



Circuitos Elétricos I

Colaboradores: Joe Ferreira Scholtz e Pedro Rodrigues de Lima

15 de Maio de 2020

Sumário

1	Prefácio	4
1.1	Comentários	4
2	Introdução	5
2.1	Elementos e Relações Volt-Ampère	5
2.1.1	Elementos Passivos	5
2.1.2	Elementos Ativos Independentes	5
2.1.3	Elementos Controlados	6
2.1.4	Instrumentos	6
2.2	Leis de Kirchhoff	7
2.2.1	Lei de Kirchhoff das Correntes	7
2.2.2	Lei de Kirchhoff das Tensões	7
2.3	Outros Conceitos Básicos	7
2.3.1	Associação em Série	7
2.3.2	Associação em Paralelo	8
2.3.3	Transformação $\Delta - Y$	9
2.3.4	Linearidade	9
2.3.5	Superposição em Circuitos Elétricos	10
2.3.6	Funções Singulares	10
2.3.7	Unidades de Medida	13
2.3.8	curto circuito e Circuito Aberto	13
2.3.9	Teorema da Reciprocidade	14
3	Circuitos Não Reativos	15
3.1	Operações básicas	15
3.1.1	Divisor de Tensão	15
3.1.2	Divisor de Corrente	15
3.1.3	Equivalente de Thévenin e Equivalente de Norton	16
3.1.4	Transformação de Fonte	19
3.1.5	Equivalente Thévenin/Norton com fontes controladas	21
3.1.6	Explosão de Fonte	25
3.1.7	Balanço de Potência	28
3.2	Notação Potencial	30
3.3	Diodos	31
3.3.1	Diodos Ideais	31
3.4	Amplificador Operacional Ideal	32
3.4.1	Configuração Inversora	33
3.4.2	Configuração Não Inversora	33
3.4.3	Configuração Seguidor de Tensão	34
3.4.4	Configuração Somador de Tensão	34
3.4.5	Configuração Amplificador de Diferenças	35
3.4.6	Ganho finito em malha aberta	35
3.5	Quadripolos	35
3.5.1	Parâmetros r	36
3.5.2	Parâmetros y	36
3.5.3	Parâmetros h	36
3.5.4	Parâmetros g	37
3.5.5	Parâmetros ABCD	37
3.5.6	Resolução de Quadripolos	38
3.5.7	Associação de Quadripolos	38

4	Circuitos Reativos	42
4.1	Resolução por Equações Diferenciais Ordinárias Lineares a Coeficientes Constantes .	42
4.1.1	Equacionamento	42
4.1.2	Condições Iniciais em Resposta ao Estado Zero	43
4.1.3	Resposta Natural	44
4.1.4	Resposta Forçada	45
4.1.5	Resposta Completa	45
4.1.6	Exemplos	46
4.1.7	Elementos Reativos com Condições Iniciais: Resposta à Entrada Zero não nula	46
4.1.8	Métodos clássicos de resolução, utilizando unicamente lei das malhas ou uni- camente lei dos nós	46
4.2	Elementos Reativos no domínio Frequência	46
4.3	Diagrama de Fluxo	47
4.4	Representação em Espaço de Estados	48
4.4.1	Representação de Estados por Inspeção	49
4.4.2	Representação de Estados por Superposição	49
4.4.3	Representação de Estados por Diagrama de Estados	49
4.4.4	Representação de Estados a partir de uma EDOL	49
4.4.5	Resposta de um sistema a partir da Representação de Estados	50

1 Prefácio

1.1 Comentários

Este documento tem como objetivo suprir a base teórica necessária para o aprendizado do método de resolução de circuitos elétricos no domínio do tempo (e brevemente em frequência) sob uma abordagem voltada ao uso combinado e simultâneo das Leis de Kirchhoff.

É importante salientar que o presente documento não é, de modo algum, tão completo e/ou matematicamente rigoroso quanto um livro-texto respeitável deve ser, pelo fato de que, dentre outras coisas, o mesmo foi criado em um curto intervalo de tempo e é destinado, principalmente, a auxiliar os alunos das diversas Engenharias, nossos colegas e amigos. Por isso, muitas das deduções matemáticas serão omitidas, bem como alguns fatos/conceitos sobre o funcionamento físico de circuitos elétricos serão considerados verdadeiros, sem maior embasamento experimental ou teórico.

A organização dos tópicos a serem abordados foi escolhida de modo a seguir a ordem lógica de crescente complexidade quanto às suas seções, porém não tanto quanto às suas subseções.

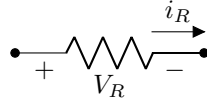
2 Introdução

A primeira coisa que é válida a ser salientada sobre circuitos é o fato desses “diagramas elétricos” serem intrinsecamente, na verdade, uma modelagem matemática de equações diferenciais.

2.1 Elementos e Relações Volt-Ampère

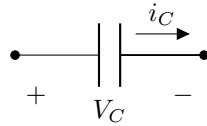
2.1.1 Elementos Passivos

Resistor



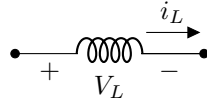
$$V_R = Ri_R \text{ [V]} \quad i_R = \frac{V_R}{R} \text{ [A]} \quad P_R = V_R i_R \text{ [W]}^1 \quad E_R = Ri_R^2 t \text{ [J]} \quad (2.1)$$

Capacitor



$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C d\tau \text{ [V]} \quad i_C = C \frac{dV_C}{dt} \text{ [A]} \quad Q_C = V_C i_C \text{ [VAr]} \quad E_C = \frac{1}{2} C V_C^2 \text{ [J]} \quad (2.2)$$

Indutor

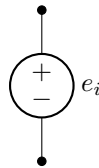


$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \text{ [V]} \quad i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L d\tau \text{ [A]} \quad Q_L = V_L i_L \text{ [VAr]} \quad E_L = \frac{1}{2} L i_L^2 \text{ [J]} \quad (2.3)$$

2.1.2 Elementos Ativos Independentes

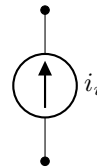
Fonte de Tensão

Gera uma tensão e_i entre seus terminais, enquanto a corrente entre seus terminais é independente e determinada pelo resto do circuito.



Fonte de Corrente

Gera uma corrente i entre seus terminais, enquanto a tensão entre seus terminais é independente e determinada pelo resto do circuito.



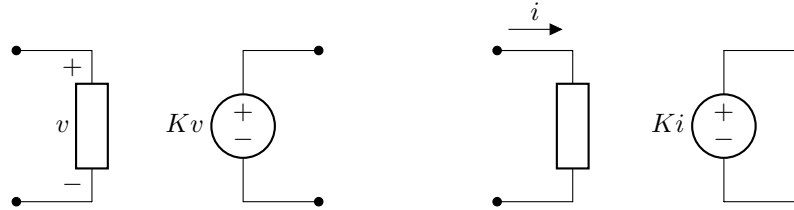
¹A diferença entre P e Q e suas unidades de medida são devidamente esclarecidas na Seção 2.3.7.

2.1.3 Elementos Controlados

Elementos controlados, também chamados dependentes, dependem de algum outro elemento do circuito.

Fonte Controlada de Tensão

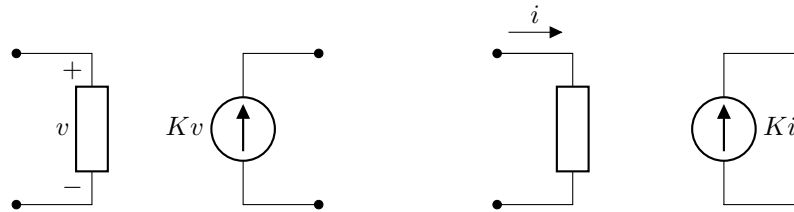
Gera uma tensão Kv [V] ou Ki [$\frac{V}{A}$] entre seus terminais, sendo v, i , respectivamente, a tensão e a corrente em algum outro componente do circuito e K , uma constante real, o ganho da fonte.



A tensão e corrente v, i são chamadas, nesse contexto, de “variáveis de controle”.

Fonte Controlada de Corrente

Gera uma corrente Ki [A] ou Kv [$\frac{A}{V}$] entre seus terminais, sendo v, i , respectivamente, a tensão e a corrente em algum outro componente do circuito e K , uma constante real, o ganho da fonte.

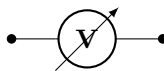


2.1.4 Instrumentos

Elementos ideais cuja função é medir algum valor em algum outro elemento do circuito.²

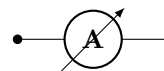
Voltímetro

Mede a tensão V entre seus terminais. Idealmente, o voltímetro possui uma impedância infinita, o que implica corrente 0 (zero) entre seus terminais. Deve ser ligado em paralelo com o componente do qual quer-se medir a tensão.



Amperímetro

Mede a corrente i entre seus terminais. Idealmente, o amperímetro possui uma impedância 0 (zero), permitindo que a corrente passe livremente (sem resistência) entre seus terminais. Deve ser colocado em série com o componente do qual quer-se medir a corrente.



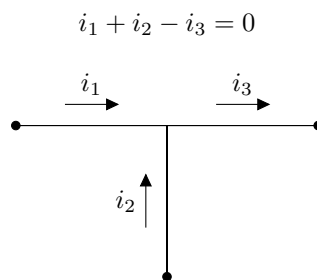
²Conceitos de Impedância, Paralelo e Série são devidamente definidos na Seção 2.3

2.2 Leis de Kirchhoff

As Leis de Kirchhoff são equações formuladas a partir dos conceitos da conservação da energia e da carga em um circuito elétrico. São elas:

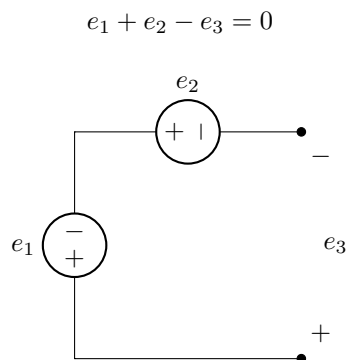
2.2.1 Lei de Kirchhoff das Correntes

Definição: A soma de todas as correntes que entram em um nó é igual à soma de todas as correntes que saem deste mesmo nó. Considera-se um nó, um ponto arbitrário de mesmo potencial (a exemplo de um fio ideal, ou seja, independente do tamanho do fio, não há queda de tensão ao longo de sua extensão) no qual os terminais e, por conseguinte, as correntes de dois ou mais componentes se encontram.



2.2.2 Lei de Kirchhoff das Tensões

Definição: O somatório de tensões em um caminho fechado (malha) é nulo. Alternativamente, pode-se dizer que a soma de todas as tensões que caem (do terminal positivo para o negativo) em uma malha é igual à soma de todas as tensões que sobem (do terminal negativo para o positivo) na mesma malha em uma direção arbitrária. Considera-se uma malha um caminho fechado arbitrário (não necessariamente conectado por um fio, mas fechado no sentido de haver queda de tensão entre cada elemento da malha).



2.3 Outros Conceitos Básicos

2.3.1 Associação em Série

Dois componentes são ditos associados em série quando estão conectados de modo que a exata mesma corrente passa por ambos. É possível substituí-los por um componente equivalente sem alterar o valor da corrente, a partir da equivalência entre a soma das tensões dos componentes em série para com a tensão do componente equivalente, resultando nas expressões abaixo.

- **Resistores:** $R_{eq} = R_1 + R_2$
ou, generalizando $R_{eq} = \sum_{i=1}^N R_i$
- **Indutores:** $L_{eq} = L_1 + L_2$
ou, generalizando $L_{eq} = \sum_{i=1}^N L_i$
- **Capacitores:** $C_{eq} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)^{-1}$
ou, generalizando $C_{eq} = \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{C_i} \right)^{-1}$



2.3.2 Associação em Paralelo

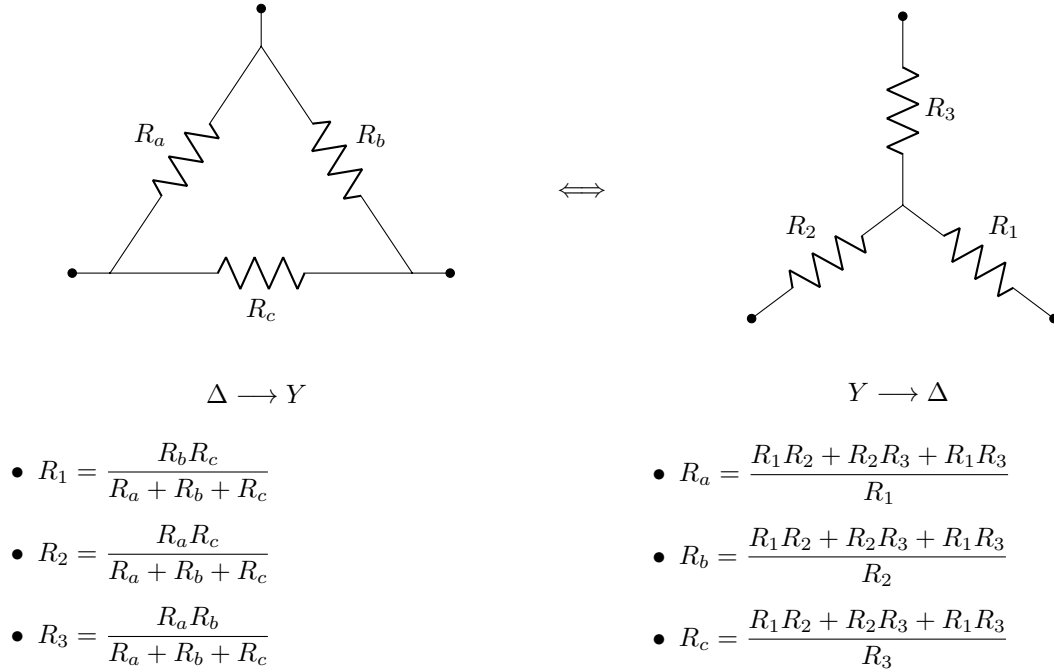
Dois componentes são ditos associados em paralelo quando estão conectados de modo que a exata mesma diferença de potencial (tensão) caia em ambos. Neste caso, é possível substituí-los por um componente equivalente sem alterar o valor da tensão, a partir da igualdade entre a soma das correntes individuais dos componentes em paralelo para com a corrente do componente equivalente (o qual, frisando, possui a mesma tensão), resultando nas expressões abaixo.

- **Resistores:** $R_{eq} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1}$
ou, generalizando $R_{eq} = \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \right)^{-1}$
- **Indutores:** $L_{eq} = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)^{-1}$
ou, generalizando $L_{eq} = \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{L_i} \right)^{-1}$
- **Capacitores:** $C_{eq} = C_1 + C_2$
ou, generalizando $C_{eq} = \sum_{i=1}^N C_i$



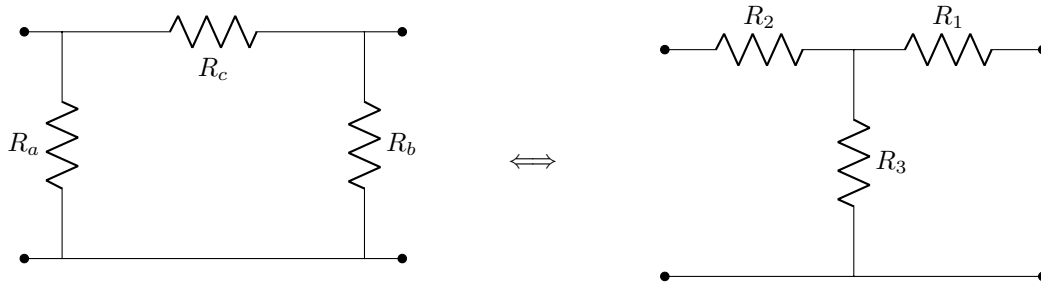
2.3.3 Transformação $\Delta - Y$

Permite transformar um circuito em configuração Δ para Y e vice-versa, respeitando às seguintes relações:



Vale notar que no caso particular em que todos os resistores são iguais (a R , por exemplo), a conversão de Δ para Y resulta em $R_1 = R_2 = R_3 = \frac{1}{3}R$. No caso da operação inversa, obtém-se $R_a = R_b = R_c = 3R$.

As configurações Δ e Y podem ser rearranjadas em um formato alternativo (o exato mesmo circuito é escrito de maneira ligeiramente diferente). Por isso o nome Transformação $\pi - T$ também é empregado.



2.3.4 Linearidade

A relação entre duas variáveis é dita linear quando respeita a seguinte relação

- **Princípio da Superposição:** $f(a_1 x_1 + a_2 x_2) = a_1 f(x_1) + a_2 f(x_2)$, com a_1 e a_2 constantes.

