

Estranhezas da Teoria de Circuitos Elétricos

Marcello Praça Gomes da Silva*

INTRODUÇÃO

Além dos dispositivos usuais (indutores, capacitores, fontes, trafos, resistores, blocos funcionais ativos como amplificadores e integradores), a teoria dos circuitos elétricos está repleta de dispositivos de comportamento, no mínimo, curiosos. Isto sem falar nos paradoxos que podem ser obtidos por meio de tais dispositivos.

Apesar de um tanto complexo, este assunto pode ser entendido, em seus fundamentos, com apenas alguns conceitos e manipulações elementares.

A intenção deste trabalho é, por conseguinte, discutir esses assuntos que, normalmente, são relegados a segundo plano nos cursos tradicionais de circuitos elétricos a nível universitário (na maioria dos casos nem mesmo chegam a ser comentados pelos professores). O *approach* adotado é o mais simples possível, de tal maneira

que os conceitos básicos possam ser bem assimilados por todos.

OS GERADORES IDEAIS DE CORRENTE

Sejam duas fontes de corrente ideais (ou seja: que não possuem nem capacitância nem condutância internas) conectadas como na figura 1. A corrente impulsionada pela primeira fonte é dita I_1 e a impulsionada pela segunda fonte é dita I_2 (por hipótese o módulo de I_1 é diferente do módulo de I_2). A ligação entre as duas fontes de corrente é controlada pelo estado da chave S_1 (chave de um pólo *versus* uma posição).

Por definição, a corrente impulsionada por uma fonte de corrente ideal (do tipo não-controlada) não depende das suas ligações externas. Ela sempre irá gerar a mesma corrente independentemente do circuito onde venha a ser ligada.

Quando implementamos as fontes práticas de corrente precisamos ter em mente que existem faixas ou bandas de operação (onde a geração de corrente torna-se viável e onde o comportamento

* Engenheiro da Embratel.

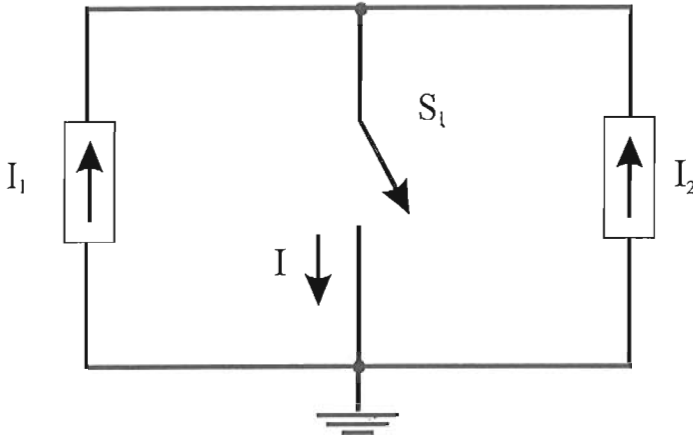


FIGURA 1: Geradores ideais de Corrente

se aproxima do comportamento da fonte de corrente ideal). Quanto mais afastada destes limites (em virtude das imprecisões dos componentes empregados, impedância de carga, temperatura etc) mais distante do comportamento ideal será o comportamento real da fonte prática de corrente.

Retornemos agora ao nosso circuito. Acaso a chave S_1 esteja fechada não haverá contradição já que as duas correntes (I_1 e I_2) circularão pelo curto-circuito no braço paralelo (ou braço *shunt*). A corrente I_1 retornará pelo curto à fonte I_1 . A corrente I_2 também retornará pelo curto à fonte I_2 .

Só quando abrirmos S_1 é que a contradição aparecerá.

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK ou KCL, do inglês *Kirchhoff Current Law*) teremos, quando S_1 estiver fechada:

$$I = I_1 + I_2 \quad (1)$$

onde I é a corrente circulante através do braço *shunt*.

Se S_1 estiver aberta não haverá corrente circulando pelo braço paralelo ($I = \text{zero}$). Substituindo-se $I = \text{zero}$ na equação (1) temos que:

$$0 = I_1 + I_2 \quad \text{portanto, } I_1 = -I_2 \quad (2)$$

Este resultado indica que a corrente I_1 possui o mesmo módulo da corrente I_2 (porém, de sentido contrário).

Isto é um contra-senso, pois sabemos de antemão que I_1 é diferente de I_2 (hipótese feita). Eis aí nosso primeiro paradoxo de circuito.

