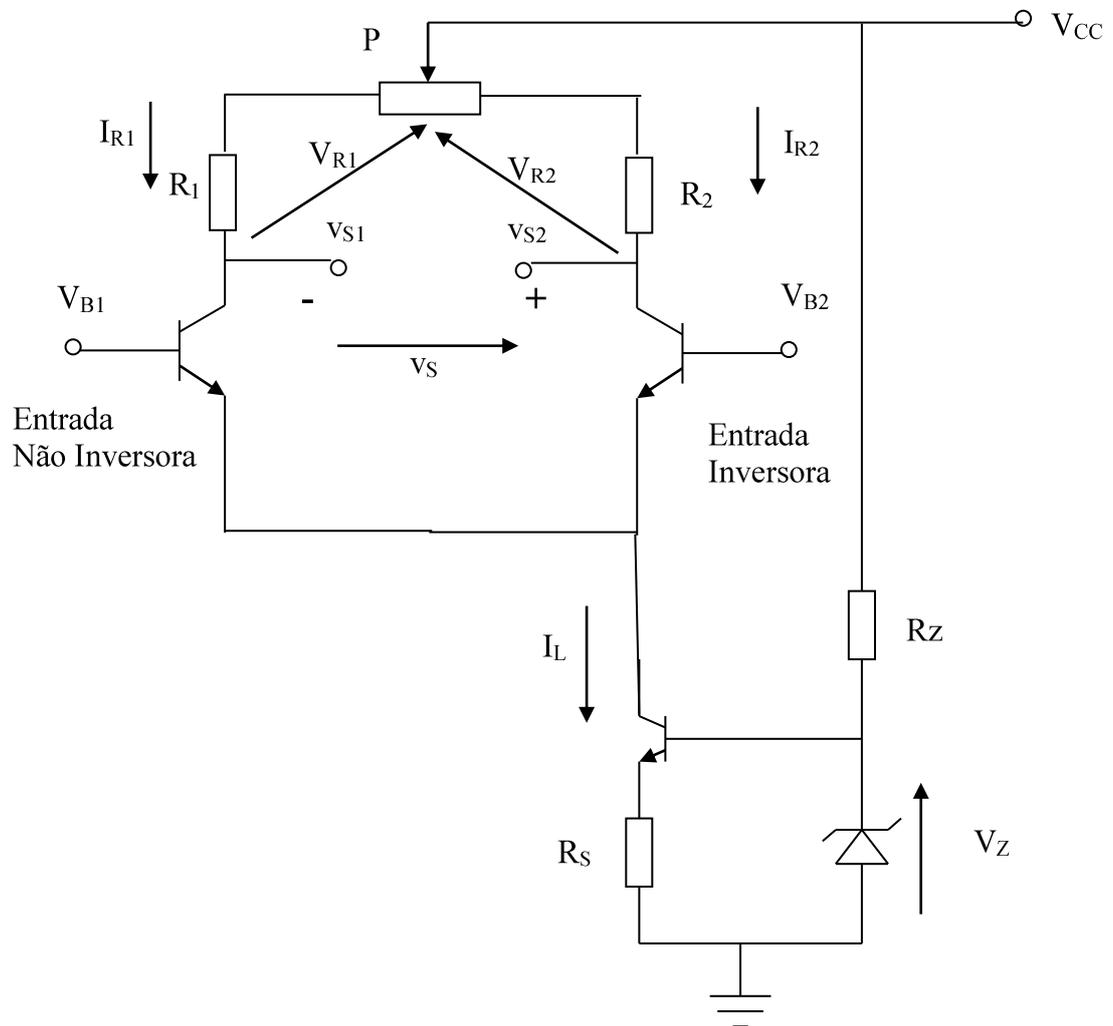


Fig. 10.4 Amplificador Diferencial

Este circuito representa um amplificador diferencial, alimentado por uma fonte de corrente.

No caso em que $V_{B1} = V_{B2} = 0$, ajusta-se o potenciômetro P para que se obtenha $I_{R1} = I_{R2} = I_L / 2$.

Feito isso, injetando-se sinais em V_{B1} e V_{B2} , podem ocorrer os seguintes casos:

1o.) $V_{B1} > V_{B2}$.

- se V_{B1} é maior, então I_{R1} será maior que I_{R2} .

- se $I_{R1} > I_{R2} \Rightarrow V_{R1} > V_{R2}$.