O mais pertinente exemplo é a relação entre tensão e corrente nos circuitos reativos. $v(t) = f(i(t))$ ou $i(t) = f(v(t))$. Alguns exemplos,

$$v_R(i_R) = R i_R \implies v_R(i_1 + i_2) = R \cdot (i_1 + i_2) = R i_1 + R i_2 = v_R(i_1) + v_R(i_2)$$

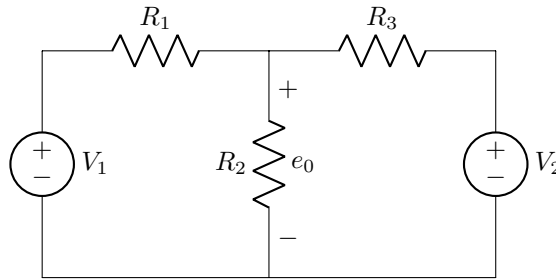
$$v_C(i_C) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C d\tau \implies v_C(i_1 + i_2) = \frac{1}{C} \int_0^t (i_1 + i_2) d\tau = \frac{1}{C} \int_0^t i_1 d\tau + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 d\tau = v_C(i_1) + v_C(i_2)$$

$$v_L(i_L) = L \frac{di_L}{dt} \implies v_L(i_1 + i_2) = L \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} = v_L(i_1) + v_L(i_2)$$

É evidente que o princípio da superposição continua sendo válido para o caso de constantes multiplicando as variáveis i_1 e i_2 .

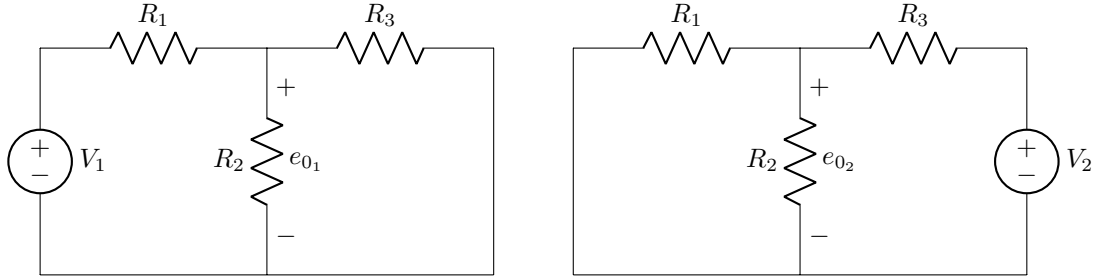
2.3.5 Superposição em Circuitos Elétricos

O Princípio da Superposição possui uma importante aplicação em circuitos elétricos, pois permite que a contribuição de cada fonte seja considerada separadamente, muitas vezes facilitando a resolução de problemas que, de outras formas, levaria a uma solução mais complexa e/ou demorada.



A saída e_0 pode ser calculada por superposição, de modo que o problema resume-se a resolver os dois circuitos mais simples abaixo

$$e_0 = e_{0_1} + e_{0_2}$$

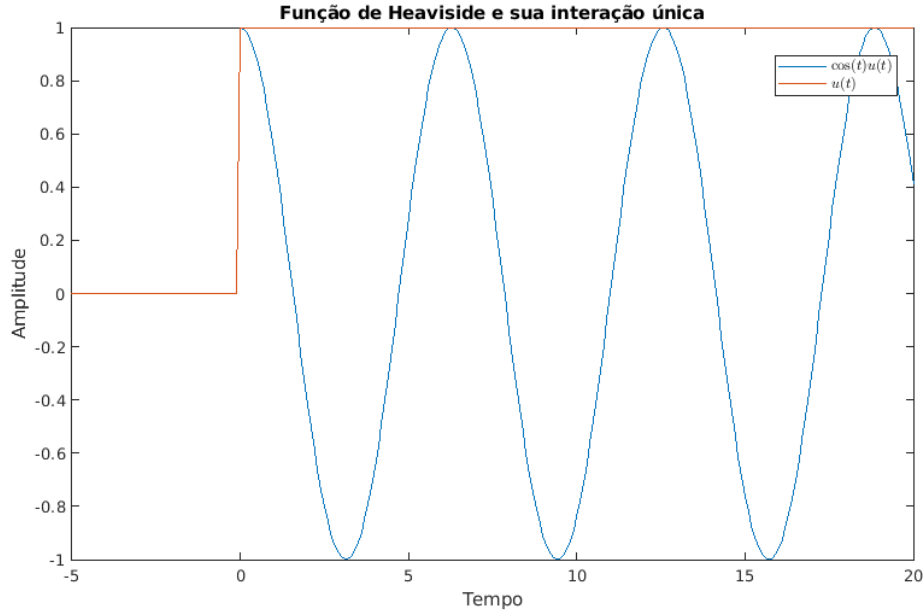


2.3.6 Funções Singulares

- **Função de Heaviside:** também conhecida como função salto, ou função degrau, é definida por partes como

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0. \end{cases}$$

A função também pode ser denotada em outras bibliografias por $H(t)$ ou $u_{-1}(t)$. Seu principal uso é localizar algum evento no tempo, a exemplo de uma fonte sendo ligada ou uma chave sendo aberta ou fechada. O gráfico abaixo ilustra o comportamento da função $\cos(t)u(t)$ ao longo do tempo



- **Delta de Dirac:** Inicialmente, define-se um pulso unitário $p(t)$ em torno da origem e com área unitária a partir de uma soma de saltos deslocados no tempo, tal que

$$p(t) = \frac{1}{2a}(u(t+a) - u(t-a)). \quad (2.4)$$

Ao diminuir-se o valor de a , percebe-se que o intervalo de tempo em que $p(t)$ ocorre também diminui. No entanto, a restrição da área unitária implica aumento do valor da função para $t \in [-a, a]$. Ao tomar-se o limite em que a tende a zero de $p(t)$, o intervalo de tempo torna-se infinitesimal e a função tende ao infinito. Define-se, então, o **Delta de Dirac** como

$$\lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{2a}(u(t+a) - u(t-a)) = \delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}, \quad (2.5)$$

mantendo a restrição de área unitária, isto é,

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (2.6)$$

Deste modo, pode-se utilizar o Delta de Dirac para caracterizar eventos pontuais no tempo, a exemplo de forças e descargas elétricas instantâneas. Por isso, também pode ser chamado de função impulso (denotada por $u_0(t)$). A definição do Delta do Dirac resulta em uma propriedade muito útil chamada **filtragem**, dada por

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t) dt = f(0),$$

sendo $f(t)$ uma função contínua em torno da origem. Uma interpretação qualitativa da filtragem é que, devido ao intervalo infinitesimal $t \in [-a, a]$ em que o delta é não nulo, pode-se considerar que o valor de $f(t)$ é aproximadamente $f(0)$, resultando em

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t) dt \approx f(0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt,$$

expressão na qual é possível aplicar a definição (2.6), resultando no próprio valor da função no ponto. Assim como a função salto, é possível aplicar deslocamento no tempo, de modo que exista uma ação impulsiva em um ponto arbitrário $t = t_0$, ou seja,

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty, & t = t_0 \\ 0, & t \neq t_0 \end{cases}.$$

É importante salientar que o Delta de Dirac não é considerado uma função do ponto de vista matemático (apesar de ser comumente referido como tal), pois é definido a partir de um limite de funções. De fato, a integral de uma função infinita em um intervalo de tempo nulo resultaria em indefinição. Entretanto, o problema foi formulado de modo a diminuir o intervalo de tempo com a restrição da área do pulso ser unitária, o que, assintoticamente, leva a “altura” do pulso a um valor extremamente grande.

Informalmente, considera-se o Delta de Dirac como a derivada da função salto. Intuitivamente, percebe-se que em $t = 0$ a taxa de variação de $u(t)$ é infinita, e para qualquer $t \neq 0$ a função é constante. Mais especificamente, lembrando que a definição de derivada é dada por

$$\frac{d}{dt}f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t+h) - f(t)}{h}, \quad (2.7)$$

verifica-se que a equação (2.5) é exatamente a definição de derivada, com $f(t) = u(t-a)$ e $h = 2a$. Portanto, sabendo que a tende a zero,

$$\delta(t) = \frac{d}{dt}u(t).$$

No entanto, o fato da função salto ser descontínua na origem torna mais razoável considerar que

$$\int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau = u(t),$$

embora ambas definições serem utilizadas frequentemente no contexto de circuitos elétricos.

- **Função Rampa:** consiste em uma reta partindo da origem, com inclinação unitária,

$$R(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ t, & t \geq 0 \end{cases}.$$

Fica claro que a função rampa é a primitiva da função salto. Por isso, ao invés de $R(t)$, é comum expressar a rampa como $tu(t)$, ou até mesmo $u_{-2}(t)$. Percebe-se que ao integrar a função rampa, ter-se-á uma função parábola no primeiro quadrante dada por $t^2u(t)$. Este raciocínio pode ser extrapolado para n dimensões, apesar de ser incomum utilizar $n > 2$ nas aplicações básicas de circuitos elétricos.

- Observação: A notação $u_0(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{-2}(t)$ etc refere-se às respectivas Transformadas de Laplace das funções singulares, dadas pela tabela a seguir.

Tempo	Frequência
$\delta(t)$	1
$u(t)$	s^{-1}
$tu(t)$	s^{-2}
$t^2u(t)$	s^{-3}

Deste modo, o subíndice representa a potência da variável s na frequência. Vale ressaltar que este material tem como foco a análise temporal de circuitos. Esta observação foi feita apenas a título de curiosidade.

2.3.7 Unidades de Medida

- **Ohm** [Ω]: resistência elétrica, é a relação entre a tensão e a corrente em um resistor. Também utilizado como medida de reatância³ e impedância elétrica, tem-se que uma impedância Z segue a expressão $Z = R + jX$, sendo R a resistência, X a reatância e j a unidade imaginária. Em outras palavras, a resistência é a parte real da impedância. Em muitos casos, impedância e resistência são informalmente utilizados como sinônimos, apesar de nem sempre representarem a mesma coisa (de fato, são equivalentes apenas quando não há reatâncias). Tal relação torna-se útil ao trabalhar com circuitos no domínio da frequência, fora do escopo deste material.
- **Siemens** [S]: condutância elétrica, inverso da resistência (ou admitância, inverso de impedância). Esta unidade é também conhecida como **Mho** [\mathcal{O}] ou [Ω^{-1}].
- **Henry** [H]: indutância elétrica, relação entre a tensão e a variação da corrente em um indutor.
- **Farad** [F]: capacitância elétrica, relação entre a carga elétrica e a tensão em um capacitor.
- **Joule** [J]: energia. Para resistores, corresponde à energia dissipada através do efeito Joule, para capacitores à energia armazenada na forma de um campo elétrico e para indutores à energia armazenada na forma de campo magnético.
- **Watt** [W]: potência útil, corresponde à energia dissipada por unidade de tempo. Para resistores, é calculada por $P = V_R i_R$.
- **Volt-Ampère Reativo** [Var]: potência reativa, corresponde à potência armazenada nos elementos reativos (indutor e capacitor).
- **Volt-Ampère** [VA]: potência aparente, corresponde à potência complexa em um circuito de corrente alternada, de forma que $S = P + jQ$, sendo P a potência útil, Q a potência reativa e j a unidade imaginária. A distinção entre tipos de potência torna-se relevante para a análise de circuitos no domínio da frequência, fora do escopo deste material.

Além disso, existem alguns prefixos de unidades comuns na análise de circuitos elétricos.

Relações dos prefixos das unidades

Prefixo	Símbolo	Multiplicador
Pico	p	10^{-12}
Nano	n	10^{-9}
Micro	μ	10^{-6}
Mili	m	10^{-3}
Kilo	k	10^3
Mega	M	10^6
Giga	G	10^9

2.3.8 curto circuito e Circuito Aberto

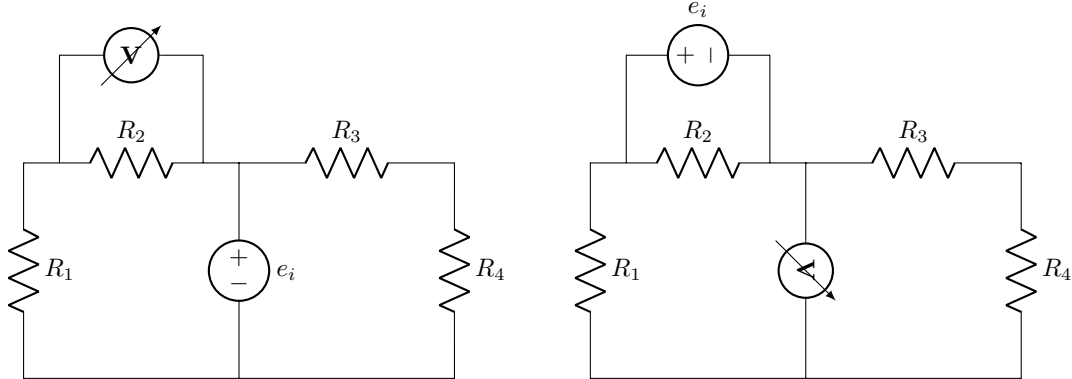
Considera-se um **curto circuito** um elemento com impedância tendendo a 0 (zero), ou seja, que permite livremente a passagem de corrente e com queda de tensão nula sobre o mesmo.

Considera-se um **circuito aberto** um elemento com impedância tendendo ao infinito, não permitindo a passagem de corrente, mas podendo possuir queda de tensão entre seus terminais.

³A reatância de um capacitor é $X_C = -(\omega C)^{-1}$ e a de um indutor é $X_L = \omega L$, sendo ω a frequência de excitação da fonte.

2.3.9 Teorema da Reciprocidade

Considerando um circuito elétrico resistivo com apenas uma fonte de corrente ou tensão, e um instrumento de medição, voltímetro ou amperímetro, é possível permutar a fonte e o instrumento sem modificar a leitura do mesmo. Por exemplo



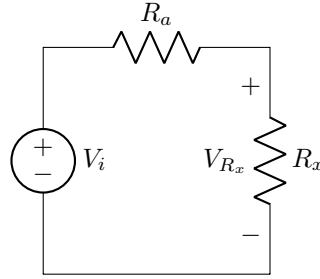
A tensão medida no voltímetro permanece a mesma nos dois casos. O Teorema de Reciprocidade estende-se também para fontes de corrente.

3 Circuitos Não Reativos

3.1 Operações básicas

3.1.1 Divisor de Tensão

Em um circuito série contendo apenas uma fonte de tensão e resistores, pode-se expressar a tensão V_{R_x} em um resistor R_x por



$$V_{R_x} = \frac{R_x}{R_{eq}} V_i = \frac{R_x}{R_x + R_a} V_i \quad [V] \quad (3.1)$$

Observação: Note que tal operação é válida para N resistores em série, uma vez que R_a pode, na verdade, ser a associação em série dos $N - 1$ resistores diferentes de R_x .

Para indutores, a equação é análoga, portanto

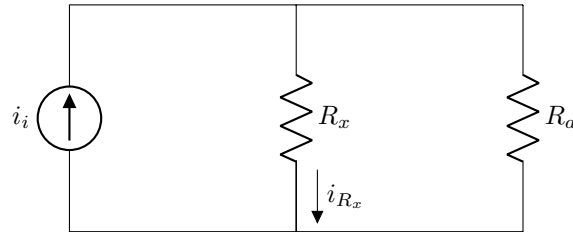
$$V_{L_x} = \frac{L_x}{L_{eq}} V_i = \frac{L_x}{L_x + L_a} V_i \quad [V] \quad (3.2)$$

Para capacitores, entretanto, a relação entre capacitância e tensão é de proporção inversa, portanto

$$V_{C_x} = \frac{C_{eq}}{C_x} V_i = \frac{C_a}{C_x + C_a} V_i \quad [V] \quad (3.3)$$

3.1.2 Divisor de Corrente

Em um circuito paralelo contendo apenas uma fonte de corrente e resistores, pode-se expressar a corrente i_{R_x} em um resistor R_x por



$$i_{R_x} = \frac{R_{eq}}{R_x} i_i = \frac{R_a}{R_x + R_a} i_i \quad [A] \quad (3.4)$$

Observação: Note que tal operação é válida para N resistores em paralelo, uma vez que R_a pode, na verdade, ser a associação em paralelo dos $N - 1$ resistores diferentes de R_x .