O paradoxo continuaria valendo caso invertêssemos o sentido de uma das duas fontes (ou, obviamente, das duas fontes ao mesmo tempo).

A contradição decorre do fato de que a situação é fictícia pois:

- Não existem, na realidade, fontes de corrente práticas que não possuam admitâncias internas (capacitâncias ou condutâncias).

Ao considerarmos tal afirmativa a contradição desaparecerá já que sempre haverá dois braços paralelos (com admitâncias Y_1 e Y_2) que fornecerão percursos alternativos e permanentes para as correntes I_1 e I_2 , sem depender do estado da chave S_1 . É como se nós tivéssemos dois circuitos em separado (um exclusivo para I_1 e o outro exclusivo para I_2). Vide a figura 2.

Uma generalização do caso anterior é dada pela conexão em série de N fontes ideais de corrente (cada uma gerando $I_1, I_2, I_3, \dots, I_N$ ampères). A figura 3 nos mostra a situação descrita. Somente, não haverá paradoxo caso todas as correntes geradas sejam iguais entre si ($I_1 = I_2$

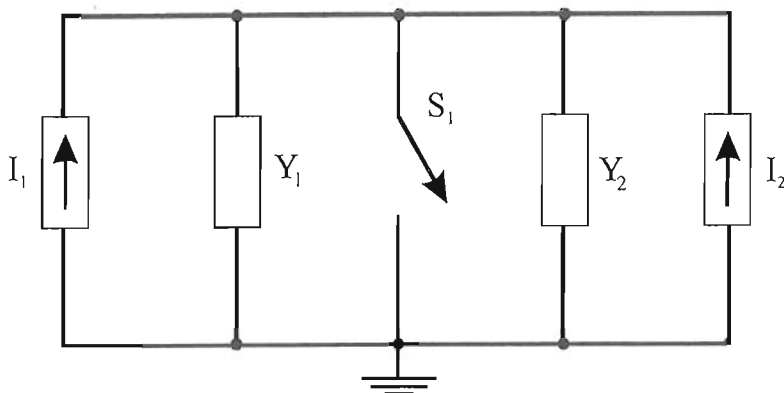


FIGURA 2: Caso Prático Número 1

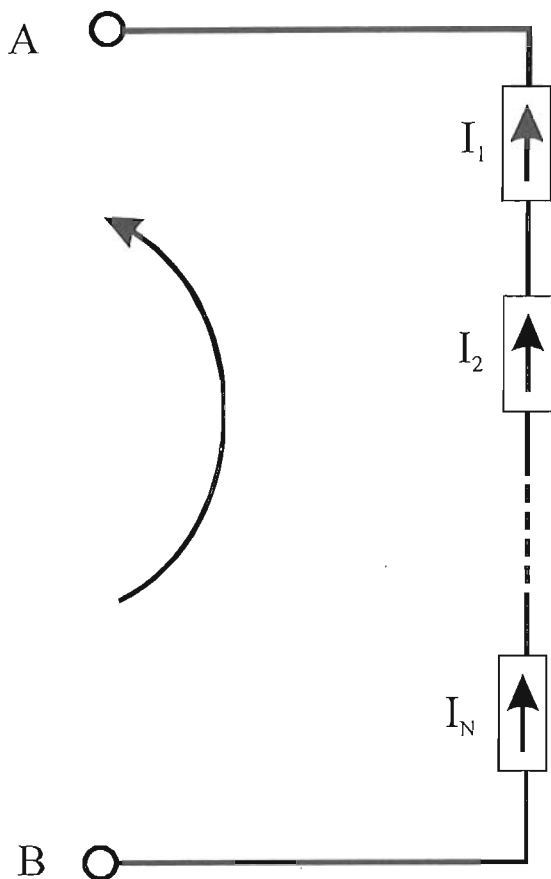


FIGURA 3: Fontes de Corrente Ideais em Série

Caso uma das fontes gere uma corrente diferente das demais (ou em magnitude ou em sentido) teremos uma contradição.

OS GERADORES IDEAIS DE VOLTAGEM

Este é, simplesmente, o caso dual do anterior (já que a tensão é o dual da corrente).

Vamos supor duas fontes ideais de tensão (aquelas que não possuem nem indutância nem resistência internas) conectadas como na figura 4. A primeira fonte gera uma tensão E_1 e a segunda fonte gera uma tensão E_2 (E_1 diferente de E_2). A chave S_1 controla a ligação entre elas (S_1 é uma chave do tipo um pólo *versus* uma posição).