- mas $V_{S1} = V_{CC} - V_{R1}$ e $V_{S2} = V_{CC} - V_{R2}$

- portanto, $V_{S1} < V_{S2}$

- conclusão:

$$\text{se } V_{B1} > V_{B2} \Rightarrow I_{R1} > I_{R2} \Rightarrow V_{S1} < V_{S2}$$

2o) $V_{B1} = V_{B2}$

$$\text{se } V_{B1} = V_{B2} \Rightarrow I_{R1} = I_{R2} \Rightarrow V_{S1} = V_{S2}$$

3o) $V_{B1} < V_{B2}$

- de forma análoga ao primeiro caso, concluímos que:

$$\text{se } V_{B1} < V_{B2} \Rightarrow I_{R1} < I_{R2} \Rightarrow V_{S1} > V_{S2}$$

Se tomarmos como saída do amplificador v_S , conforme ilustra a Fig. 10.4 do circuito, teremos:

$$V_S = V_{S2} - V_{S1}$$

- Se fixarmos $V_{B2} = 0$ a saída V_S acompanha o sinal de entrada V_{B1} amplificando-o em fase. Por este motivo, esta entrada é denominada entrada não-inversora.
- Se fixarmos $V_{B1} = 0$ a saída V_S acompanha o sinal de entrada V_{B2} amplificando-o mas defasado de 180° . Por este motivo, esta entrada é denominada entrada inversora.

Como podemos observar, este amplificador amplifica diferenças entre os sinais V_{B1} e V_{B2} . Daí o nome amplificador diferencial.

A grande vantagem desta configuração está em apresentar uma boa imunidade a ruídos, pois se o ruído entrar pelas duas entradas, como apenas as diferenças são amplificadas, na maior parte do tempo, o ruído causaria apenas $v_{s1} = v_{s2}$ resultando em $v_s = 0$. Além disso o acoplamento é DC.

11. Utilizando Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais constituem uma classe de circuitos utilizados para as mais diversas atividades em virtude de sua versatilidade, baixo custo e características elétricas que apresenta. Baseado nisto, é largamente empregado na área de Instrumentação e Controle de Servomecanismos, e também na implementação de complexos circuitos de simulação analógica permitindo a realização de computação analógica.

O Objetivo deste capítulo é apresentar as características básicas de um Amplificador Operacional e os circuitos fundamentais em que este elemento é aplicado.

11.1 Características Básicas do Amp.Op.

Um amplificador Operacional (abreviadamente, Amp.Op.) "ideal" é um amplificador com:

- ganho de tensão diferencial infinito (amplifica diferenças de tensão),
- impedância de entrada infinita e
- impedância de saída zero.

A vantagem de considerar-se esta idealização é que, partindo dela, várias propriedades importantes dos Amp. Ops. são facilmente deduzidas. Embora os Amp. Ops. reais não apresentem exatamente estas características, o funcionamento em circuitos práticos aproxima-se do ideal com bons resultados.

Os Amp. Ops. são simbolicamente representados de acordo com a Fig. 11.1.

- A_d representa o ganho diferencial, ou seja, $V_S = A_d(V_+ - V_-)$
- No Amp.Op. ideal, A_d é infinito.

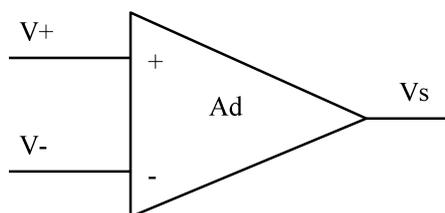


Fig. 11.1 Símbolo do Amplificador Operacional

As principais características dos Amp. Ops. podem ser entendidas a partir da análise de um circuito denominado Amplificador Inversor. A Fig. 11.2 apresenta esse circuito.

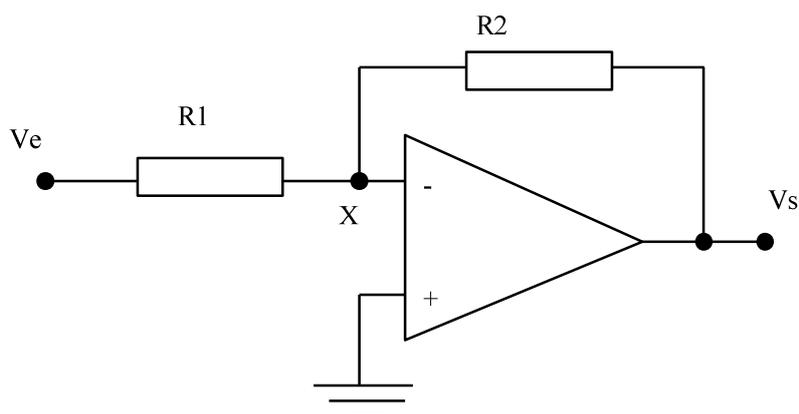


Fig. 11.2 Circuito do Amplificador Inversor

Considerando-se que o Amp.Op. é ideal podemos concluir que:

- Desde que o ganho é infinito, a diferença de tensão $V_+ - V_-$ deve ser zero, a fim de que a saída não tenda a infinito¹. Portanto, se o valor de V_+ é zero, o valor de V_- é, conseqüentemente, zero. Pode parecer estranho que V_- seja mantida zero apenas porque o ganho é infinito. Na verdade, o Amp.Op. atua na saída de

¹ É interessante salientar que os Amp.Op. reais devem ser alimentados por uma fonte externa de +Vcc e -Vcc. Portanto, tensões infinitas na saída nunca podem ser alcançadas, ocorrendo na verdade o fenômeno de saturação do amplificador, que limita a saída em um valor máximo próximo a $\pm V_{cc}$. Nesta situação o amplificador deixou de operar na região linear. Nesta experiência, deteremo-nos ao estudo de circuitos lineares com amp.op. em que não há saturação.

forma que o valor de V_- seja mantido zero. A chave da questão está na realimentação negativa que existe entre o valor de V_s e V_e . Caso V_e suba, V_s instantaneamente desce a um valor tal que V_- seja zero.

- Desde que a entrada do Amp.Op. tem impedância infinita, nenhuma corrente é drenada nos terminais de entrada.

Tomemos o divisor resistivo formado por R_1 e R_2 , ilustrado na Fig. 11.3 A tensão no ponto X é:

$$V_x = V_e + \frac{(V_s - V_e)R_1}{R_2 + R_1} \quad (11.1)$$

A tensão do ponto X, no caso do circuito inversor, é igual a V_- , ou seja, zero. Portanto:

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (11.2)$$

Por este motivo, para esta configuração, o ponto x é denominado “terra virtual”.

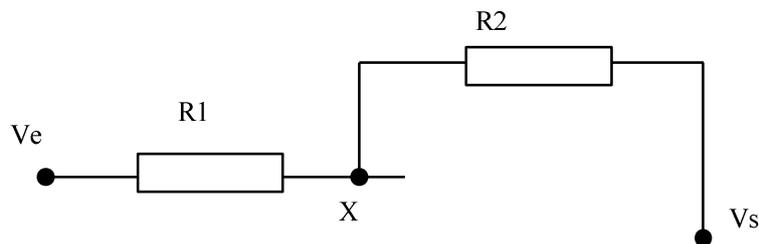


Fig. 11.3 Divisor de tensão no Amp. Inversor

A tensão de saída será, portanto, igual à tensão de entrada multiplicada por um ganho $-\frac{R_2}{R_1}$. Este ganho é denominado ganho de malha fechada (o resistor R2 realiza uma realimentação negativa no amplificador) e é negativo (R1 conecta o sinal de entrada à entrada inversora do Amp.Op.). Por isso, o circuito é denominado Amplificador Inversor.

A utilização de Amp. Ops. reais modifica um pouco a análise anterior. Neste caso, a corrente drenada pelas entradas não é zero, portanto, a expressão 11.1 não deveria ser válida. Entretanto, em Amp.Ops. reais, a corrente drenada pelas entradas é tão baixa que a expressão 11.1 pode ser adotada sem problemas. O mesmo ocorre em relação ao ganho: como o ganho real não é infinito, a tensão V_- não é exatamente zero; seu valor, porém, é tão baixo que pode ser considerado zero.

Os circuitos lineares fundamentais que se utilizam de Amp.Ops. sempre se valem das características acima esboçadas.

11.2 Termos Relativos a Amp.Ops.

Alguns termos são comumente usados para caracterizar um Amp.Op. real.

- **Voltagem de Offset de Entrada**

É a voltagem que deve ser aplicada na entrada, ou seja, $V_+ - V_-$, para que a saída seja zero. No Amp.Op. ideal, este valor deve ser zero.

- **Corrente de Offset de Entrada**

É a corrente drenada pelas entradas, ou seja, $I_+ - I_-$, quando a saída é zero. esse valor é idealmente zero.

- **Razão de Rejeição de Modo Comum (CMMR)**

É a razão entre o ganho diferencial A_d e o ganho comum A_c . O ganho comum é o ganho obtido quando se aplica a mesma tensão às duas entradas simultaneamente. Idealmente, o valor deste ganho é zero.