Para indutores, a relação é análoga

$$i_{L_x} = \frac{L_{eq}}{L_x} i_i = \frac{L_a}{L_x + L_a} i_i \quad [A] \quad (3.5)$$

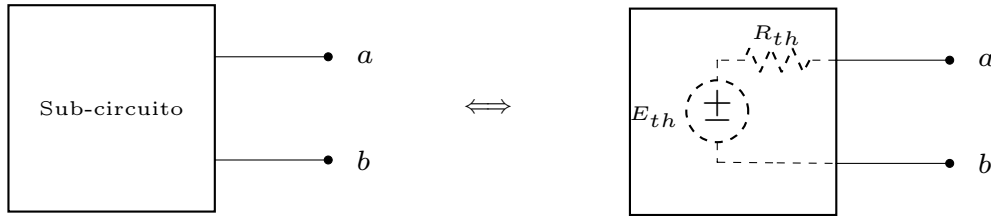
Para capacitores, a corrente é diretamente proporcional à capacitância, portanto

$$i_{C_x} = \frac{C_x}{C_{eq}} i_i = \frac{C_x}{C_x + C_a} i_i \quad [A] \quad (3.6)$$

3.1.3 Equivalente de Thévenin e Equivalente de Norton

O Teorema de Thévenin (também chamado de Equivalente de Thévenin) é uma técnica de simplificação de circuitos que transforma uma rede linear de resistores e fontes (controladas ou não) em um circuito equivalente contendo uma fonte de tensão E_{th} em série com um resistor R_{th} . Para tal, deve-se escolher **dois** terminais de interesse a e b .

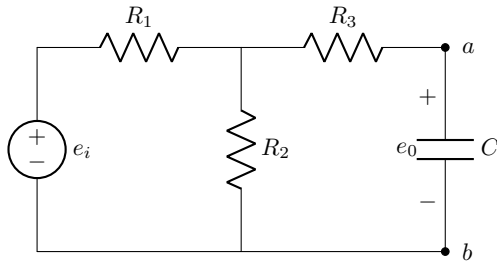
Considerando uma rede linear genérica que contém apenas fontes e resistores



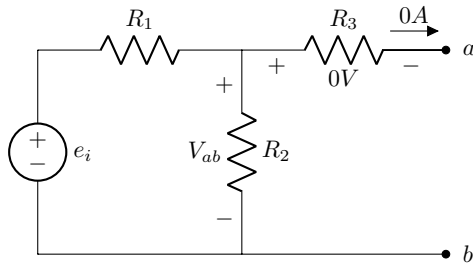
Por definição,

- E_{th} é a tensão entre a e b a circuito aberto,
- R_{th} é a resistência equivalente medida a partir dos terminais a e b após matar⁴ as fontes independentes (no caso de existirem fontes dependentes, deve-se utilizar o método descrito em seguida).

Deste modo, conseguimos simplificar a configuração do circuito elétrico, facilitando o cálculo de tensão e corrente em qualquer carga aplicada entre os terminais a e b . Por exemplo, para encontrar o valor da tensão no capacitor C pode-se aplicar o Teorema de Thévenin nos terminais indicados na figura



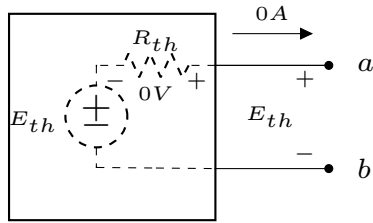
Inicialmente, deve-se abrir o circuito nos terminais do capacitor (a e b) e calcular a tensão que cai nos mesmos.



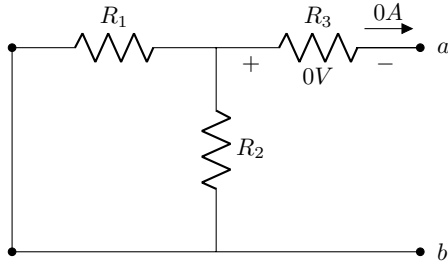
Como a tensão no resistor $R_3 = 0$, lembrando que um potencial é o mesmo ao longo de um fio ideal, a tensão $V_{ab} = E_{th}$ é exatamente a tensão que cai no resistor R_2 , a qual pode ser calculada pelo divisor de tensão

$$E_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_i$$

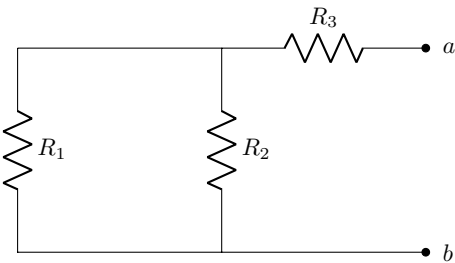
⁴Matar uma fonte é um termo informal para “igualar o valor da fonte a zero”.



Analogamente, olhando para o nosso circuito equivalente de Thévenin, podemos pensar que, ao medirmos a tensão entre os terminais a e b sem que haja corrente, podemos visualizar que estamos medindo diretamente a tensão E_{th} , uma vez que não há corrente passando por R_{th} e, portanto, a tensão nele é nula.

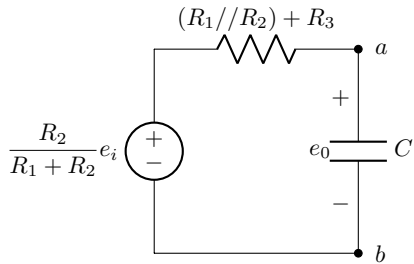


Em seguida, para o cálculo do resistor de Thévenin, mata-se a fonte de tensão (ou seja, deve-se substituí-la por um curto circuito) e calcula-se a resistência equivalente vista dos terminais a e b



Rearranjando ligeiramente o R_1 , percebe-se que o resistor equivalente é R_3 em série com o paralelo de R_1 e R_2 , ou seja

$$R_{th} = (R_1 // R_2) + R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3$$



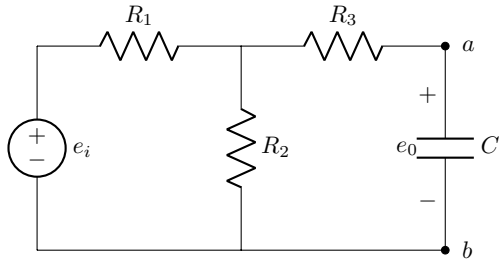
Deste modo, é possível escrever o circuito original como um circuito RC série (cuja solução será abordada em capítulos futuros), que torna simples encontrar a saída e_0 .

O interessante é que para qualquer combinação de componentes colocada entre os terminais a e b (neste caso é o capacitor), resultará no exato mesmo equivalente de Thévenin, facilitando o cálculo para várias cargas diferentes.

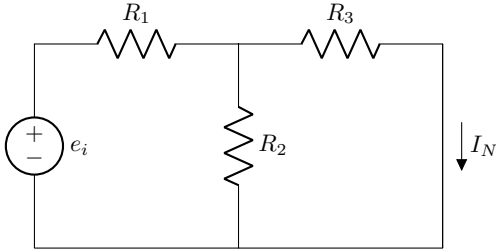
Outra técnica análoga é calcular o Equivalente de Norton, que transforma a rede de componentes em um circuito com uma fonte de corrente I_N em paralelo com um resistor R_N . Neste caso,

- I_N é a corrente de curto circuito de a para b ,
- R_N é a resistência equivalente medida a partir dos terminais a e b após matar as fontes independentes (no caso de existirem fontes dependentes, deve-se utilizar o método descrito em seguida).

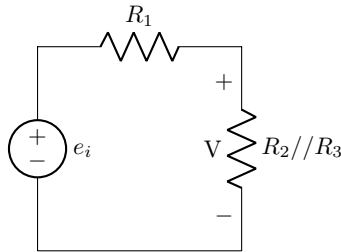
Tomando-se o mesmo exemplo,



Deve-se trocar o capacitor por um curto circuito e calcular a corrente que passa de a para b .



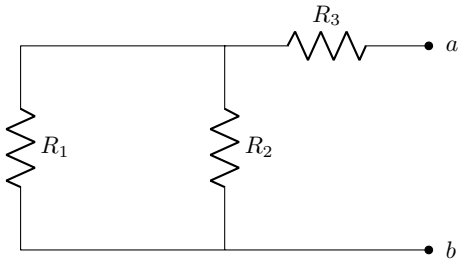
Neste caso, para calcular a corrente I_N , pode-se associar R_2 e R_3 e em seguida dividir a tensão.



$$V = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} e_i$$

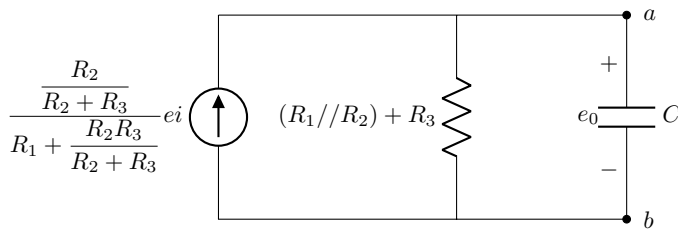
Como a tensão para componentes em paralelos é a mesma que cai em seu equivalente, temos que

$$I_N = \frac{V}{R_3} = \frac{\frac{R_2}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} e_i$$



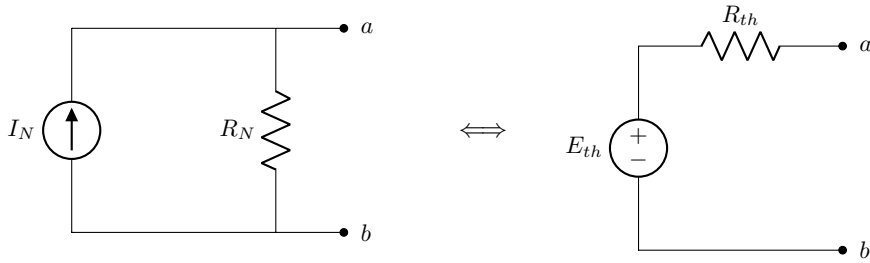
Para o resistor R_N , percebe-se que o resistor equivalente é igual a R_{th} , ou seja

$$R_N = R_{th} = (R_1 // R_2) + R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3$$



O circuito se limita a um RC em paralelo.

É possível transformar um equivalente Thévenin em um equivalente Norton e vice-versa escolhendo os terminais a e b da seguinte maneira



Utilizando as relações da Lei de Ohm

$$R_{th} = R_N$$

$$E_{th} = R_N I_N \quad (3.7)$$

$$I_N = \frac{E_{th}}{R_{th}} \quad (3.8)$$

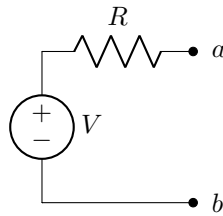
3.1.4 Transformação de Fonte

É possível utilizar técnicas de simplificação para remodelar blocos fonte-resistor em um circuito, dependendo da conexão entre ditos fonte e resistor. As possíveis combinações são exploradas a seguir.

Transformações do tipo circuito equivalente

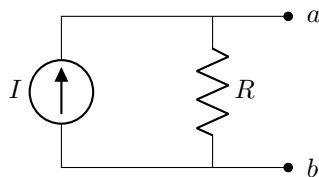
Este tipo de transformação de fonte consiste em encontrar o equivalente de Thévenin/Norton de uma fonte e um resistor associados. Como são casos muito usuais, dá-se atenção a fim de que se torne uma ferramenta de uso rápido na resolução de circuitos, sem que seja necessário, de fato, encontrar o equivalente de Thévenin/Norton passo-a-passo.

- Fonte de tensão em série com um resistor:



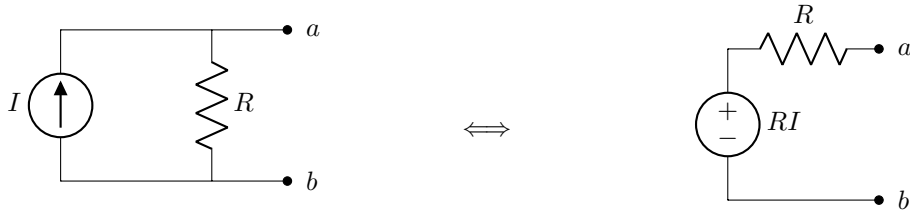
Naturalmente, a corrente de curto circuito é $i_N = V/R$ e a resistência de Norton é o próprio resistor $R_N = R$. Então, uma fonte de tensão V em série com um resistor R é equivalente a uma fonte de corrente V/R em paralelo com um resistor R .

- Fonte de corrente em paralelo com um resistor:



A tensão a circuito aberto é $E_{th} = RI$ e a resistência equivalente é o próprio resistor $R_{th} = R$. Logo, uma fonte de corrente I em paralelo com um resistor R é equivalente a uma fonte de tensão RI em série com um resistor R .

Nota-se que as transformações são reversíveis, posto que, como já mencionado na seção anterior, é possível transformar novamente o circuito já transformado.



Transformações do tipo alteração do circuito

É possível também aplicar técnicas simplificadoras que, ao contrário das previamente mostradas, alteram o circuito inicial, resultando em um circuito diferente ao invés de um circuito equivalente. Entretanto, podem ser muito úteis se utilizadas sabiamente, ao conhecer suas limitações. Explicitando, ambas transformações a seguir consistem na retirada de um componente associado a uma fonte, o que apenas altera a potência fornecida pela mesma.

- **Fonte de tensão em paralelo com um resistor:**

No caso de haver uma rede de componentes passivos em paralelo com uma fonte de tensão, é possível simplesmente retirá-la sem alteração dos valores de tensão e corrente do resto do circuito, pois, uma vez que a fonte de tensão necessariamente impõe seu valor entre os seus dois terminais, nesse caso a e b , sem que essa rede exerça qualquer influência sobre essa tensão. Vale salientar apenas que, dada a natureza da fonte de tensão, em que a corrente é independente e determinada pelo circuito associado à fonte, a corrente fornecida por essa fonte é alterada pela retirada dos componentes passivos e, conseqüentemente, sua potência também é. Entretanto, se nenhuma dessas duas variáveis, corrente e potência da fonte de tensão, são de interesse para a resolução, é possível aplicar a aproximação.



Note que o segundo diagrama foi referido como uma aproximação do primeiro, visto que um elemento foi removido, ao invés de transformado.

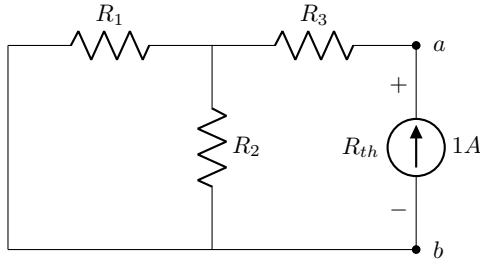
- **Fonte de corrente em série com um resistor:**

De forma análoga, no caso de haver componentes passivos em série com uma fonte de corrente, é possível retirá-los sem alteração dos valores de tensão e corrente do restante do circuito conectado aos terminais, nesse caso a e b , dado que a existência de componentes em série não exerce nenhuma influência sobre a corrente imposta pela fonte de corrente entre seus terminais. Nesse caso, apenas os valores de tensão e a potência na fonte de corrente são alterados pela retirada dos componentes.



3.1.5 Equivalente Thévenin/Norton com fontes controladas

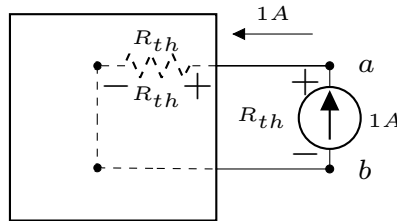
Apesar de a maneira de calcular E_{th} e I_N seja a mesma, com a presença de fontes controladas, não é possível calcular R_{th} e R_N por associação de resistores. Por isso, deve-se utilizar uma outra abordagem (que é sempre válida, porém um pouco mais trabalhosa). O método consiste em aplicar uma fonte com um valor conhecido e utilizar a Lei de Ohm para obter o valor do resistor. A mais clássica escolha é calcular a tensão que cai nos terminais de uma fonte de corrente de 1A. Já que $V = Ri$, para $i = 1A$, $V = R$. Do mesmo exemplo dado na Seção 3.1.3, tem-se



Neste caso a tensão que cai na fonte vale R_{th} , podendo ser expressada por

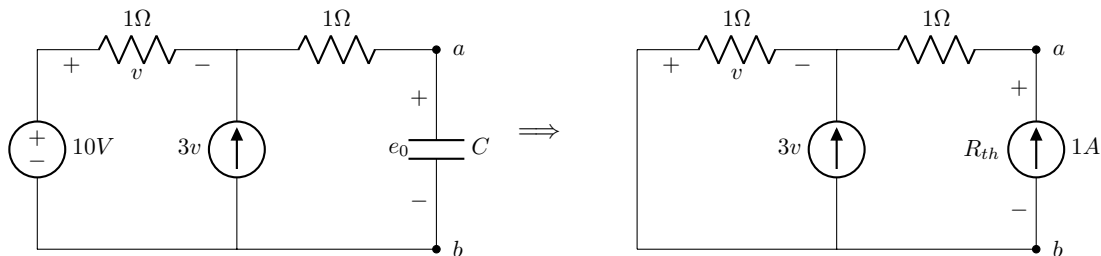
$$R_{th} = [(R_1 // R_2) + R_3] 1A,$$

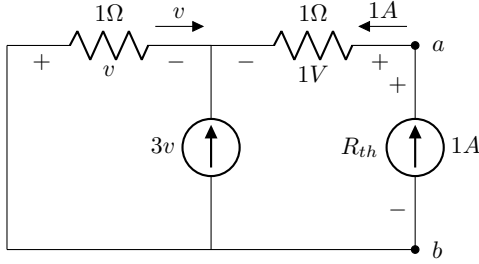
que é o exato mesmo valor encontrado nos outros casos.