Se S_1 estiver aberta o circuito estará interrompido e a tensão nos bornes de cada fonte será igual à sua respectiva força eletromotriz (**fem** ou **emf**, do inglês *electromotive force*). Se S_1 estiver fechada aparecerá uma contradição. Ao aplicarmos a Lei das Tensões de Kirchoff (LTK ou KVL, do inglês *Kirchhoff Voltage Law*) encontraremos E_1 igual a E_2 (todavia, por hipótese, E_1 é diferente de E_2). Por outro lado, a tensão presente nos bornes de uma fonte de tensão ideal jamais será afetada pelas suas ligações externas. Eis aí nosso segundo paradoxo de circuito:

$$E_1 = E_2 \text{ (de acordo com a LTK)}$$

$E_1 \neq E_2$ (pela definição de gerador ideal de tensão e por nossa imposição neste exemplo).

$= I_3 = \dots = I_N$) e de mesmo sentido. Neste caso, o bipólo formado pela associação série será dado por uma fonte ideal de corrente gerando I ampères (impulsionados do terminal B para o terminal A).

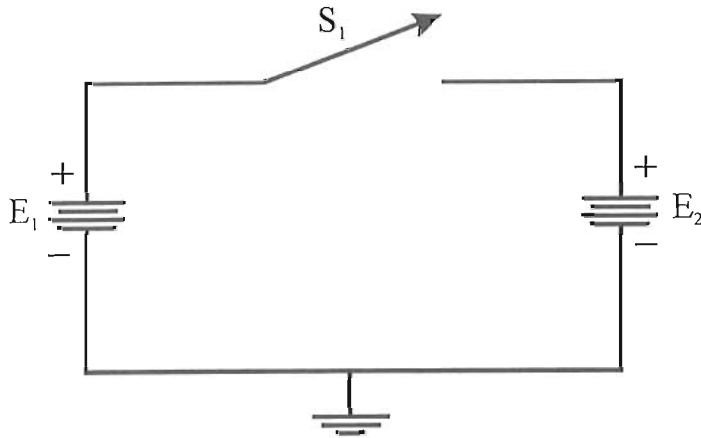


FIGURA 4: Geradores Ideais de Voltagem

Tal contradição aparece porque a situação anteriormente descrita não existe na realidade, em razão dos seguintes fatos:

(a) Não existe, na prática, nenhum gerador de tensão que não possua alguma impedância interna Z_g (por menor que ela seja).

$$Z_g = R_g \pm jX_g \quad (\text{em ohms})$$

onde:

R_g = resistência interna do gerador (em ohms),

X_g = reatância interna do gerador (em ohms),

j = unidade imaginária (raiz quadrada de -1).

(b) Uma chave S fechada sempre irá apresentar alguma impedância (a impedância de contacto Z_c).

$$Z_c = R_c \pm jX_c \quad (\text{em ohms})$$

onde:

R_c = resistência de contacto da chave (em ohms),

X_c = reatância de contacto da chave (em ohms).

(c) Os fios de ligação dos circuitos sempre possuem resistência elétrica (e, mesmo se forem retilineares, possuirão alguma auto-indutância associada).

$$Z_w = R_w \pm jX_w \quad (\text{em ohms})$$

onde:

R_w = resistência de fio de ligação (em ohms),

X_w = reatância do fio de ligação (em ohms).

A letra w é uma referência ao inglês *wire* (fio).

Ao considerarmos os pontos anteriores (ou pelo menos um único deles) a contradição irá desaparecer e a LTK passará a fornecer o mesmo resultado que a definição das fontes ideais (já que sempre haverá uma tensão, sobre a impedância adicional série, evitando alguma contradição). Vide a figura 5. Nesse caso, se incumbirão de eliminar a contradição as impedâncias Z_1 (do gerador E_1), Z_2 (do gerador E_2) e Z_3 (de contato da chave S_1 junto com a impedância dos fios de ligação). Bastaria, entretanto, uma única delas que o problema já estaria resolvido.