- **Resistência de Entrada**

No Amp.Op. ideal., é infinita; para Amp.Ops. reais, assume valores finitos porém bastante altos (da ordem de $M\Omega$).

- **Máxima Excursão de Saída**

É o máximo valor que a saída pode assumir sem saturação com entrada constante.

- **Ganho de Voltagem**

É o valor de A_d .

- **Banda de Potência Total**

É a máxima frequência na qual a máxima excursão de saída ainda é obtida. Para frequências maiores, o Amp.Op. real não consegue ter a mesma excursão de saída. Idealmente, esta banda de frequências deveria ser infinita.

- **Banda de Ganho Unitário**

À medida que a frequência do sinal de entrada aumenta, o ganho A_d do Amp.Op. real tende a diminuir. O valor de frequência para o qual este ganho é unitário determina a banda de ganho unitário.

- **Slew Rate**

É a máxima taxa de variação de voltagem de saída. Um slew rate 10 V/ μ seg para um determinado Amp.Op. significa que, para este Amp.Op., é impossível variar o valor da saída em mais de 10 V a cada 1 μ seg.

11.3 Circuitos Lineares com Amp.Ops.

Apresentamos uma série de circuitos com Amp.Ops. que, juntamente com o Amplificador Inversor já apresentado, são básicos para o entendimento dos circuitos a Amp.Op. lineares.

11.3.1 Amplificador Não-Inversor

A Fig. 12.4 mostra um circuito de amplificação com uso de realimentação negativa, denominado Amplificador Não-Inversor. Nesse caso, a tensão no ponto X é (com as mesmas hipóteses anteriormente mencionadas na consideração do Amplificador Inversor):

$$V_x = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

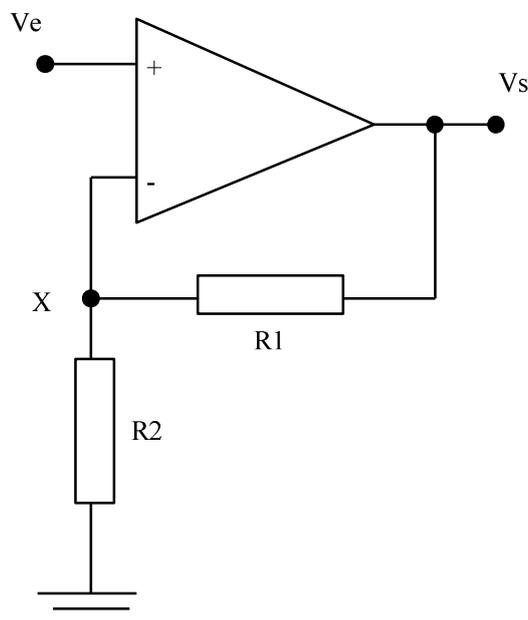


Fig. 11.4: Circuito do Amplificador Não-Inversor

A tensão no ponto X (igual a V_-) será igual à tensão V_+ para operação em modo linear.

Observando-se ainda que $V_+ = V_e$, temos:

$$V_e = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_e \Rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_e$$

O ganho de malha fechada é, portanto, positivo e sempre maior que 1.

11.3.2 Seguidor de Tensão

A Fig. 11.5 mostra um circuito cuja característica é apresentar na saída, a mesma tensão aplicada em sua entrada (amplificador com ganho unitário). A característica interessante do circuito é a diferença de impedância de entrada e saída: Enquanto a impedância de entrada é altíssima (idealmente infinita), a impedância de saída é baixíssima (idealmente zero)

Concluir que este é um amplificador de ganho unitário é simples:

- note que $V_- = V_S$;
- supondo o circuito operando na região linear, $V_- = V_+$ e
- note que $V_+ = V_e$.

As três expressões acima indicam que $V_S = V_e$

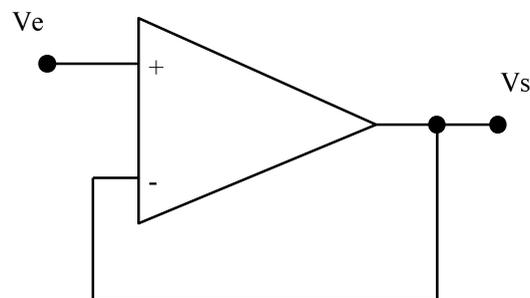


Fig. 11.5: Circuito do Seguidor de Tensão

11.3.3 Somador de Tensão

A Fig. 11.6 mostra um circuito cuja finalidade é somar um número arbitrário de valores de tensão. Na figura, estão indicadas apenas três tensões de entrada, V_{e1} , V_{e2} , e V_{e3} . Nesse caso, a exemplo do Amplificador Inversor, $V_+ = V_X = 0$. Ao fato de termos V_X igual a zero, denominamos *Terra Virtual*, que é um conceito importantes em circuitos com Amp.Ops.