Novamente, utilizando nosso circuito equivalente de Thévenin, é possível visualizar claramente como medir a tensão em uma fonte de corrente de valor conhecido i nos fornece o valor de R_{th} , e o porquê de escolher $i = 1A$ ser tão útil. Vale notar que, como E_{th} é uma combinação linear das fontes de fato presentes no circuito, matá-las, consequentemente, mata E_{th} .

Tomando-se um novo exemplo, com uma fonte controlada de corrente,





Através da equação de nó do circuito, tem-se que

$$v + 3v + 1 = 0,$$

ou seja,

$$v = -\frac{1}{4} = -0.25V.$$

Então, pode-se calcular R_{th} utilizando a malha que envolve ambos os resistores e a fonte de 1A:

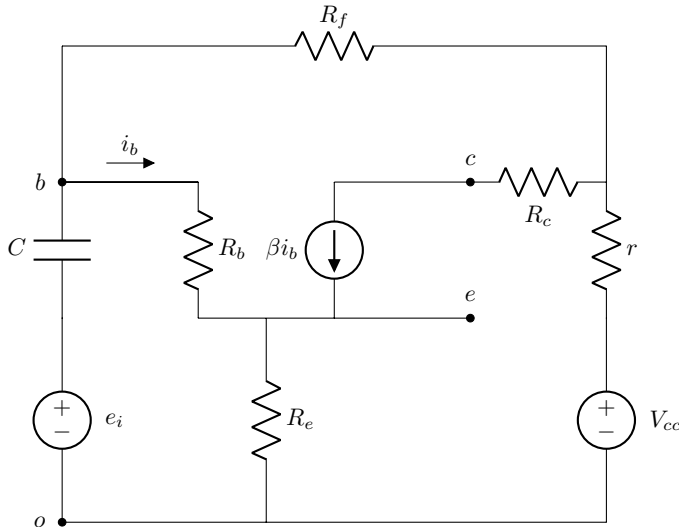
$$R_{th} = 1 - v = 1.25\Omega.$$

Observação: Formalmente, a definição do resistor de Thévenin é dada pela razão entre a tensão a circuito aberto e a corrente de curto circuito. Entretanto, os autores julgam os métodos aqui apresentados mais eficientes, visto que, em comparação ao cálculo da corrente de Norton, o ato de matar as fontes independentes simplifica significativamente a resolução do circuito.

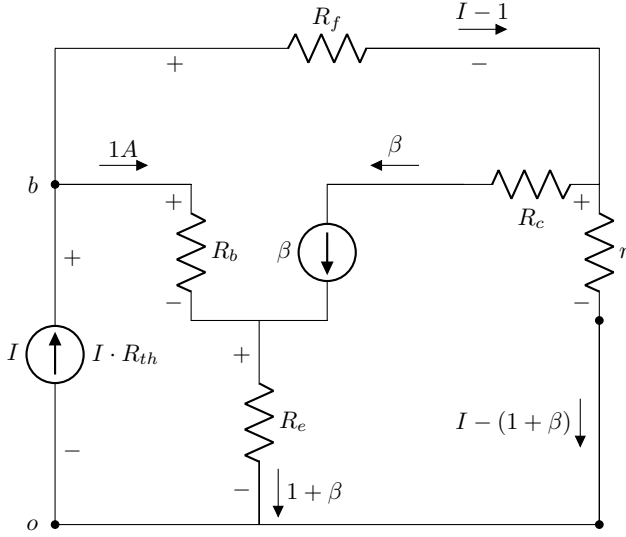
Uma outra possibilidade, ainda dentro da ideia de utilizar uma fonte de corrente entre os terminais dos quais deseja-se descobrir a resistência equivalente, útil especificamente no contexto de fontes controladas, é a de aplicar uma fonte de valor inicialmente desconhecido I entre os terminais, e assumir que I é tal que alguma variável de controle existente no circuito assuma um valor específico, tipicamente unitário ou o inverso multiplicativo do ganho da respectiva fonte controlada pela variável, fazendo, dessa forma, com que a fonte controlada também assuma um valor conhecido, podendo servir como atalho na resolução.

Note que pode parecer fácil escolher que I seja tal que a variável de controle assuma valor nulo. Entretanto, ter-se-ia que o próprio valor de I também seria nulo, o que poderia vir a ser uma conclusão frustrante e nada frutífera para resolução do circuito em questão. O leitor pode questionar-se sobre a existência e unicidade do valor I para um dado valor da variável de controle. Pode-se dizer que na análise de circuitos resistivos, a não ser que a variável de controle tenha valor nulo para qualquer valor de I (e.g. a tensão em um curto circuito), para um valor conhecido da variável de controle existe um e apenas um valor de I correspondente. Isso será melhor esclarecido na Seção 4.4.

Segue um exemplo clássico de aplicação dessa técnica. Apesar de não ser o enfoque deste material, a título de curiosidade, vale dizer que o circuito abaixo representa o modelo de pequenos sinais de um transistor bipolar de junção autopolarizado. Este componente extremamente versátil é utilizado amplamente na indústria de microeletrônica. Enquanto o estudo de transistores faz parte do conteúdo das disciplinas de eletrônica, nossa análise será voltada apenas ao seu circuito equivalente.



Desejando-se saber qual a resistência equivalente vista a partir dos terminais o e b , faz-se $V_{cc} = 0$, bem como impõe-se uma fonte de corrente de valor I entre os mesmos terminais, tal que $i_b = 1A$.



Em seguida, utiliza-se a lei dos nós em b para determinar a corrente que percorre R_f , bem como, então, no nó entre R_c e r para determinar i_r , possibilitando obter i_{R_e} a partir do nó abaixo de R_e . Dessa forma, podemos facilmente descobrir o valor de I fazendo a malha que percorre R_e , R_b , R_f e, por fim, r , depois isolando I na equação.

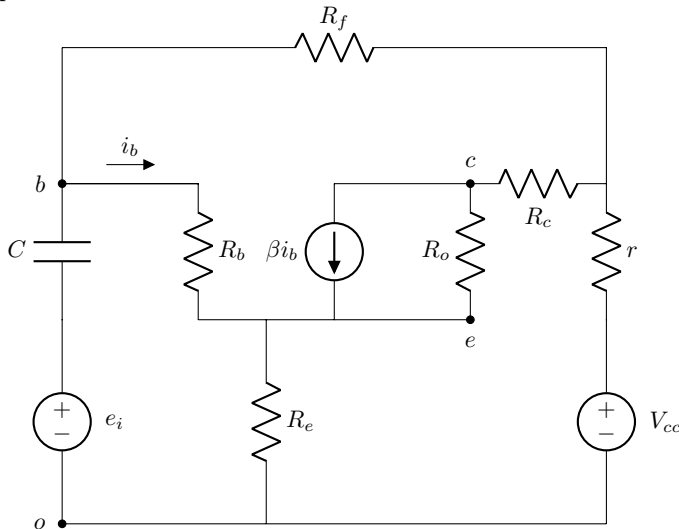
O valor de I fica, então,

$$I = \frac{R_f + R_b + (1 + \beta)(R_e + r)}{R_f + r}. \quad (3.9)$$

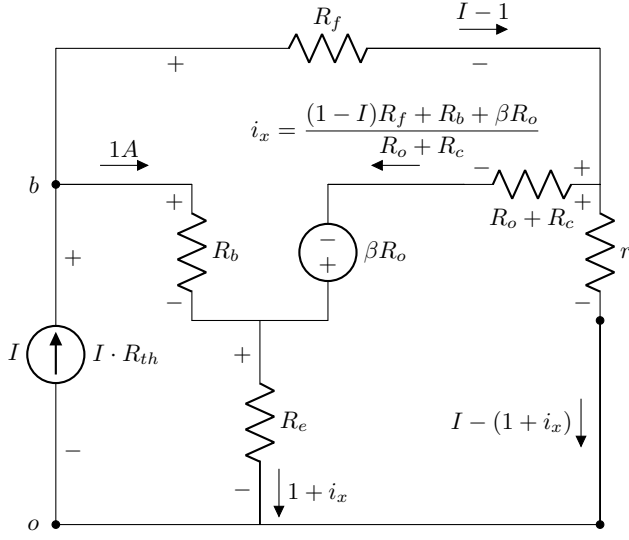
Por fim, ao fazer a malha percorrendo o potencial do ponto o até o do ponto b , passando por R_b e por R_e , obtém-se uma equação para $I \cdot R_{th}$. Uma vez que a corrente I é dada por (3.9), pode-se determinar R_{th} , que resulta em

$$R_{th} = \frac{(R_f + r)(R_b + (1 + \beta)R_e)}{R_f + R_b + (1 + \beta)(R_e + r)}.$$

Note que o resistor R_c não influencia nos valores de I e R_{th} , pois está em série com a fonte controlada de corrente. Convém, portanto, analisar um caso mais completo, em que adiciona-se uma resistência R_o entre os pontos e e c (representando, por exemplo, a não idealidade da fonte controlada), de modo que o resistor R_c não mais seja uma redundância. Assim, o número de variáveis envolvidas no cálculo da resistência de Thévenin aumenta, consequentemente aumentando a complexidade do problema.



Novamente, desejando-se saber qual a resistência equivalente vista a partir dos terminais o e b , faz-se $V_{cc} = 0$, bem como impõe-se uma fonte de corrente de valor I tal que $i_b = 1A$. Também utiliza-se da transformação de fonte para com a fonte de corrente βi_b e o resistor R_o .



Feitas essas simplificações, como no circuito anterior, utiliza-se a lei dos nós em b para determinar a corrente que percorre R_f . Após, tendo que apenas uma das correntes do nó é conhecida, uma possibilidade é utilizar a malha que contém R_b , R_f , $R_o + R_c$ e βR_o para, justamente, descobrir a tensão em $R_o + R_c$ e, dividindo pelo próprio $R_o + R_c$, descobrir a corrente, i_x , nesse resistor. As demais correntes podem ser facilmente obtidas em função de i_x , pela lei dos nós.

Alternativamente, a corrente i_x pode ser reescrita em função de I como a equação de uma reta, isto é, $i_x = a_1 I + a_0$, sendo a_1 e a_0 definidos pela equação

$$i_x = -\frac{R_f}{R_o + R_c}I + \frac{R_f + R_b + \beta R_o}{R_o + R_c}, \quad (3.10)$$

o que vem a ser particularmente útil para, além de simplificar a notação, facilitar os cálculos subsequentes, já que busca-se isolar a corrente I . Faz-se, então, a malha contendo R_e , βR_o , $R_o + R_c$ e r . Note que, apesar de não interferir no resultado final, é uma boa ideia escrever a equação de modo que os termos de i_x sejam todos negativos, já que a dependência em I de i_x é dada pelo coeficiente $a_1 < 0$. Assim, ao substituir a expressão de i_x na equação, todos os termos com I serão positivos. Dessa forma, tem-se a seguinte igualdade:

$$-R_e(1 + i_x) - (R_o + R_c)i_x + r(I - (1 + i_x)) = -\beta R_o.$$

Separando i_x em função de seus componentes a_1 e a_0 , pode-se isolar I , resultando em

$$I = \frac{-\beta R_o + a_0(R_e + R_o + R_c + r) + R_e + r}{a_1(R_e + R_o + R_c + r) + r}.$$

Aplicando a equação (3.10),

$$I = \frac{-\beta R_o + \frac{(R_f + R_b + \beta R_o)(R_e + R_o + R_c + r)}{R_o + R_c} + R_e + r}{\frac{R_f(R_e + R_o + R_c + r)}{R_o + R_c} + r}. \quad (3.11)$$

Por fim, uma vez que conhece-se I , é possível determinar R_{th} usando a malha contendo a própria fonte I , R_b e R_e , dada por

$$R_{th} = \frac{1}{I}[R_b + R_e(1 + i_x)].$$

Escrevendo i_x em função de seus componentes a_1 e a_0 ,

$$R_{th} = a_1 R_e + \frac{1}{I}[R_b + R_e(1 + a_0)].$$

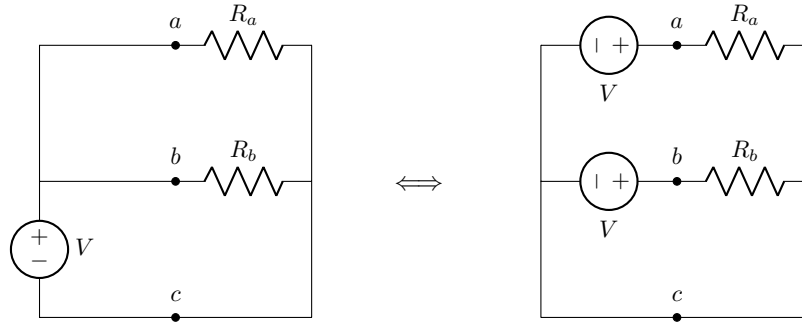
Aplicando, agora, as equações (3.10) e (3.11),

$$R_{th} = -\frac{R_f R_e}{R_o + R_c} + \frac{\left(\frac{R_f(R_e + R_o + R_c + r)}{R_o + R_c} + r \right) \left(R_b + R_e + \frac{R_e(R_f + R_b + \beta R_o)}{R_o + R_c} \right)}{-\beta R_o + \frac{(R_f + R_b + \beta R_o)(R_e + R_o + R_c + r)}{R_o + R_c} + R_e + r}. \quad (3.12)$$

3.1.6 Explosão de Fonte

Explosão de fonte é uma técnica que permite “deslocar” uma fonte sem alterar a sua contribuição para com o circuito elétrico. À rigor, apenas reescreve-se o circuito de modo que facilite a resolução. Esta técnica é muitas vezes utilizada juntamente com as transformações para a simplificação de malhas.

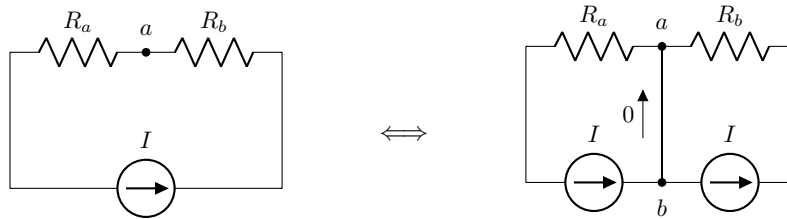
Fonte de tensão: Uma fonte de tensão pode ser “explodida” em um nó, desde que os mesmos potenciais estejam associados às mesmas cargas.



Nota-se em ambos os circuitos que os pontos a e b estão sob o potencial positivo de V e que c está na referência. Todas as tensões e correntes são exatamente as mesmas, portanto os circuitos são equivalentes.

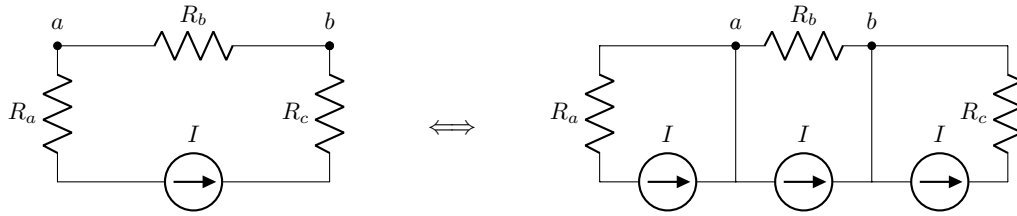
Fosse relevante, seria possível transformar as fontes de tensão, agora em série com os resistores, em fontes de correntes em paralelo com suas respectivas cargas. É claro que, neste caso, dada a simplicidade do circuito original, tal simplificação parece redundante e desnecessária, mas, em eventuais e mais complexos problemas, a explosão de fonte pode ser de extrema utilidade.