Uma generalização do caso anterior é dada pela conexão em paralelo de N fontes ideais de voltagem (cada uma gerando $E_1, E_2, E_3, \dots, E_N$ volts). A figura 6 nos mostra a situação descrita. Notar que existem ao todo $(N-1)$ chaves de um pólo *versus* uma posição cada (de S_1 até S_{N-1}). Só não haverá paradoxo caso todas as voltagens geradas sejam iguais entre si, ou seja:

$$E_1 = E_2 = E_3 = \dots = E_N = E \quad (\text{volts}) \quad (3)$$

A ligação de uma fonte de tensão ideal ($= E$) juntamente com uma fonte de corrente ideal ($= I$), tal qual a figura 7, não causa nenhum problema e nenhuma contradição aparece. A fonte E poderá

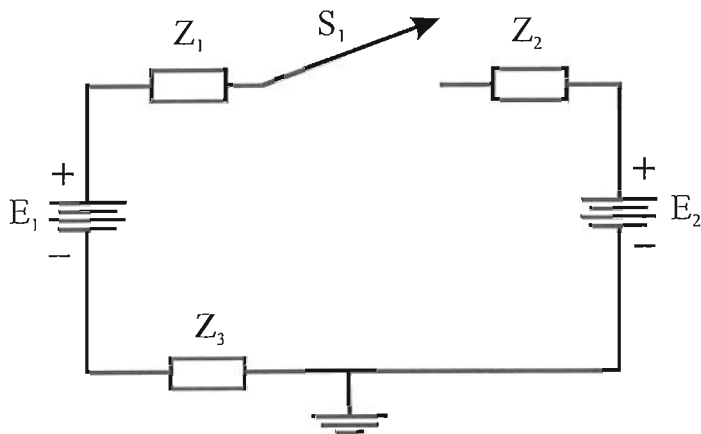


FIGURA 5: Caso Prático Número i1

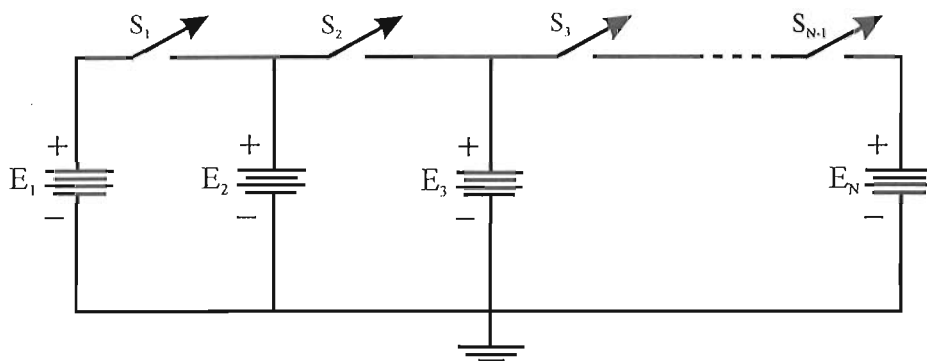


FIGURA 6: Fontes de Tensão Ideais em Paralelo

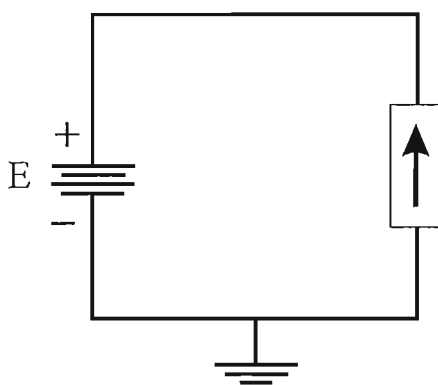


FIGURA 7: Fontes E e I

absorver qualquer corrente I e a fonte I poderá ser submetida à qualquer diferença de potencial E. Estas considerações são oriundas das próprias definições desses dois elementos ideais de circuito.

Imaginemos agora que no circuito da figura 7 incluíssemos uma simples chave S (em série com a fonte de corrente). Se a chave estivesse fechada não haveria nenhuma contradição. Todavia, ao abriremos a chave temos um problema. Como a fonte de corrente impulsiona a corrente I através de um circuito aberto? Note que com a fonte de tensão não teríamos qualquer preocupação (nem com a chave fechada nem tampouco com a chave aberta).

Se a chave anterior fosse disposta em paralelo com os dois elementos de circuito (as duas fontes) o único problema, quando a chave fosse fechada, era o curto-circuito sobre a fonte de tensão (contudo, nenhum paradoxo iria ocorrer).