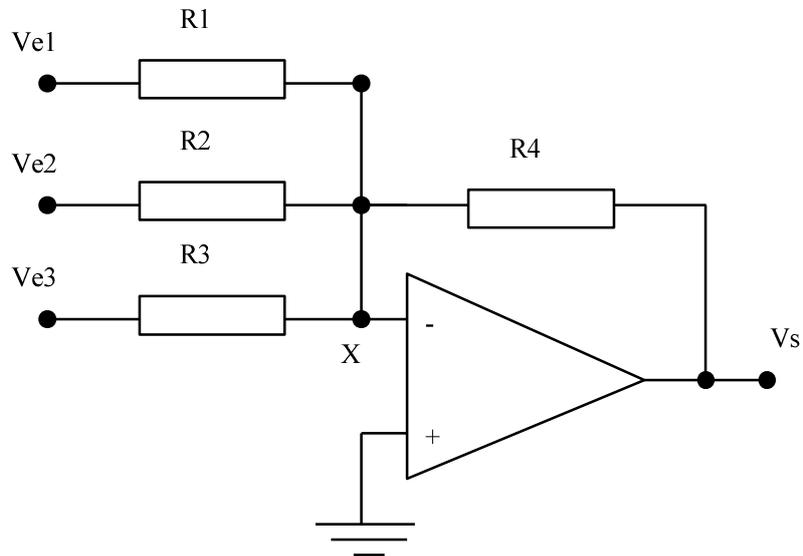


Fig. 11.6: Circuito do Somador de Tensões

Considerando V_X igual a zero, podemos analisar a malha formada pelas resistências, ilustrada na Fig. 11.7 Temos:

$$\frac{V_s}{R_4} = -\left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3}\right)$$

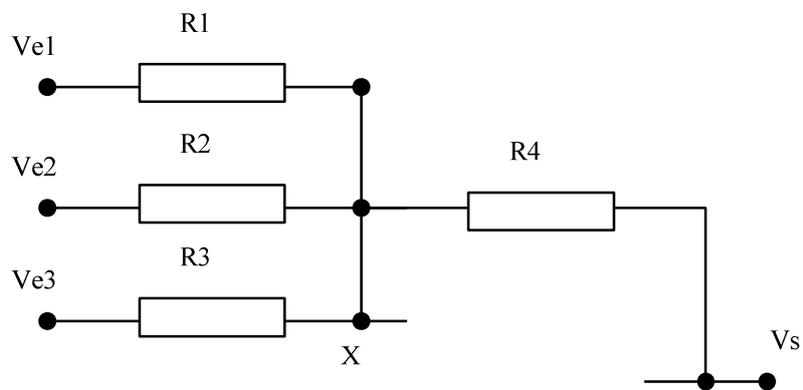


Fig. 11.7: Malha de Resistências no Circuito Somador

Portanto:

$$V_s = R_4 \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3} \right)$$

Se todas as resistências forem iguais, então $V_s = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$. Desta forma tem-se um somador analógico.

11.3.4 Diferenciador

A Fig. 12.8 mostra um circuito cuja finalidade é produzir um sinal de saída proporcional à derivada do sinal de entrada.

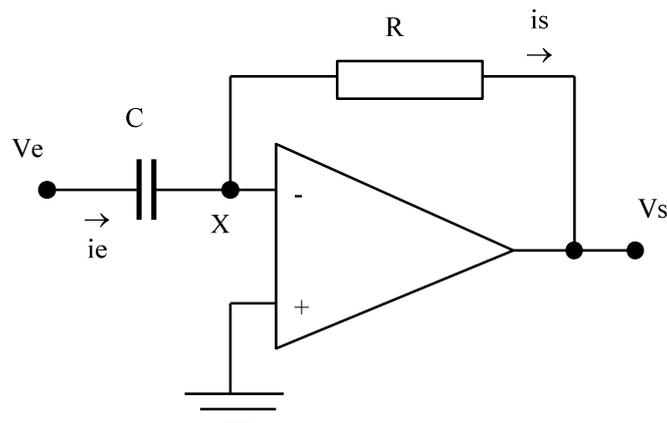


Fig. 11.8: Circuito Diferenciador

A dedução da relação entre V_e e V_s é bastante simples:

- O ponto X é um terra virtual. Portanto vale a relação entre correntes $i_e = -i_s$.
- A corrente i_s vale V_s/R
- A corrente i_e vale $C \frac{dV_e}{dt}$ (corrente no capacitor capacitor).