Fonte de corrente: Uma fonte de corrente pode ser “explodida” em uma malha, desde que as mesmas correntes entrem e saiam de todos os nós.

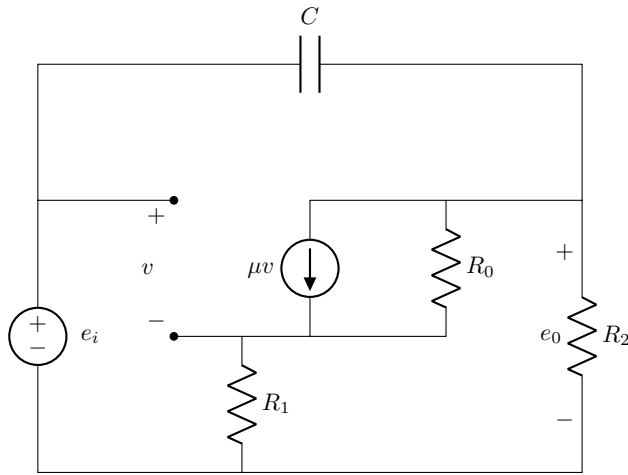


Na segunda figura, percebe-se, pelo nó b , que a corrente no fio adicionado é nula. De fato, as cargas R_a e R_b possuem respectivas correntes e tensões idênticas em ambos os casos, o que implica o equivalente ser válido. Pode-se, agora, analogamente à explosão de fonte de tensão, transformar as fontes de corrente em paralelo com os resistores em fontes de tensão em série com suas respectivas cargas.

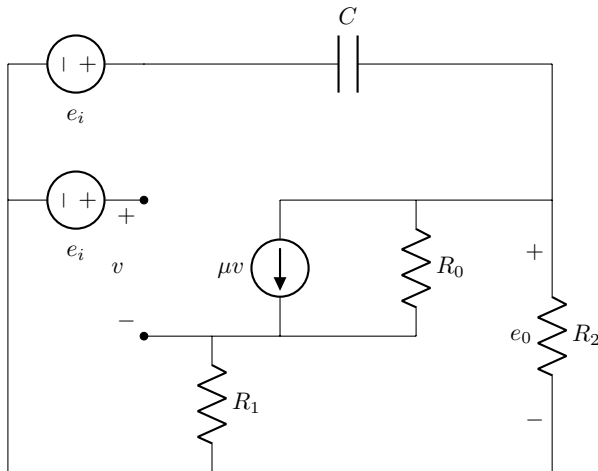
Para um caso com mais resistores, o processo é exatamente o mesmo. Percebe-se que é possível estender este raciocínio para n resistores e que as correntes nos fios adicionados serão todas nulas. A figura abaixo ilustra uma explosão de fonte de corrente para $n = 3$ resistores.



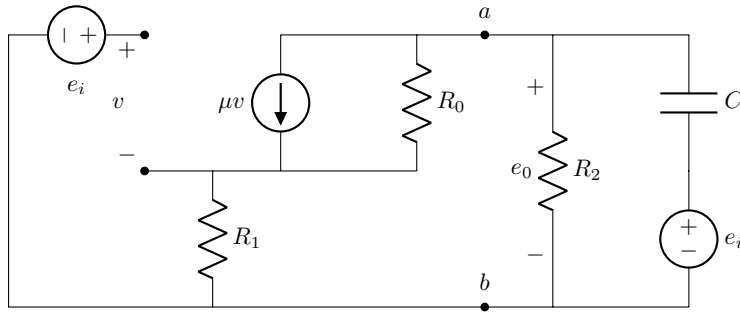
Exemplo: Para demonstrar a utilidade da explosão de fontes, considera-se o circuito abaixo, dados $R_1 = 20\Omega$, $R_2 = 125\Omega$, $R_0 = 400\Omega$, $C = 1mF$, $\mu = 0.01 \frac{A}{V}$, $e_i = 5u(t)$. Quer-se obter a tensão de saída $e_0(t)$.



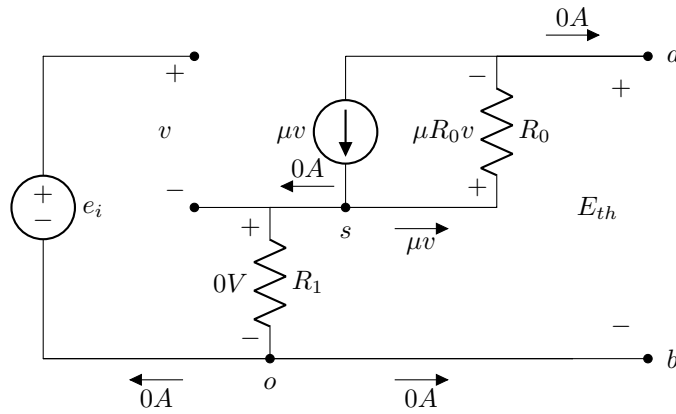
Devido ao capacitor de realimentação, não é possível encontrar um equivalente de Thévenin em relação aos terminais de e_0 (já que só é possível simplificar uma rede linear que contenha apenas resistores e fontes). Porém, pode-se utilizar a explosão de fonte em e_i , de modo que:



Analisando os potenciais do circuito, percebe-se que o ramo que contém o capacitor e a fonte está em paralelo com o ramo do resistor R_2 (potenciais e_i em um terminal e 0 em outro), o que permite rearranjar o circuito sem afetar os valores de tensão e corrente no mesmo.



Com o circuito escrito nesse formato, pode-se calcular um equivalente de Thévenin, já que tanto a saída e_0 quanto o capacitor estão à direita de a e b , terminais escolhidos para o Thévenin.



Já que a corrente em um circuito aberto é igual a $0A$, utilizando o nó o , descobre-se que a corrente no resistor R_1 é, também, igual a $0A$, o que implica tensão $0V$ no mesmo. Então, através da análise do nó s , percebe-se que a corrente da fonte controlada é igual à do resistor R_0 , polarizando-o como mostrado no circuito. A partir daí, pode-se calcular E_{th} pela malha que contém R_0 e R_1 , ou seja

$$E_{th} = -\mu R_0 v.$$

Porém, devemos relacionar a tensão v do elemento controlado com a entrada e_i , para manter nosso equivalente diretamente relacionado com a fonte independente, pois a variável de controle não estará presente no circuito resultante. Isso é alcançável utilizando a malha que contém e_i , v e R_1 :

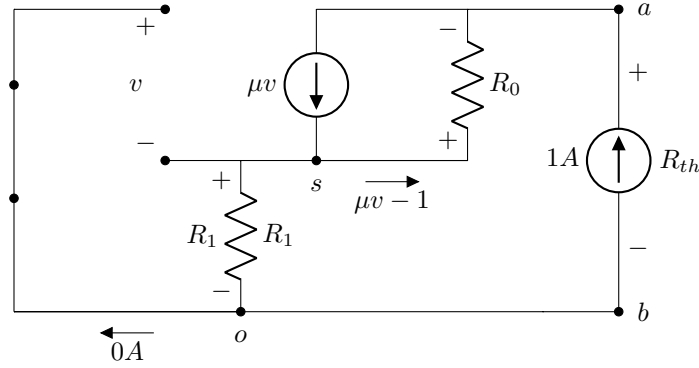
$$e_i = v + 0,$$

ou seja,

$$E_{th} = -\mu R_0 e_i$$

$$E_{th} = -20V.$$

A seguir, para calcular o resistor R_{th} , aplica-se uma fonte de $1A$ entre os terminais a e b e mata-se as fontes independentes (neste caso, e_i).



Neste caso, a corrente em R_1 é $1A$, portanto sua tensão é R_1 , o que resulta, pela malha à esquerda, na relação

$$v = -R_1.$$

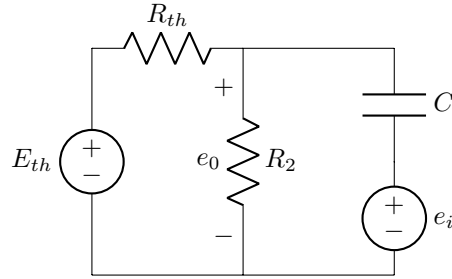
Além disso, pelo nó s , evidencia-se que a corrente no resistor R_0 , polarizada conforme a imagem, deve ser $i_{R_0} = \mu v - 1$. Portanto, equacionando a malha à direita,

$$R_{th} = R_1 - R_0[\mu v - 1] = R_1 - R_0[-\mu R_1 - 1]$$

$$R_{th} = R_1 + R_0 + \mu R_0 R_1$$

$$R_{th} = 500\Omega.$$

Calculado o equivalente, o circuito resultante é



É evidente que a nova forma do circuito é muito mais simples em comparação à original, tornando fácil encontrar $e_0(t)$. Este exemplo será revisitado e concluído na Seção 4, visto que envolve a resolução de um circuito reativo.

3.1.7 Balanço de Potência

A partir do conceito da conservação de energia, é possível equacionar a potência dos n componentes de um circuito elétrico através da relação

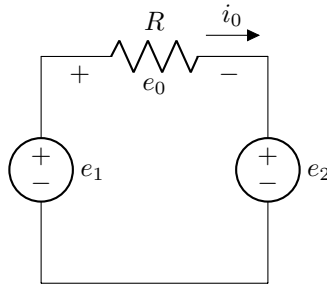
$$\sum_{k=1}^n P_k = 0, \quad (3.13)$$

o que nos permite fazer um balanço de potências, ou seja, calcular as potências individuais de cada componente e somá-las, visto que a energia total de um sistema será sempre conservada. Naturalmente, a potência é separada em **fornecida** e **dissipada**, tornando prático definir uma convenção de sinais para P_k , sendo que

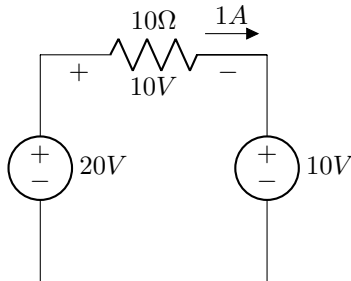
- $P_k > 0$: a potência é **dissipada** quando as cargas elétricas passam de um ponto de **maior** potencial elétrico para um de **menor** potencial elétrico. Em outras palavras, quando a corrente flui do terminal polarizado positivamente (+) para o polarizado negativamente (-), pode-se dizer que o componente “consumiu” potência do sistema.
- $P_k < 0$: A potência é **fornecida** quando as cargas elétricas passam de um ponto com **menor** potencial elétrico (-) para um de **maior** potencial elétrico (+). Neste caso, pode-se dizer que o elemento “forneceu” potência elétrica para o sistema.

Em geral, utiliza-se do balanço de potência para circuitos resistivos, já que para capacitores e indutores a potência pode (e normalmente vai) variar no tempo. Ainda assim, essa técnica mostra-se útil para rapidamente conferir se a resolução do circuito foi feita de forma correta, já que a energia deve sempre ser conservada em um circuito elétrico.

É importante pontuar que o fato de o componente ser uma fonte (de tensão ou de corrente, controlada ou não) não necessariamente implica que o mesmo forneça potência. Deve-se observar o sentido da corrente em relação à tensão do componente e ater-se à convenção já definida. Por exemplo, considere o seguinte circuito:



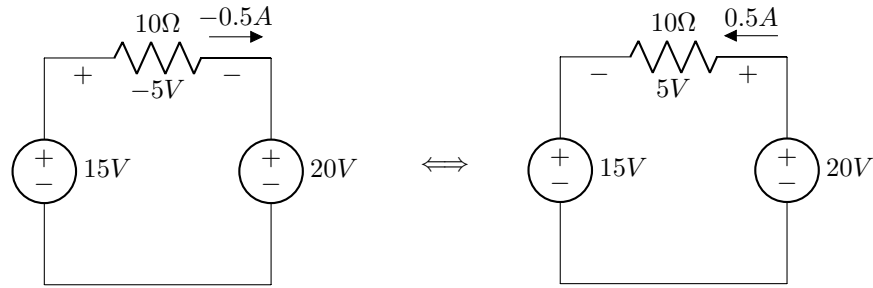
A tensão no resistor, polarizada conforme a figura, é dada por $e_0 = e_1 - e_2$, sendo a corrente obtida dividindo e_0 pela resistência R . É claro que o real sentido de i_0 depende dos valores das fontes (i.e. se i_0 tiver valor negativo, significa que a mesma flui no sentido anti-horário). Atribuindo $R = 10\Omega$, $e_1 = 20V$ e $e_2 = 10V$, tem-se



Encontradas as incógnitas do circuito, pode-se computar a potência de cada componente. Note que, seguindo a convenção de sinais, como i_0 flui do potencial positivo para o negativo de e_2 , a fonte consome potência, resultando nas expressões

$$P_R = 10W, \quad P_{e_1} = -20W, \quad P_{e_2} = 10W.$$

Ao realizar o balanço, percebe-se que o somatório de potências é igual a zero, o que indica que a energia do sistema foi conservada. Alterando os valores das fontes de modo que $\hat{e}_1 = 15V$ e $\hat{e}_2 = 20V$, mantendo as polaridades, o novo circuito é



Neste caso, as potências são

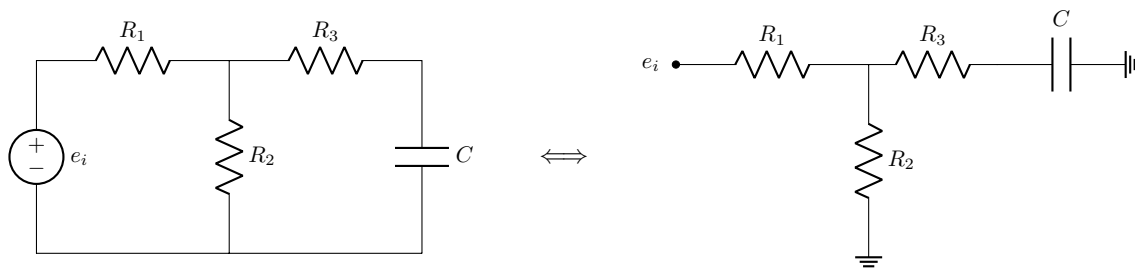
$$\widehat{P}_R = 2.5W, \quad \widehat{P}_{e_1} = 7.5W, \quad \widehat{P}_{e_2} = -10W,$$

indicando que, agora, a fonte \hat{e}_2 fornece potência para os demais componentes. Outra observação importante é que em ambos os casos o resistor R dissipou potência, já que a polarização da tensão em resistores é dada pela corrente e vice-versa, ou seja, componentes resistivos sempre dissipam potência (facilmente verificável pelo efeito Joule).

Nota: Apesar da convenção de sinais apresentada ser amplamente utilizada, a mesma não é universal. O importante é que o leitor saiba distinguir as diferenças entre as potências fornecida e dissipada. Particularmente, os autores calculam separadamente as potências fornecida e dissipada e, então, checam se existe igualdade entre ambos os valores. Desta forma, não é necessário utilizar nenhuma convenção de sinais, mas sim aplicar propriamente os conceitos de potência.

3.2 Notação Potencial

Devido à grande quantidade de componentes envolvidos nas análises de circuitos eletrônicos (que contêm diodos, amplificadores operacionais, transistores etc), é comum desenhar os diagramas utilizando uma notação mais compacta, conhecida como **notação potencial**. Para tal, omite-se as fontes cuja tensão é medida em relação a uma referência comum (em geral o terra (GND)), por ser um ponto de potencial nulo), representando-as através de um potencial. Segue um exemplo ilustrativo.



Perceba que a fonte e_i foi retirada e substituída pela definição de um potencial de mesma intensidade à esquerda de R_1 . A conexão com a referência dos componentes R_2 e C foram representadas por dois terras, tornando desnecessário o desenho do longo fio inferior do primeiro esquema. Vale citar que a representação do capacitor na horizontal no segundo circuito não influencia em nada na resolução do mesmo.

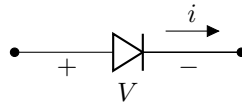
Analogamente à notação usual, a menos que explicitado o contrário, considera-se que todos os potenciais (e tensões) são medidos a partir do terra. No entanto, na notação potencial é frequente a necessidade de explicitar algum terra em função de nenhum terminal ficar incorretamente desconectado (a exemplo do resistor R_2 e do capacitor C).

3.3 Diodos

Um diodo é um elemento não linear composto por semicondutores (geralmente cristais de silício ou germânio) polarizados através de lacunas em duas regiões, uma do tipo N e outra do tipo P, que, na maioria das vezes, permite fácil passagem de corrente em polarização direta e impede a passagem de corrente em polarização reversa. Existem diversos modelos de diodos: desde o diodo ideal, o diodo real (maior nível de complexidade, porém útil em casos que requerem alta precisão) e os diodos Zener e de Schottky. Neste material, consta uma breve explicação sobre o funcionamento do diodo ideal, bem como uma noção estendida para diodos genéricos.