ALGUNS DISPOSITIVOS SINGULARES

Agora vamos abordar alguns componentes especiais que são muito diferentes daqueles componentes tradicionais de circuito (transformadores, resistores, bobinas ou indutores, capacitores ou condensadores, fontes de corrente e de tensão controladas ou independentes).

Tais componentes singulares são o *nullator*, o *norator* e o *nullor*. Seus nomes estão grafados como na língua inglesa em virtude de serem muito pouco usados na literatura técnica brasileira. Os

aportuguesamentos são, respectivamente: nulator, norator e nulor (sem se duplicar a letra “ele” e abrasileirando-se as pronúncias, ou seja, /nulátor/, /norátor/ e /núlor/).

NULLATOR

O nullator é um elemento singular ideal que foi descrito no artigo técnico chamado *Network Synthesis with Negative Resistors* de autoria de Carlin e Youla (Proc. Inst. Radio Engineers de 1961). A figura 8 nos mostra sua simbologia.

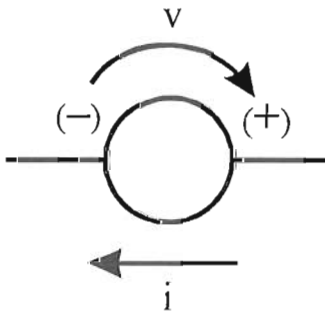
O nullator é um dispositivo de uma porta (uniporta ou monoporta), sendo, portanto, um bipólo (possui dois terminais ou dois pólos). As suas características são:

- (a) A corrente que o percorre é sempre nula;
- (b) A diferença de potencial (= ddp) através dele é sempre nula.

Desta forma, o nullator se comporta, simultaneamente, como se fosse um circuito aberto [característica (a)] e um curto-circuito [característica (b)] ou seja:

$$V = I = \text{zero} \quad (\text{SEMPRE})$$

A estranheza desse elemento está presente nestes dois fatos. Se nós tivermos um curto-circuito (diferença de potencial nula) este possibilitará passar qualquer corrente (tanto em intensidade quanto em sentido). Se nós tivermos um circuito aberto (corrente nula) este possibilitará qualquer **ddp** (tanto em intensidade quanto em



$$v = i = \text{zero}$$

FIGURA 8: Representação Simbólica do Nullator

polaridade). Parece inconcebível um elemento que ao mesmo tempo apresente comportamento de circuito aberto e de curto circuito.

Em um diagrama vertical-horizontal $i \times v$ (corrente *versus* tensão) o nullator é representado pelo ponto origem dos eixos coordenados (ponto 0, 0). Neste ponto, tanto a corrente quanto a tensão somente podem assumir o valor zero. Isto significa que o nullator não possui um equivalente Thévenin ou um equivalente Norton. A figura 9 nos mostra a plotagem do diagrama $i \times v$ do nullator.

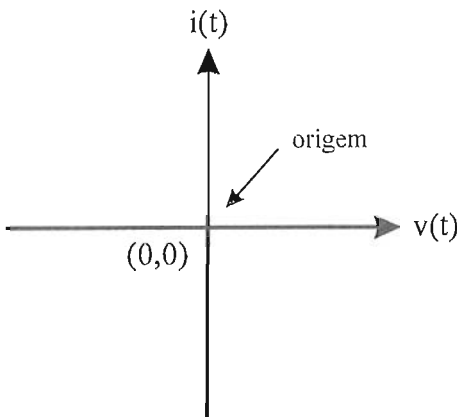


FIGURA 9: Diagrama $i \times v$ do Nullator

tensão (ambas ao mesmo tempo). A primeira das duas características é comum somente aos curtos-circuitos e a segunda é comum somente aos circuitos abertos.

O nullator e o norator são semelhantes em seus comportamentos já que ambos apresentam características de curto-circuito e de circuito aberto (ainda que sejam opostas entre si).

É curioso saber que o nullator e o norator são chamados por Stephen W. Director (autor do livro *Circuitos Elétricos*, da LTC) de “elementos patológicos de dois terminais”. É como se ambos tivessem algo inerentemente doente em suas essências (grego *pathos* = doença).