Portanto:

$$V_s = RC \frac{dV_e}{dt}$$

Existem problemas práticos que interferem no uso de um diferenciador construído dessa forma.. Uma vez que qualquer variação rápida na tensão de entrada resulta em um sinal de grande amplitude na saída, o circuito pode oferecer níveis altos de tensão a partir de ruído (térmico, por exemplo) na entrada. Por isso, uma construção real de circuitos para diferenciação utiliza alguns capacitores adicionais para "filtrar" a presença de ruídos e variações de alta frequência antes que este sinal seja de fato diferenciado.

Desta forma, tem-se o circuito de um diferenciador analógico.

É importante observar que o fato do sinal de saída ser proporcional à derivada do sinal de entrada indica que esta configuração tende a amplificar de forma mais acentuada sinais que variam mais rapidamente no tempo (derivada maior) e, portanto, comporta-se como um circuito que tende a valorizar os sinais de alta frequência, configurando-se desta forma o comportamento de um “*filtro passa alta*”. Este assunto será visto em maiores detalhes nas próximas seções.

11.3.5 Integrador

A Fig. 11.9 mostra um circuito com finalidade inversa ao anterior, ou seja, produzir a integral do sinal de entrada. A análise feita no item anterior pode ser repetida:

- $i_e = -i_s$
- $i_e = V_e/R$
- $i_s = C \frac{dV_s}{dt}$

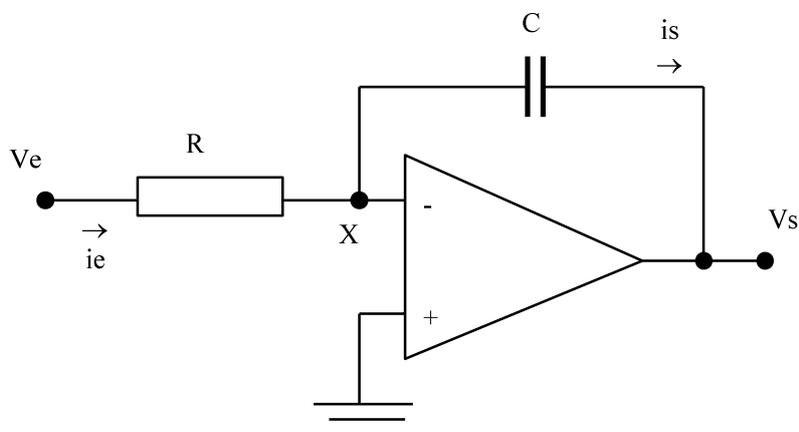


Fig. 11.9: Circuito do Integrador

Portanto:

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt$$

Os integradores podem apresentar alguns problemas também quando implementados. Uma vez que a integral de uma função contínua genérica do tipo $f(t) = A$ é uma rampa do tipo $A.t$, se um sinal alternado qualquer possuir uma componente contínua, desta natureza, o amplificador pode ser levado à condição de saturação uma vez que a amplitude do sinal na saída cresce linearmente com o tempo. Portanto, comumente utiliza-se capacitores de acoplamento AC para contornarem este tipo de problema.

Desta forma, tem-se o circuito de um integrador analógico.

Analogamente ao que foi discutido na seção anterior É importante observar que o fato do sinal de saída ser proporcional à derivada do sinal de entrada indica que esta configuração tende a amplificar de forma mais acentuada sinais que variam mais rapidamente no tempo (derivada maior) e, portanto, comporta-se como um circuito que tende a valorizar os sinais de alta frequência, configurando-se desta forma o comportamento de um “*filtro passa alta*”. Este assunto será visto em maiores detalhes nas próximas seções.

11.4 Filtros Ativos

Um filtro é um circuito cuja função é deixar passar sinais com uma certa faixa de frequências, rejeitando (ou atenuando) as outras frequências fora dessa faixa. A Fig. 11.10.a mostra uma forma de construir um filtro passivo tipo passa-baixas. Dependendo dos capacitores utilizados, podemos dizer que para frequências baixas as reatâncias capacitivas são muito grandes e, portanto, a tensão aplicada na entrada do filtro é transferida para a saída. Este fato torna-se evidente a partir do momento em que se recorda a relação a seguir:

$$X_c = \frac{1}{j.\omega.C}, \text{ onde } \omega=2.\pi.f$$

Por sua vez, para frequências altas, as reatâncias capacitivas reduzem de valor enquanto que as reatâncias indutivas aumentam de valor, uma vez que estas são calculadas por:

$$X_L = j.\omega.L$$

Logo, a tensão aplicada à entrada do filtro não passa para a saída. A Fig. 11.10.b mostra como o ganho de tensão de um filtro varia com a frequência. A frequência de corte f_c é a frequência em que o ganho de tensão cai para $\frac{1}{\sqrt{2}}$ do valor do ganho em frequências em que a resposta é plana.