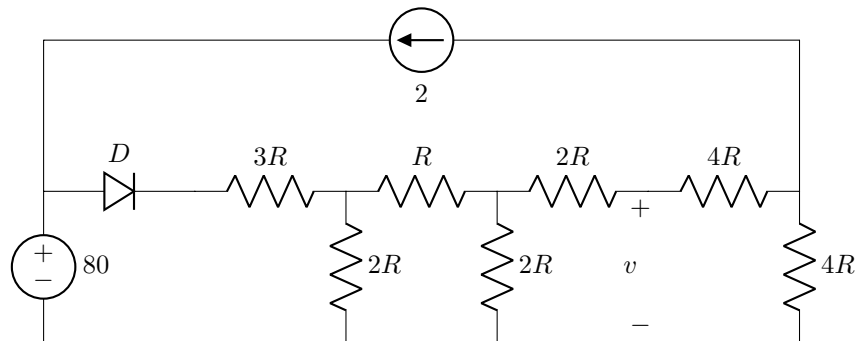
3.3.1 Diodos Ideais

Os diodos ideais funcionam exclusivamente como elemento de chaveamento. Assume-se que, em condução, o diodo possui queda de tensão $V_D = 0V$, ou seja, é um curto circuito. Em polarização reversa, entretanto, o diodo ideal se comporta como uma impedância infinita (circuito aberto), impossibilitando a passagem de corrente entre seus terminais. O modelo do diodo ideal é ilustrado pela figura abaixo.

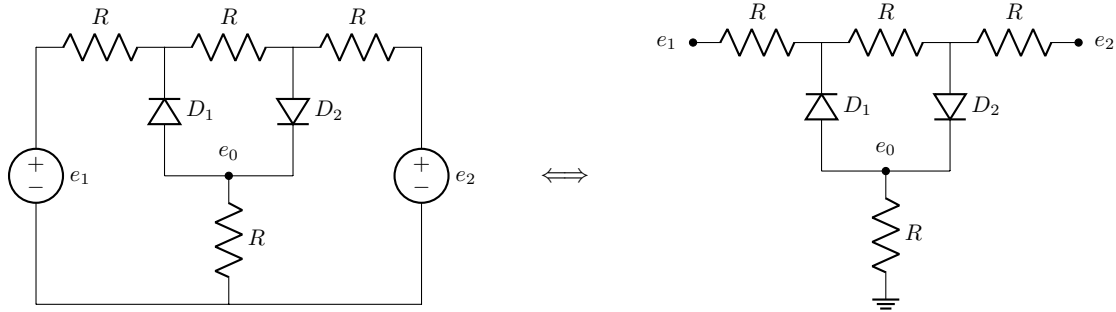


Se o efeito de V polarizar o diodo diretamente ($V > 0$), diz-se que o diodo está no modo **ON** (conduz) e tem-se $i > 0$. Neste caso, ao constatar que o diodo está conduzindo, pode-se substituí-lo por um curto circuito, visto que ele permitirá a passagem da corrente sem alterar a tensão do circuito. Do contrário, estando o diodo em polarização reversa ($V < 0$), o mesmo opera no modo **OFF** (não conduz) e seu comportamento é o de uma impedância infinita, isto é, um circuito aberto, não permitindo a passagem de corrente, ou seja, $i = 0$.

Exemplo 1: Determine se o diodo está em condução e calcule a tensão v . Considere $R = 5\Omega$ e os valores das fontes no SI.



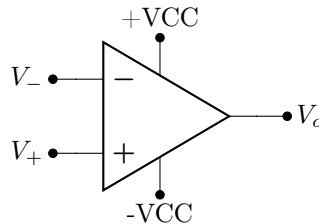
Exemplo 2: Encontre a expressão da saída em função da entrada $e_0(e_1)$ para $-\infty < e_1 < \infty$. Dados: $R = 10k\Omega$, $e_2 = -15V$.



Note que ao passar o circuito para notação potencial, ambas as fontes de tensão foram trocadas por potenciais de mesmas respectivas intensidades, visto que seus valores eram dados em relação à referência nula. Da mesma forma, o terminal do resistor na vertical R que o conectava a e_1 e e_2 foi substituído pelo próprio terra.

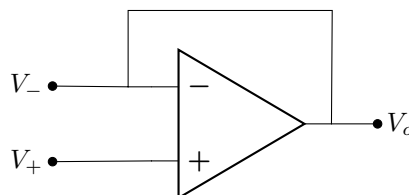
3.4 Amplificador Operacional Ideal

Um amplificador operacional (AmpOp) é um componente que tem como saída um sinal de entrada amplificado. No caso ideal, considera-se o ganho $A = V_o/V_i$ infinito. Este componente possui dois terminais de entrada, as portas inversora ($-$) e não inversora ($+$) e um terminal de saída, além de dois terminais de alimentação ($+V_{CC}$ e $-V_{CC}$). Idealmente o AmpOp possui uma impedância de entrada infinita (correntes iguais a zero em sua entrada), bem como uma impedância de saída zero (não há perda alguma de tensão), ou seja, um sinal de tensão é perfeitamente amplificado para a saída, sem nenhum tipo de perda.



É evidente que no mundo real não é possível obter ganho infinito ou impedâncias infinitas ou zero. O que realmente acontece é que, a partir de um certo ponto, a tensão de saída do amplificador operacional é saturada de acordo com as tensões de alimentação. A impedância de entrada é muito alta e a impedância de saída é muito baixa. Neste material, considerar-se-á apenas a característica **ideal** dos amplificadores operacionais.

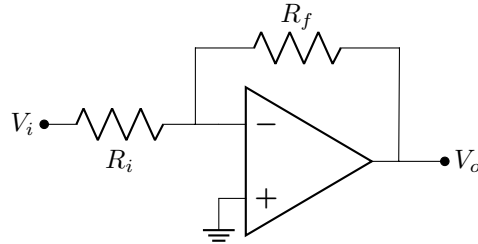
Os amplificadores operacionais possuem diversas aplicações, sendo a mais básica delas um comparador de tensão (o maior valor entre V_+ e V_- será amplificado, saturando a saída em $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$). Em grande parte das aplicações, utiliza-se de uma configuração em **malha fechada**, quando o circuito é realimentado (feedback). As aplicações a seguir utilizam a realimentação negativa, ou seja, a saída do AmpOp é conectada à entrada inversora através de uma rede de componentes. Note que os pinos de alimentação serão omitidos daqui em diante.



Esta ligação tem como característica a criação do chamado **curto circuito virtual** entre seus terminais. Em outras palavras, a tensão entre as entradas inversora e não inversora é igual a zero. Lembrando que, como a impedância de entrada é muito alta, considera-se a corrente de entrada igual a zero.

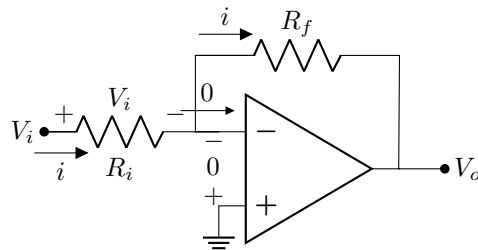
3.4.1 Configuração Inversora

A aplicação de tensão na porta inversora causa um ganho proporcional na saída e com sinal oposto ao da entrada. No caso geral



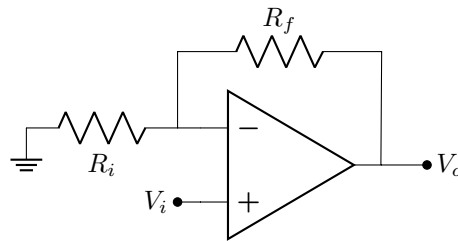
$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (3.14)$$

Dedução: Como o amplificador operacional está em realimentação negativa, a tensão entre suas entradas é nula. Assim, já que a porta não inversora está aterrada, o potencial na porta inversora será igual a zero. Logo, a tensão que cai no resistor R_i é igual a V_i . Tendo que a impedância de entrada do amplificador operacional é infinita, a corrente na porta inversora é nula, de modo que, pela lei dos nós, tem-se que R_i e R_f possuem mesma corrente.



3.4.2 Configuração Não Inversora

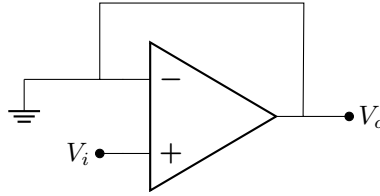
A aplicação de tensão na porta não inversora causa um ganho proporcional à entrada, sem mudança de sinal.



$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (3.15)$$

3.4.3 Configuração Seguidor de Tensão

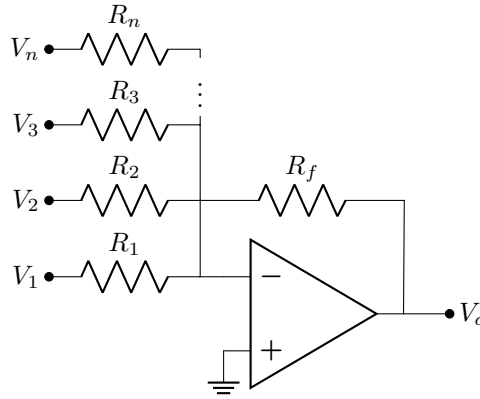
Caso particular do amplificador não inversor em que as resistências R_i e R_f são iguais a, respectivamente, infinito e 0 (caso ideal), fazendo com que o ganho seja unitário, o que implica a tensão de saída ser igual à de entrada.



$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 1 + \frac{0}{\infty} \rightarrow 1 \quad (3.16)$$

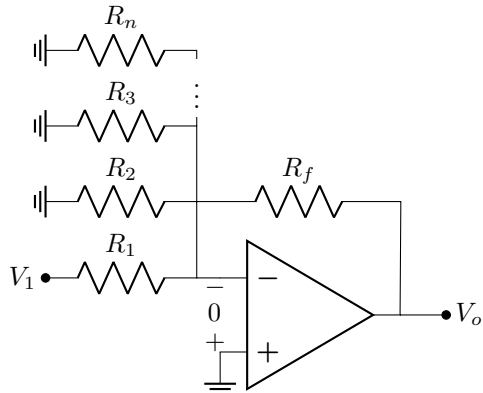
3.4.4 Configuração Somador de Tensão

A aplicação de n fontes de tensão gera uma ganho inverso à soma ponderada das entradas.



$$V_o = - \left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} V_n \right) = - \sum_{k=1}^n \frac{R_f}{R_k} V_k \quad (3.17)$$

Dedução: A expressão acima é facilmente verificada utilizando o teorema da superposição. Calculando a contribuição para V_o da fonte V_1 (chamada de V_{o1}), por exemplo, obtém-se o seguinte circuito.



Percebe-se que os resistores R_2, R_3, \dots, R_n encontram-se aterrados em ambos os lados, de modo que suas correntes são nulas, resultando em um amplificador inversor de V_{o1} em relação a V_1 . O ganho neste caso é dado pela equação (3.14).

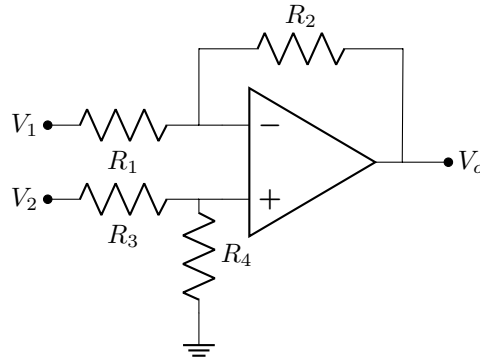
Generalizando, a contribuição de uma fonte genérica V_n é

$$V_{on} = -\frac{R_f}{R_n} V_n, \quad (3.18)$$

tornando evidente que a soma de todas as contribuições resulta na expressão (3.17).

3.4.5 Configuração Amplificador de Diferenças

Trabalha como amplificador da tensão diferencial $V_d = V_+ - V_-$ entre os terminais de entrada.



Usando o teorema da superposição,

$$V_o = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

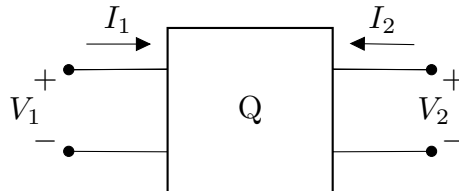
No caso particular em que $R_1 = R_3$ e $R_2 = R_4$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 = \frac{R_2}{R_1} V_d \quad (3.19)$$

3.4.6 Ganho finito em malha aberta

3.5 Quadripolos

Quadripolo é o nome dado a uma rede de componentes que se liga com algum outro circuito por apenas dois pares de terminais. São definidas as tensões nas portas V_1 e V_2 polarizadas simetricamente e as correntes nas portas I_1 e I_2 entrando no quadripolo.



A relação entre as tensões e correntes varia de acordo com o tipo de **parâmetro** escolhido durante a sua modelagem. Este tipo de componente é muito útil na simplificação de circuitos com muitos elementos, já que, uma vez obtidos os parâmetros, relaciona as tensões e correntes sem precisar saber o conteúdo do quadripolo.

3.5.1 Parâmetros r

Os parâmetros resistivos (r) ou impedância (z) relacionam as tensões V_1 e V_2 como uma combinação linear das correntes I_1 e I_2 , ou seja

$$V_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2$$

$$V_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2$$

Essas equações podem ser reescritas na forma matricial, de modo que

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I}, \quad \text{ou}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Portanto, por definição, o cálculo dos parâmetros é dado por

$$r_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} [\Omega] \quad r_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} [\Omega]$$

$$r_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} [\Omega] \quad r_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} [\Omega]$$

3.5.2 Parâmetros y

Os parâmetros admitância (y) ou condutância relacionam as correntes I_1 e I_2 como combinação linear das tensões V_1 e V_2 .

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

Em forma de equação matricial,

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}\mathbf{V}, \quad \text{ou}$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Portanto, por definição, o cálculo dos parâmetros é dado por

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} [\Omega^{-1}] = [S] \quad y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} [\Omega^{-1}] = [S]$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} [\Omega^{-1}] = [S] \quad y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} [\Omega^{-1}] = [S]$$

3.5.3 Parâmetros h

Os parâmetros híbridos (h) são definidos através de combinações mistas ('híbridas') entre corrente e tensão.

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

Em forma de equação matricial,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Por definição, o cálculo dos parâmetros é dado por

$$\begin{aligned}
h_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} [\Omega] & h_{12} &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \left[\frac{V}{V} \right] \\
h_{21} &= \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \left[\frac{A}{A} \right] & h_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} [\Omega^{-1}]
\end{aligned}$$

3.5.4 Parâmetros g

Os parâmetros híbridos inversos (g) são a contraparte dos parâmetros híbridos.