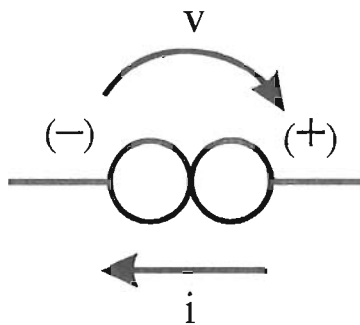
Em um diagrama vertical-horizontal $i \times v$ (corrente *versus* tensão) o norator é representado por todo o plano cartesiano. Qualquer corrente está permitida (todo o eixo vertical) e qualquer tensão está permitida (todo o eixo horizontal). Isto significa que qualquer ponto (v, i) do plano corrente tensão é permitido para o norator.

Conforme vemos, não existirá qualquer limitação de potência em um norator (pois a corrente que o atravessa e a diferença de potencial entre seus terminais podem assumir qualquer valor).

NORATOR

O norator, que foi descrito no mesmo artigo anterior, é um elemento monoporta ideal por onde passa uma corrente de qualquer intensidade e onde pode se estabelecer uma diferença de potencial de qualquer valor (ambas sendo independentes uma da outra). A figura 10 nos mostra sua simbologia.

A estranheza acerca deste elemento é que ele possibilita passar qualquer corrente e pode se submeter à qualquer



v e i são arbitrários

FIGURA 10: Representação Simbólica do Norator

NULLOR

O nullor é um dispositivo dual-port (quadripólo ou TPN — *Two-Port Network*) onde a porta de entrada consiste nos terminais 1-1' (ou A-A') e a porta de saída consiste nos terminais 2-2' (ou B-B').

Na porta 1-1' (*input port* ou porta de entrada) temos um nullator e na porta 2-2' (*output port* ou porta de saída) temos um norator. A figura 11 nos mostra seu símbolo de circuito. O triângulo do desenho nos lembra o símbolo genérico de um amplificador.

É interessante sabermos que foi demonstrado, em um artigo técnico chamado *On The Nullor* de autoria de Martinelli (vide Proc. Inst. Elect. Electron. Engineers de 1965), que um transistor ideal equivale a um nullor.

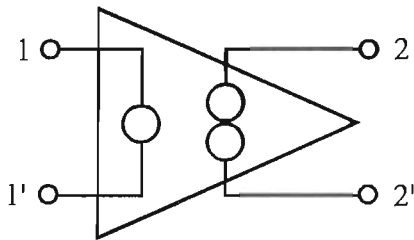


FIGURA 11: Representação Simbólica do Nullor

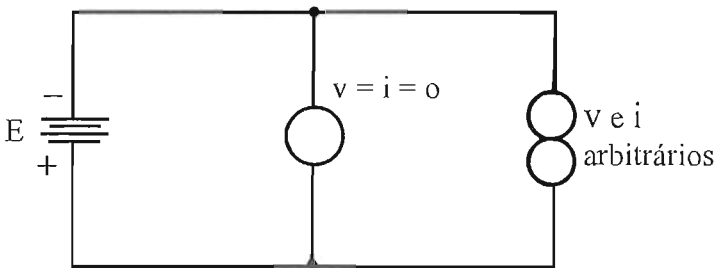


FIGURA 12: Primeiro Circuito Singular — Pradoso de Voltagem

CIRCUITOS SINGULARES

Neste trabalho, um circuito singular é aquele que é composto por pelo menos um sinal ou dispositivo singular. Chamaremos “elemento” a qualquer dispositivo singular (nullator, norator, nullor) ou sinal singular (degrau unitário, impulso unitário, rampa unitária, parábola unitária, *doublet* ou *triplet* unitário). Neste artigo, todavia, não nos deteremos no segundo caso (funções singulares). Um circuito será dito “singular paradoxal” quando a presença do elemento singular (sinal ou circuito) causar uma situação de paradoxo.

Seja o circuito singular da figura 12 que possui um gerador de tensão ideal de força eletromotriz E (volts) e com a polaridade mostrada. Este gerador está conectado, em paralelo, com um norator e com um nullator.

A existência do nullator, no braço paralelo do meio, irá gerar uma contradição. A Teoria dos Circuitos afirma que componentes dispostos em paralelo sempre estarão submetidos à mesma diferença de potencial elétrico. Como a fonte de tensão ideal possui uma força eletromotriz de E volts (com E sendo diferente de zero) temos que a diferença de potencial entre os dois componentes (norator e nullator) vale E volts (já que todos eles estão dispostos em paralelo). Contudo, o nullator sempre apresenta diferença de potencial nula entre seus dois terminais. Desta forma surge a contradição (um nullator foi excitado com uma tensão diferente de zero).