Como as grandezas envolvidas na análise de filtros envolvem diferenças numéricas muito grandes entre valores de ganhos e frequências, é conveniente adotar uma relação logarítmica na apresentação desses parâmetros. O ganho de tensão ou de potência é medido em decibéis (dB) e é definido conforme a relação a seguir:

$$AdB = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_e} \right) = 20 \log \left(\frac{I_o}{I_e} \right)$$

Para a apresentação de potência em dB, por ser o produto entre a tensão e a corrente, deve ser utilizada a relação:

$$PdB = 10 \log \left(\frac{P_o}{P_e} \right)$$

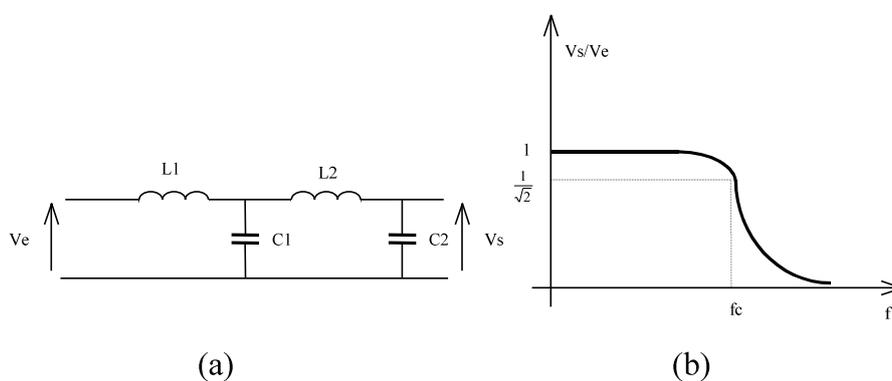


Fig. 11.10 a) Filtro: passa-baixas passivo b) Atenuação em função da frequência

Conforme foi descrito anteriormente a frequência de corte de um filtro é definida como a frequência em que o ganho cai para $\frac{1}{\sqrt{2}}$ do valor do ganho em frequências muito baixas. Isto equivale a dizer que o ganho cai 3dB, ou que a potência do sinal cai para a metade.

Os filtros passivos em geral requerem a presença de um indutor que é um componente pesado, caro e difícil de se obter comercialmente. Geralmente os indutores devem ser projetados e enrolados por quem deseja utilizá-los. Outro fator importante é que os filtros passivos não permitem ganho em tensão (efetua apenas atenuação). Além disso eles possuem uma perda resistiva interna, denominada perda de inserção, pois os indutores e capacitores não são componentes ideais. Para evitar esses inconvenientes, são utilizados os filtros ativos no processamento de sinais, devido à facilidade de projeto. Um filtro ativo é em geral um amplificador operacional aliado à uma rede resistiva e capacitiva implementando a filtragem requerida.

11.4.1 Filtro Ativo de primeira ordem

A Fig. 11.11.a mostra um filtro ativo de primeira ordem, que é assim denominado por possuir um pólo em sua função de transferência entre a entrada e a saída (ou seja, é representado por uma equação diferencial de primeira ordem). O pólo é igual à constante RC no circuito, e a taxa de decaimento do ganho de tensão, após a frequência de corte, é de 20dB/década. O ganho de malha aberta do filtro e a frequência de corte deste filtro são dados pelas relações:

$$A_d = \frac{R_1}{R_2} = +1$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

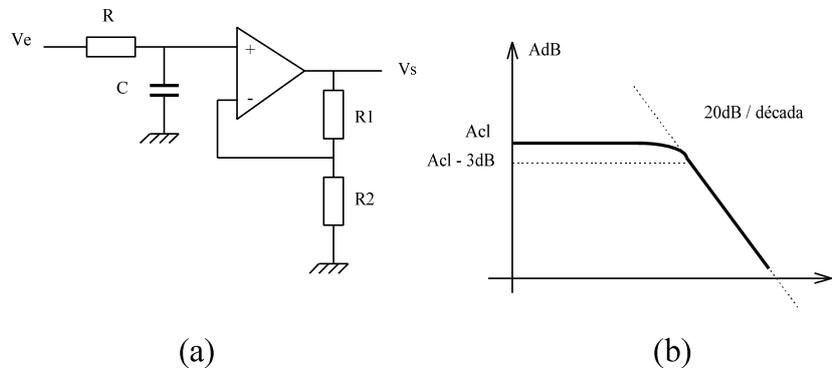


Fig. 11.11: a) Filtro passa-baixas de primeira ordem
 b) Atenuação em função da frequência.