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2$$

Em forma de equação matricial,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Portanto, por definição, o cálculo dos parâmetros é dado por

$$\begin{aligned}
g_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0} [\Omega^{-1}] & g_{12} &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0} \left[\frac{A}{A} \right] \\
g_{21} &= \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} \left[\frac{V}{V} \right] & g_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0} [\Omega]
\end{aligned}$$

3.5.5 Parâmetros ABCD

Os parâmetros ABCD, também chamados de parâmetros de transmissão relacionam a tensão e a corrente de uma porta com a da outra. Em outras palavras, **transmitem** uma tensão e uma corrente de entrada à saída na porta complementar. Este é um caso especial no qual a corrente de saída I_2 é considerada saindo do quadripolo.

$$V_2 = A V_1 + B I_1$$

$$-I_2 = C V_1 + D I_1$$

Em forma de equação matricial,

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

O cálculo dos parâmetros é dado por

$$\begin{aligned}
A &= \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_1=0} \left[\frac{V}{V} \right] & B &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{V_1=0} [\Omega] \\
C &= -\left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{I_1=0} [\Omega^{-1}] & D &= -\left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_1=0} \left[\frac{A}{A} \right]
\end{aligned}$$

Em alguns casos, alternativamente, representa-se V_1 e I_1 como funções de V_2 e I_2 , de modo que a corrente I_2 esteja em valor absoluto, ou seja,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} & -\bar{B} \\ \bar{C} & -\bar{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

3.5.6 Resolução de Quadripolos

Em sumo, um quadripolo qualquer pode ser representado por qualquer relação entre seus dois terminais. É possível escolher quaisquer parâmetros para equacionar o quadripolo, desde que as relações sejam válidas. Num caso geral, para saídas $y_{n \times 1}$ e entradas $x_{n \times 1}$, relacionadas linearmente através de uma matriz $M_{n \times n}$

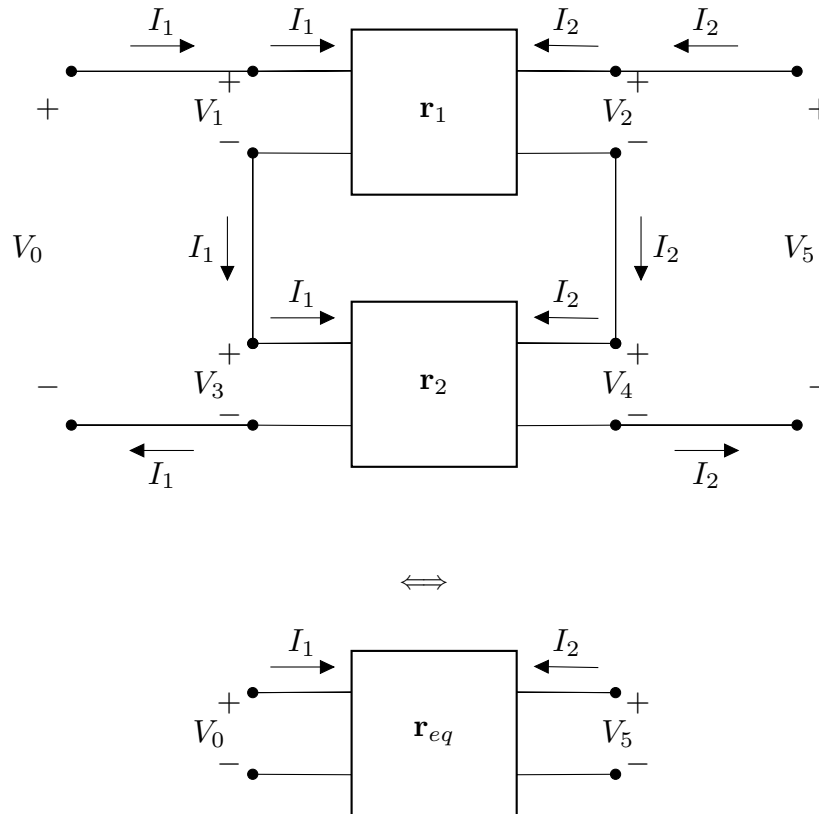
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & \dots & m_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & \dots & m_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$$

3.5.7 Associação de Quadripolos

Analogamente aos componentes mais simples (resistor, capacitor, indutor), existem casos em que uma configuração de quadripolos pode ser associada de acordo com suas conexões. Por esse motivo, muitas vezes a escolha dos parâmetros é feita tal que os quadripolos finais possam ser facilmente simplificados.

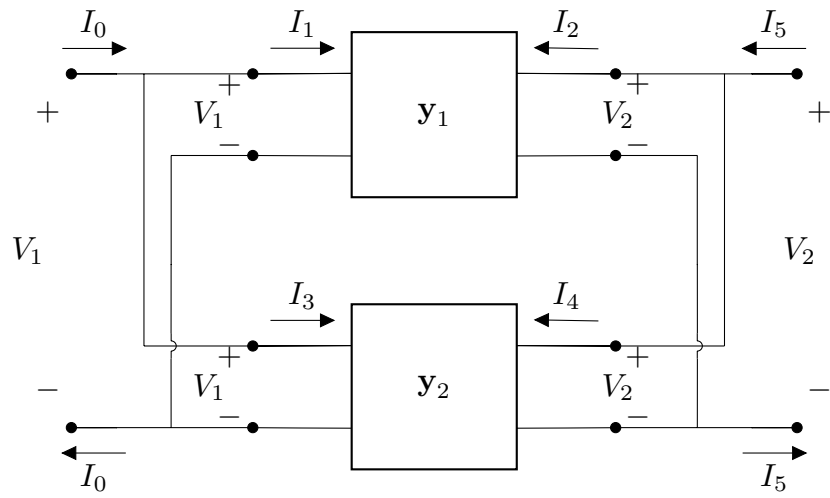
Configuração Série-Série: Neste caso a melhor escolha é de parâmetros resistivos r , pois é válida a relação

$$[r]_{eq} = [r]_1 + [r]_2$$

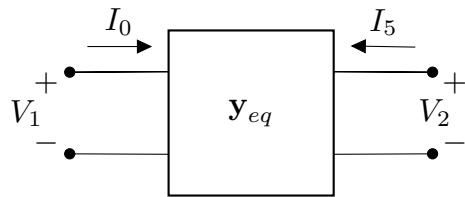


Configuração Paralelo-Paralelo: Neste caso a melhor escolha é a de parâmetros y , já que

$$[y]_{eq} = [y]_1 + [y]_2$$

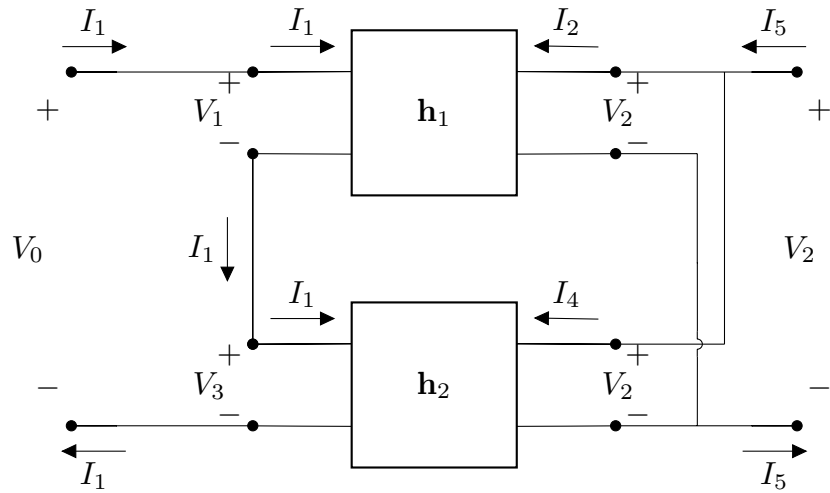


\Leftrightarrow

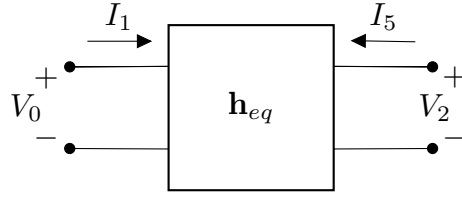


Configuração Série-Paralelo: Neste caso a melhor escolha é parâmetros h . É possível equacionar

$$[\mathbf{h}]_{eq} = [\mathbf{h}]_1 + [\mathbf{h}]_2$$

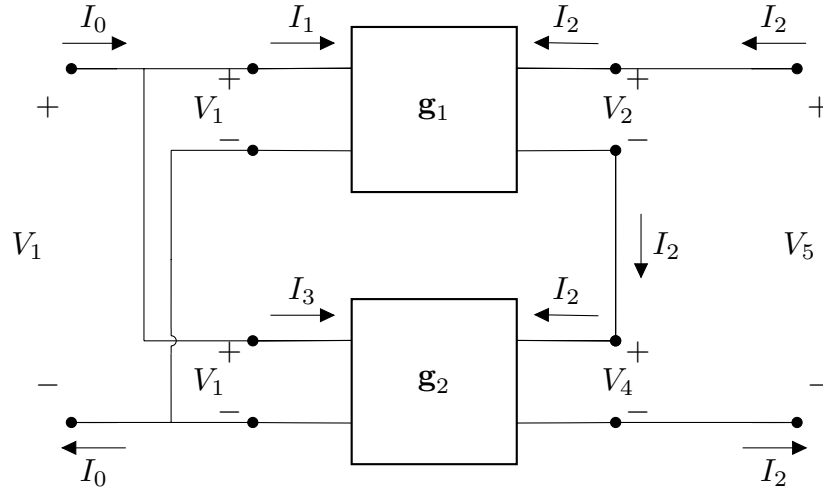


\Leftrightarrow

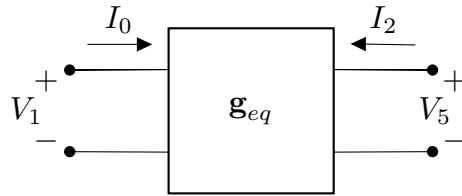


Configuração Paralelo-Série: Neste caso a melhor escolha é parâmetros g , pois

$$[g]_{eq} = [g]_1 + [g]_2$$

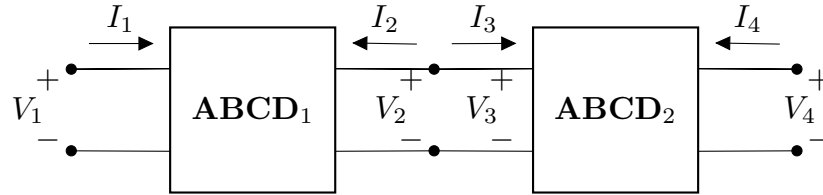


\Leftrightarrow

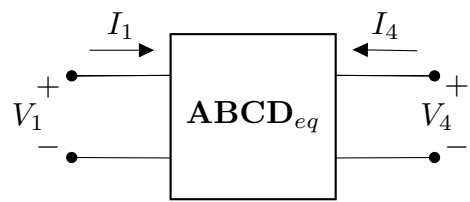


Configuração Cascata: Neste caso a melhor escolha é parâmetros de transmissão $ABCD$, possibilitando que

$$[ABCD]_{eq} = [ABCD]_1 \cdot [ABCD]_2$$



\Leftrightarrow



4 Circuitos Reativos

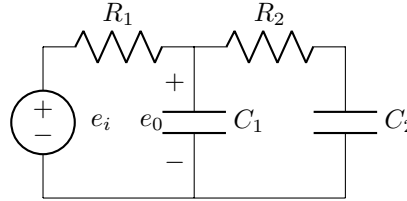
Com o conteúdo abordado nos capítulos anteriores, percebe-se que a análise básica de circuitos já é bastante extensa. Entretanto, até o momento, os sistemas foram todos considerados puramente resistivos, possibilitando a solução dos problemas com álgebra linear simples. Porém, nesta unidade serão inseridos os **elementos reativos** (indutores, capacitores), o que torna necessária a **análise temporal** do circuito. Existem diversas técnicas de resolução para um mesmo sistema.

4.1 Resolução por Equações Diferenciais Ordinárias Lineares a Coeficientes Constantes

Uma importante ferramenta para resolução de circuitos no domínio do tempo é a resolução por **equações diferenciais**. Mais especificamente, as do tipo **ordinárias** (que são diferenciais apenas em relação a uma variável) **lineares** (que satisfazem o princípio matemático da linearidade) e a **coeficientes constantes** (os coeficientes são uma função constante real). O método se resume a relacionar a saída e a entrada a partir de uma equação diferencial (EDOL) e separá-la, pelo princípio da superposição, em duas equações mais simples, a **resposta natural** e a **resposta forçada**. A solução do problema em questão é a **resposta completa**, que é uma combinação linear das respostas natural e forçada.

4.1.1 Equacionamento

Usa-se as equações que modelam os elementos reativos (relações **VI**) para relacionar a variável de saída com a variável de entrada. Considere o circuito



Quer-se encontrar a tensão no capacitor $e_o(t)$. O primeiro passo é equacionar a malha (I)

$$\begin{aligned} e_i(t) &= V_{R_1}(t) + e_o(t) \\ V_{R_1}(t) &= e_i(t) - e_o(t) \end{aligned}$$

Portanto, através da relação VI do resistor, a corrente que percorre R_1 é $i_{R_1} = \frac{e_i(t) - e_o(t)}{R_1}$.

Além disso, a corrente no capacitor C_1 é, pela relação VI, $i_{C_1} = C_1 \frac{de_o(t)}{dt}$. Equaciona-se, então, o nó (A)

$$\begin{aligned} i_{R_1}(t) &= i_{C_1}(t) + i_2(t) \\ \frac{e_i(t) - e_o(t)}{R_1} &= C_1 \frac{de_o(t)}{dt} + i_2(t) \\ i_2(t) &= \frac{e_i(t) - e_o(t)}{R_1} - C_1 \frac{de_o(t)}{dt} \end{aligned}$$

Finalmente, equaciona-se a malha (II)

$$\begin{aligned} e_o(t) &= V_{R_2} + V_{C_2} \\ e_o(t) &= R_2 i_2(t) + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2(\tau) d\tau \\ e_o(t) &= R_2 \left[\frac{e_i(t) - e_o(t)}{R_1} - C_1 \frac{de_o(t)}{dt} \right] + \frac{1}{C_2} \int_0^t \left[\frac{e_i(\tau) - e_o(\tau)}{R_1} - C_1 \frac{de_o(\tau)}{d\tau} \right] d\tau \end{aligned} \quad (4.1)$$

Em (4.1) obteve-se uma **equação difero-integral**. Para resolvê-la, deve-se reduzi-la a uma equação diferencial, ou seja, deriva-se ambos os lados da equação com respeito ao tempo. Além disso, escreve-se a expressão de forma que a variável da saída e_o e a variável da entrada e_i estejam em lados opostos da expressão.

$$\begin{aligned}
\frac{de_o(t)}{dt} &= R_2 \left[\frac{1}{R_1} \frac{de_i(t)}{dt} - \frac{1}{R_1} \frac{de_o(t)}{dt} - C_1 \frac{d^2e_o(t)}{dt^2} \right] + \frac{1}{C_2} \left[\frac{e_i(t)}{R_1} - \frac{e_o(t)}{R_1} - C_1 \frac{de_o(t)}{dt} \right] \\
\frac{de_o(t)}{dt} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{de_i(t)}{dt} - \frac{R_2}{R_1} \frac{de_o(t)}{dt} - R_2 C_1 \frac{d^2e_o(t)}{dt^2} + \frac{e_i(t)}{R_1 C_2} - \frac{e_o(t)}{R_1 C_2} - \frac{C_1}{C_2} \frac{de_o(t)}{dt} \\
R_2 C_1 \frac{d^2e_o(t)}{dt^2} + \frac{R_2}{R_1} \frac{de_o(t)}{dt} + \frac{de_o(t)}{dt} + \frac{C_1}{C_2} \frac{de_o(t)}{dt} + \frac{e_o(t)}{R_1 C_2} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{de_i(t)}{dt} + \frac{e_i(t)}{R_1 C_2} \\
\frac{d^2e_o(t)}{dt^2} + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \frac{de_o(t)}{dt} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} e_o(t) &= \frac{1}{R_1 C_1} \frac{de_i(t)}{dt} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} e_i(t)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

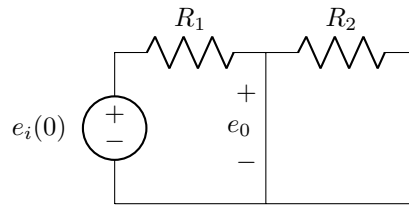
A equação (4.2) é uma equação diferencial ordinária linear com coeficientes constantes de ordem 2 cuja incógnita é a função $e_o(t)$. Para o circuito em questão, substituindo os valores, tem-se

$$\frac{d^2e_o(t)}{dt} + 2.5 \frac{de_o(t)}{dt} + e_o(t) = 10 \tag{4.3}$$

4.1.2 Condições Iniciais em Resposta ao Estado Zero

Uma equação diferencial possui uma infinidade de soluções, chamadas **família de soluções**. Entretanto, em nosso caso, procura-se a resposta para apenas um circuito elétrico específico. Ou seja, devem ser encontradas as **condições iniciais** do sistema, para especificar qual a única solução dentro da família que corresponde a $e_o(t)$. Uma EDOL de ordem 2 precisa de duas condições iniciais, uma envolvendo e_o e outra envolvendo $\frac{de_o}{dt}$. É comum considerar as condições no tempo $t = 0$.

Considerando o circuito no tempo inicial $t = 0$, na resposta ao estado zero, os capacitores e indutores estão descarregados, portanto podem ser modelados como, respectivamente, curto circuitos e circuitos abertos.



- Por inspeção, percebe-se que $e_o(0) = 0$.
- Utilizando a relação VI do capacitor, têm-se que $\frac{de_o(0)}{dt} = \frac{i_{C_1}}{C_1} = \frac{e_i(0)}{R_1 C_1} = 10$

Tais condições iniciais, juntamente com a equação diferencial, formam um **problema de valor inicial (PVI)**. Para encontrar $e_o(t)$, basta resolver

$$\begin{cases} \frac{d^2e_o(t)}{dt} + 2.5 \frac{de_o(t)}{dt} + e_o(t) = 10 \\ e_o(0) = 0, \quad \frac{de_o(0)}{dt} = 10 \end{cases} \tag{4.4}$$

4.1.3 Resposta Natural

A resposta natural de um sistema pode ser descrita como a contribuição das **condições iniciais** (CONDINICS) para a resposta completa. Para tal, considera-se a **entrada zero** e resolve-se a equação diferencial homogênea associada.