Um segundo circuito singular paradoxal é aquele exibido na figura 13. Uma fonte ideal de corrente (que gera a corrente I diferente de zero) está conectada em série com um nullator. Uma vez que os nullators não admitem a passagem de corrente através deles e já que a fonte de corrente ideal sempre impulsiona a corrente por ela gerada (independentemente do circuito elétrico onde esteja ligada) o

paradoxo estará formado. Estamos excitando um nullator com uma corrente diferente de zero.

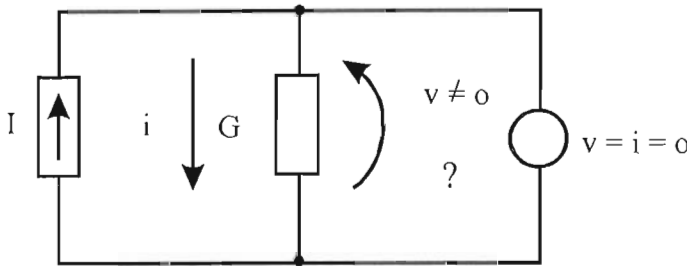
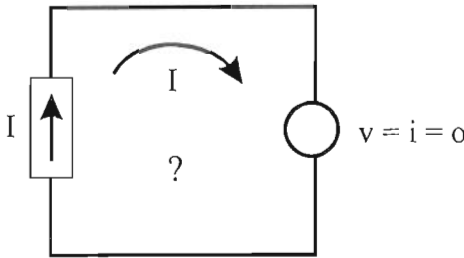


FIGURA 13: Segundo Circuito Singular — Paradoxo de Corrente e de Tensão

Ainda que o gerador de corrente não fosse ideal (que ele tivesse uma admitância Y em paralelo) tal circuito geraria um paradoxo. Isto ocorreria pois quando a corrente I passasse pela admitância Y geraria uma diferença de potencial não nula sobre Y (e o nullator, que está disposto em paralelo com a admitância Y , deve ter, obrigatoriamente, uma diferença de potencial nula entre seus terminais).

Obviamente, tais circuitos pertencem ao universo puramente teórico, já que os dispositivos singulares (nullator, norator e nullor) não existem na prática (são meras abstrações teórica).

CONVERSORES DE IMPEDÂNCIA NEGATIVOS

Uma impedância negativa caracteriza-se por apresentar a seguinte propriedade:

“Quando aumenta a corrente que percorre a impedância temos, simultaneamente, uma queda de tensão.”

$$v(t) = -Z \times i(t) \quad (4)$$

onde a tensão instantânea $v(t)$ e a corrente instantânea $i(t)$ estão definidas na figura 14 (com referências associadas). A tensão $v(t)$ é positiva no terminal 1 e negativa no terminal 1'. A corrente $i(t)$ entra na impedância Z pelo terminal 1 e sai pelo terminal 1'.

O conversor de impedância negativo (CIN ou NIC, *Negative Impedance Converter*) é um circuito ativo que troca o sinal da impedância que estiver conectada na sua porta de entrada. Assim sendo, seja uma impedância genérica Z_a conectada a um NIC. A impedância Z_{out} (lida na porta de saída) será dada por :

$$Z_{out} = -K \times Z_a \quad (5)$$

onde K é uma constante real positiva denominada “constante do NIC”. K assume o papel de um fator finito de escalamento de amplitude. A finalidade última do fator K é escalar em amplitude a impedância Z_a (mudar a magnitude de Z_a). Trata-se de uma constante adimensional (isto é, sem unidades).

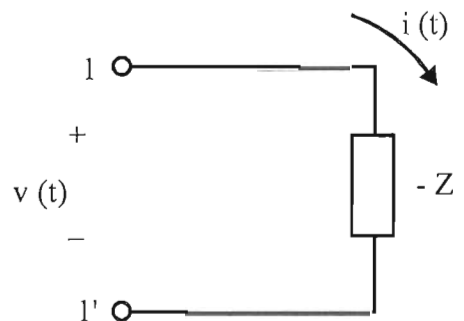


FIGURA 14: Impedância Negativa (Referências Associadas)

Se fizermos K igual à unidade (K=1) a equação 5 assumirá a forma simplificada dada a seguir.

$$Z_{in} = -Z_a \tag{6}$$

Se Z_a for um resistor ($Z_a = R_a$) e se K for unitário (K = 1) teremos a simulação de um resistor negativo ($R_{in} = -R_a$) sem fator de escala (pois K é unitário). Nesse caso mais simples o NIC é conhecido como NRC (*Negative Resistance Converter*) ou CRN (*Conversor de Resistência Negativo*).