11.4.2 Filtro Ativo de ordem superior

O filtro da Fig. 11.12.a é chamado de filtro passa-baixas de segunda ordem devido ao fato da função de transferência entre entrada e saída possuir dois pólos (ou seja, o filtro é modelado por uma equação diferencial de segunda ordem), resultando em uma taxa de decaimento do ganho de tensão após a frequência de corte de $40\text{dB}/\text{década}$. No circuito da Fig. 11.12.a em baixas frequências, ambos os capacitores se comportam idealmente como tendo alta impedância, assim o circuito funciona como amplificador com o ganho

dado pela relação $A_{cl} = \frac{R_1}{R_2} + 1$.

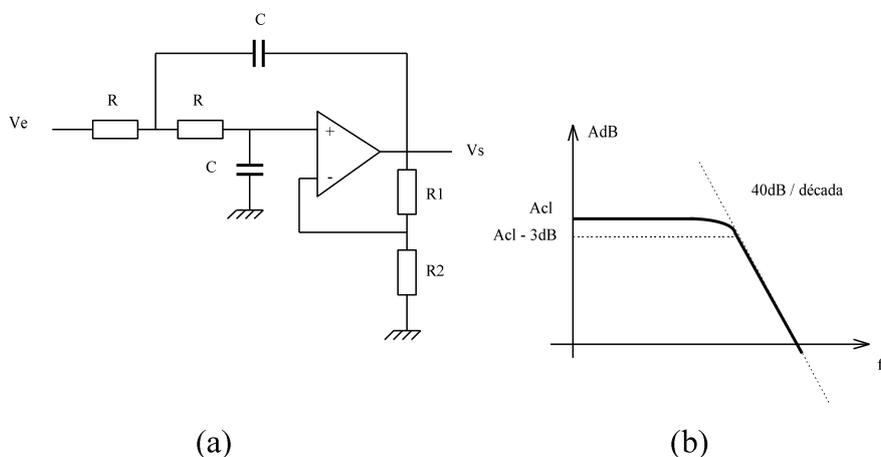


Fig. 11.12: a) Filtro passa-baixas de segunda ordem
 b) Atenuação em função da frequência.

Conforme a frequência aumenta, o ganho decresce. O ponto de 3dB de queda de ganho é a frequência de corte indicada na equação $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$.

Uma análise matemática para esse filtro revela que o ganho em malha fechada $A_d = 1,586$ é um valor crítico, equivalendo ao comportamento crítico da equação diferencial. Para o ganho de 1,586 a resposta obtida para a banda de passagem será a mais plana possível ("flat response"); isso é conhecido por Resposta Butterworth ou Resposta Maximamente Plana, sendo por esse motivo uma das mais populares. Como o ganho de tensão em malha fechada deve ser 1,586, a equação $R_1 = 0,586R_2$ mostra a relação entre R_1 e R_2 para Resposta Butterworth.

Quando se faz necessária uma atenuação maior, ainda é possível projetar uma célula de filtro de terceira ordem, mas em geral não é recomendável utilizar-se um circuito com amplificador operacional para filtros de ordem superior, pois se pode ter instabilidade devido ao número excessivo de pólos e zeros interagindo.

Em geral utilizam-se várias seções de no máximo dois pólos. A Tabela 11.1 fornece os ganhos de tensão para se construir filtros Butterworth passa-baixas. O filtro de um pólo tem A_d opcional. Um filtro de dois pólos necessita de um ganho de 1,586, como

discutido anteriormente. Um filtro de três pólos requer duas seções, a primeira sendo um filtro de um pólo com um A_d opcional e a segunda um filtro de dois pólos com um A_d de 2, e assim por diante.

Tabela 11.1: Ganhos para os filtros Butterworth

Polos	Taxa de Dec.	1ª Seção	2ª Seção	3ª Seção
1	20dB	Opcional		
2	40dB	1,586		
3	60dB	Opcional	2	
4	80dB	1,152	2,235	
5	100dB	Opcional	1,382	2,382
6	120dB	1,068	1,586	2,482