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dt^2}y(t) + p\frac{d}{dt}y(t) + qy(t) = 0 \\ y(0) = y_0, \quad \frac{d}{dt}y(0) = y_1 \end{cases}$$

Observa-se que no caso em que $y(t) = e^{\lambda t}$, é possível escrever a equação homogênea como

$$(\lambda^2 + p\lambda + q)e^{\lambda t} = 0$$

Já que a função $e^{\lambda t}$ não assume valor nulo para qualquer tempo real e λ complexo, a única solução possível precisa que

$$\lambda^2 + p\lambda + q = 0 \quad (4.5)$$

O polinômio acima representa a **equação característica**, elemento importante no momento de definir conceitos como a resposta natural e a estabilidade de um sistema. A equação característica terá sua ordem definida pela equação diferencial homogênea. No caso em questão, uma EDOL de ordem dois possui duas raízes em sua equação característica.

Após encontrar as soluções da equação característica, combina-se linearmente os termos de modo que

$$y_n(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{C}$$

Convém analisar os diferentes casos para λ .

Caso 1: $\lambda_1 \neq \lambda_2, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{R}$

A solução permanece no formato

$$y_n(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}$$

Caso 2: $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{R}$

Nota-se que as duas exponenciais se tornam linearmente dependentes. Deve-se, portanto, considerar uma outra solução linearmente independente a $y_1(t) = e^{\lambda t}$. Através do método de D'Alembert, descobre-se que um outro termo LI é $y_2(t) = te^{\lambda t}$, o que resulta em

$$y_n(t) = C_1 e^{\lambda t} + C_2 t e^{\lambda t}$$

Caso 3: $\lambda_1 = \overline{\lambda_2}, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{C}$

Para encontrar duas funções LI utiliza-se a identidade de Euler, sendo j a unidade imaginária,

$$e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t) \quad (4.6)$$

Da relação, sendo $\lambda = \sigma \pm j\omega$, encontra-se $y_1(t) = e^{\sigma t} \cos(\omega t)$ e $y_2(t) = e^{\sigma t} \sin(\omega t)$. Portanto, a solução natural da EDOL torna-se

$$y_n(t) = e^{\sigma t} [C_1 \cos(\omega t) + C_2 \sin(\omega t)]$$

4.1.4 Resposta Forçada

A resposta forçada de um sistema equivale à contribuição da função de entrada para a saída. Para encontrá-la assume-se uma solução de acordo com a função não homogênea $x(t)$, que resolve a equação diferencial

$$\frac{d^2}{dt^2}y(t) + p\frac{d}{dt}y(t) + qy(t) = x(t)$$

Parte-se de uma solução particular de acordo com a entrada. A relação entre entrada $x(t)$ e o formato da solução forçada $y_p(t)$ se dá de acordo com a tabela

Formato	$x(t)$	$y_p(t)$
Constante	C	A
Senoide	$C \cos(\omega t)$ ou $C \sin(\omega t)$	$A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t)$
Exponencial	Ce^{at}	Ae^{at}
Polinomial	$C_n t^n + C_{n-1} t^{n-1} + \dots + C_0$	$A_n t^n + A_{n-1} t^{n-1} + \dots + A_0$

É possível que a entrada seja uma junção de dois tipos diferentes de funções, nestes casos deve-se combinar dois tipos equivalentes de funções particulares. Considere o exemplo em que $x(t) = t \cos(2t)$. A solução particular para esta entrada tem o formato

$$y_p(t) = (A_1 t + A_0)[A \cos(2t) + B \sin(2t)]$$

Então, deve-se substituir $y_p(t)$ na equação diferencial não homogênea para que, através da simples comparação dos dois lados da equação, sejam descobertos os valores das constantes de $y_p(t)$.

4.1.5 Resposta Completa

A resposta completa de um sistema é a soma da resposta natural com a resposta forçada.

$$y(t) = y_n(t) + y_p(t)$$

Retornando ao PVI (4.4), separa-se a resposta natural da forçada:

Resposta Natural

$$\begin{aligned}\frac{d^2 e_o(t)}{dt^2} + 2.5 \frac{de_o(t)}{dt} + e_o(t) &= 0 \\ \lambda^2 + 2.5\lambda + 1 &= 0 \\ (\lambda + 2)(\lambda + 0.5) &= 0 \\ \lambda_1 = -2, \quad \lambda_2 = -0.5\end{aligned}$$

Logo, o formato da solução natural de $e_o(t)$ é

$$e_{o_n}(t) = A_1 e^{-2t} + A_2 e^{-0.5t} \quad (4.7)$$

Resposta Forçada

Como o lado direito da equação é constante, $e_{o_p} = A$. Substituindo na equação original (4.4)

$$\begin{aligned}\frac{d^2 A}{dt^2} + 2.5 \frac{dA}{dt} + A &= 10 \\ A &= 10\end{aligned} \quad (4.8)$$

A resposta completa é a soma das respostas natural e forçada. De (4.7) e (4.8) obtém-se a família de soluções de $e_o(t)$

$$e_o(t) = 10 + A_1 e^{-2t} + A_2 e^{-0.5t}$$

Para descobrir as constantes A_1 e A_2 equivalentes ao $e_o(t)$ em questão aplica-se as condições iniciais.

Condição da função

$$\begin{aligned}e_o(0) &= 0 \\0 &= 10 + A_1e^0 + A_2e^0 = 10 + A_1 + A_2 \\A_1 + A_2 &= -10\end{aligned}\tag{4.9}$$

Condição da derivada da função

$$\begin{aligned}\frac{de_o(t)}{dt} &= -2A_1e^{-2t} - 0.5A_2e^{-0.5t} \\ \frac{de_o(0)}{dt} &= 10 = -2A_1 - 0.5A_2 \\ 10 &= -2A_1 - 0.5A_2\end{aligned}\tag{4.10}$$

O sistema de equações formado por (4.9) e (4.10) implica $A_1 = -\frac{10}{3}$ e $A_2 = -\frac{20}{3}$. Portanto

$$e_o(t) = 10 - \frac{10}{3}e^{-2t} - \frac{20}{3}e^{-0.5t}$$

4.1.6 Exemplos

4.1.7 Elementos Reativos com Condições Iniciais: Resposta à Entrada Zero não nula

4.1.8 Métodos clássicos de resolução, utilizando unicamente lei das malhas ou unicamente lei dos nós

4.2 Elementos Reativos no domínio Frequência

Em circuitos elétricos, os problemas descritos como equações diferenciais em função do tempo podem ser levados ao domínio frequência, sendo utilizadas a **Transformada de Laplace** e suas propriedades. Considerando

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s)$$

É possível representar uma rede de componentes reativos através de suas impedâncias equivalentes no domínio frequência. Sendo s a variável “frequência”,

- Resistor (R): representado como uma impedância R
- Capacitor (C): representado como uma impedância $\frac{1}{sC}$
- Indutor (L): representado como uma impedância sL

Imagem kkt tempo -> frequência

Deste modo, é possível efetuar operações como a Lei de Ohm, Thévenin e divisores de tensão e corrente em um circuito com capacitores e indutores, facilitando a resolução de diversas configurações com representações mais complicadas no tempo. Por exemplo, um circuito de ordem 3, no tempo, é representado por uma equação diferencial ordinária de terceira ordem, a qual precisa de três condições iniciais para ser completamente resolvida. Operando em frequência, o problema é reduzido a um polinômio de terceira ordem, que requer apenas álgebra básica para ser resolvido. Deste modo, podem ser introduzidos novos métodos de resolução de circuitos.

4.3 Diagrama de Fluxo

O Diagrama de Fluxo é uma representação simbólica de um circuito elétrico. O mesmo relaciona a entrada e as variáveis de estado à(s) saída(s). As unidades básicas do diagrama são:

- **Ganho:** multiplicador aplicado à variável em questão.
Ganho
- **Soma:** representa a soma de dois ramos que se encontram.
Soma
- **Amostra:** retira o valor do ponto equivalente e o copia para o ramo atual. Um mesmo ponto pode ser amostrado infinitamente sem sofrer alterações em seu valor.
Amostra

A grande vantagem do diagrama de fluxo é que pode-se relacionar qualquer saída com as entradas do circuito. Considerando o mesmo circuito utilizado como exemplo na seção anterior, um possível diagrama de fluxo é

Diagrama da questão da lista A função de transferência $T(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)}$ é calculada através da **Regra de Mason**,

$$T(s) = \sum_{k=1}^N \frac{M_k \Delta_k}{\Delta}$$

Considerando um “loop” como um caminho fechado, ou seja, partindo de um ponto, chega-se no mesmo ponto seguindo as setas do diagrama e “caminho direto” como a multiplicação dos ganhos de um ponto ao outro, seguindo o sentido das setas,

- M_k : ganho do k-ésimo caminho direto entre a entrada e a saída
- Δ : $1 - \sum_i L_i + \sum_{i,j} L_i L_j - \sum_{i,j,k} L_i L_j L_k + \sum_{i,j,k,l} L_i L_j L_k L_l - \dots$
sendo L a multiplicação dos ganhos em um loop, Δ envolve a multiplicação entre todos os loops que **não se tocam** individualmente, os loops que não se tocam dois a dois, três a três, quatro a quatro, e assim por diante até esgotarem-se as combinações de loops.
- Δ_k : é similar ao Δ , porém apenas envolve os loops que **não** tocam o caminho direto M_k

No circuito em questão, do diagrama de fluxo, têm-se três loops, com dois que não se tocam e um caminho direto.

$$\Delta = 1 - \left(-\frac{1}{sR_1C_1} - \frac{1}{sR_2C_1} - \frac{1}{sR_2C_2} \right) + \left(-\frac{1}{sR_1C_1} \right) \left(-\frac{1}{sR_2C_2} \right)$$

$$M_1 = \frac{1}{sR_1C_1}$$

$$\Delta_1 = 1 - \left(-\frac{1}{sR_2C_2} \right)$$

Portanto,

$$T(s) = \frac{\frac{1}{sR_1C_1} \left(1 + \frac{1}{sR_2C_2}\right)}{1 + \frac{1}{sR_1C_1} + \frac{1}{sR_2C_1} + \frac{1}{sR_2C_2} + \frac{1}{s^2R_1R_2C_1C_2}}$$

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_1C_1} \left(s + \frac{1}{R_2C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2}\right)s + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}$$

$$T(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s+1}{s^2 + 2.5s + 1}$$

Para entrada tipo salto, $e_i(t) = 10 u(t)$, em frequência, $E_i(s) = \frac{10}{s}$

$$E_o(s) = T(s)E_i(s) = \frac{10s + 10}{s(s^2 + 2.5s + 1)}$$

Do método da separação em frações parciais,

$$E_o(s) = \frac{10}{s} + \frac{-\frac{10}{3}}{s+2} + \frac{-\frac{20}{3}}{s+0.5}$$

Aplicando, por linearidade, a transformada inversa em ambos os lados, tem-se o mesmo resultado antes obtido pela solução de equações diferenciais.

$$e_o(t) = 10 - \frac{10}{3}e^{-2t} - \frac{20}{3}e^{-0.5t}$$

4.4 Representação em Espaço de Estados

A Representação em Espaço de Estados (ou apenas Representação de Estados) é uma ferramenta que permite representar um sistema descrito por uma equação diferencial de ordem n em um sistema de n equações diferenciais de primeira ordem (ordem 1). Para isso, além das entradas e das saídas, devem ser considerados os **estados** do sistema. Em um caso geral, a escolha dos estados é arbitrária. Na resolução de circuitos elétricos, porém, costuma-se atribuir as **tensões nos capacitores** e as **correntes nos indutores** como estados. A representação possui o formato

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{y} = C\mathbf{x} + D\mathbf{u} \quad (4.12)$$

Sendo \mathbf{x} o vetor que contém as variáveis de estado, $\dot{\mathbf{x}}$ o vetor que contém as derivadas das variáveis de estado, \mathbf{u} o vetor de entradas e \mathbf{y} o vetor de saídas. A, B, C e D são as matrizes de coeficientes que relacionam os vetores.

Em um caso em de um circuito com n variáveis de estado, mas apenas uma entrada

e uma saída, as dimensões das matrizes são $A_{n \times n}$, $B_{n \times 1}$, $C_{1 \times n}$ e $D_{1 \times 1}$. Reescrevendo a representação, têm-se

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ \vdots \\ b_{n1} \end{bmatrix} u \quad (4.13)$$

$$y = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} \end{bmatrix} u \quad (4.14)$$

4.4.1 Representação de Estados por Inspeção

O método da **inspeção** equivale a encontrar diretamente a relação entre os vetores de derivadas e de saídas com os vetores de entradas e variáveis de estado.

4.4.2 Representação de Estados por Superposição

No método da **superposição**, considera-se as variáveis de estado como fontes. Então, calcula-se, por superposição, a contribuição de cada uma das “fontes” para as derivadas das variáveis de estado e as saídas.

4.4.3 Representação de Estados por Diagrama de Estados

É possível montar a representação de estados utilizando a **regra de Mason**. De posse de um diagrama de **estados**, deve-se “abrir” os pontos de integração. Por definição, antes da integração a variável é \dot{x} e depois ela se torna x .

Imagem de um diagrama de estados "cortado" nas variáveis de estado e renomeado

Agora, basta aplicar a regra de Mason em cada um dos termos das matrizes A,B,C,D.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} M_{11}\Delta_{11} & M_{12}\Delta_{12} \\ M_{21}\Delta_{21} & M_{22}\Delta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} M_{11}\Delta_{11} \\ M_{21}\Delta_{21} \end{bmatrix} u$$

$$y = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} M_{11}\Delta_{11} & M_{12}\Delta_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} M_{11}\Delta_{11} \end{bmatrix} u$$

Sendo Δ o delta de Mason e $M_{ij}\Delta_{ij}$ o somatório de todos os caminhos diretos de x_j ou u até \dot{x}_i ou y (dependendo da matriz em questão) multiplicados pelos Δ dos loops que não tocam o respectivo caminho.

4.4.4 Representação de Estados a partir de uma EDOL

A representação de estados é muito útil para reduzir uma equação diferencial de ordem n para um sistema de n equações de ordem 1, o que, muitas vezes, possibilita sua solução. No caso de uma equação diferencial de segunda ordem

$$\ddot{y}(t) + p\dot{y}(t) + qy(t) = \tau(t)$$

Pode-se atribuir os estados $x_1(t) = y(t)$ e $x_2(t) = \dot{y}(t)$ e reescrever a EDOL de forma que

$$\begin{aligned}\dot{x}_2(t) + px_2(t) + qx_1(t) &= \tau(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -qx_1(t) - px_2(t) + \tau(t)\end{aligned}$$

Basta, agora, relacionar $\dot{x}_1 = x_2$ e já é possível montar a representação de estados.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -q & -p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u\end{aligned}$$

4.4.5 Resposta de um sistema a partir da Representação de Estados

É possível encontrar a resposta de um sistema usando a representação de estados no domínio do tempo (não abordado neste material) e no domínio da frequência (este método torna as expressões completamente algébricas, elementos diferenciais e integrais, facilitando a resolução, por isso será abordado). Para levar do domínio tempo para o domínio frequência, deve-se aplicar a **Transformada de Laplace** em ambos os lados das equações de estados. Seguindo a convenção que $\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s)$, tem-se

$$\begin{aligned}sI\mathbf{X} - \mathbf{x}(0) &= A\mathbf{X} + B\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= C\mathbf{X} + D\mathbf{U}\end{aligned}$$

Isolando \mathbf{X} , resulta em

$$\mathbf{X} = (sI - A)^{-1}\mathbf{x}(0) + (sI - A)^{-1}B\mathbf{U}$$

Substituindo \mathbf{X} em $\mathbf{Y}(\mathbf{X})$,

$$\mathbf{Y} = C(sI - A)^{-1}\mathbf{x}(0) + [C(sI - A)^{-1}B + D]\mathbf{U} \quad (4.15)$$

Essa equação relaciona diretamente a saída com a entrada e as condições iniciais. Ou seja, é a **resposta completa** do sistema. Mais especificamente, $C(sI - A)^{-1}\mathbf{x}(0)$ é a **resposta à entrada zero** e $[C(sI - A)^{-1}B + D]\mathbf{U}$ é a **resposta ao estado zero** (também conhecida como **função de transferência do sistema**).