O NIC é uma rede de duas portas (quadripólo) tendo, portanto, 4 pólos ou 4 terminais. A figura 15 mostra a representação quadripolar de um NIC.

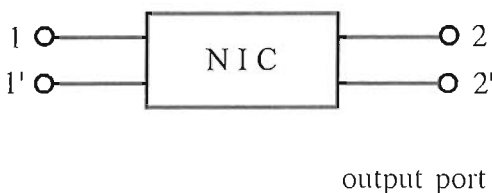


FIGURA 15: O NIC como Quadripólo

Algumas vezes, temos necessidade de trabalhar com admitâncias Y ao invés de impedâncias Z. Nesses casos, fazemos uso de um fator de escala KY para admitâncias. A equação genérica número 5 seria então dada por:

$$Y_{out} = -KY \times Y_a \tag{7}$$

onde:

$$Y_{out} = \frac{I}{Z_{out}} \quad (\text{em siemens ou mhos}) \tag{8}$$

$$Y_a = \frac{I}{Z_a} \quad (\text{em siemens ou mhos}) \tag{9}$$

$$KY = \frac{I}{K} \quad (\text{adimensional}) \tag{10}$$

Conforme podemos ver, o fator de escalamento KY é um número real, positivo e adimensional (número puro).

Os NICs se dividem em duas grandes categorias: por Inversão de tensão (VNIC — *Voltage Inversion NIC*) e por inversão de corrente (CNIC — *Current Inversion NIC*). Cada um deles terá a sua própria matriz de transmissão ou matriz T, ou seja:

$$[T] = \begin{bmatrix} T1 & T2 \\ T3 & T4 \end{bmatrix}$$

A curiosidade deste bloco funcional reside no fato dele poder simular dispositivos negativos (resistores, indutores e capacitores) a partir dos correspondentes dispositivos positivos.

Vamos ilustrar uma aplicação do NIC em anular a resistência parasita R_s de uma bobina (= indutor) prática.

O modelo simplificado de circuito de uma bobina prática (figura 16) é dado por uma resistência série parasítica (= R_s) e por uma auto-indutância série (= L_s). A impedância Z_{bob} de uma bobina prática, na frequência ω , é dada por:

$$Z_{bob} = R_s + j\omega L_s \tag{11}$$



FIGURA 16: Modelo Simplificado de uma Bobina Real

Se inserirmos adequadamente um NIC em série com a bobina poderemos anular a sua resistência série parasítica R_s . inicialmente, avaliemos qual o valor de R_s da bobina (em uma ponte

RLC, por exemplo). Projetamos o NIC para que a sua resistência na porta de saída seja igual à R_s avaliada (só que com sinal negativo). A constante K do NIC poderá ser unitária ou não (dependendo do valor encontrado para R_s).

A título de ilustração vamos supor que K possa ser unitário. Na porta de entrada do NIC conectamos uma resistência R de valor igual à resistência parasita da bobina ($R = R_s$). Desta forma, a resistência vista na porta de saída do NIC ($= R_{out}$) será dada por:

$$R_{out} = -R_s \quad (12)$$

Conectando o NIC em série com a bobina teremos uma impedância total Z_{tot} dada por:

$$\begin{aligned} Z_{tot} &= -R_s + Z_{bob} = -R_s + R_s + j\omega L_s \\ Z_{tot} &= j\omega L_s \end{aligned} \quad (13)$$

Desta maneira, a resistência série parasítica da bobina foi anulada pela ação do agente externo NIC (ficamos somente com a reatância indutiva $X_L = \omega L_s$). Teoricamente, esta bobina se tornou um componente ideal (somente apresentando a propriedade de auto-indutância).

GIRADORES E FDNRS

A simulação de indutores (bobinas ou enrolamentos) é um campo já bem conhecido. Os circuitos ativos que realizam indutores são chamados giradores (ou *gyrators*, em inglês). Os giradores são elementos de duas portas (ou seja, quadripólos) não-energéticos (o somatório da potência instantânea nas duas portas é identicamente nulo para todo o tempo "t").

$$p(t) = p_1(t) + p_2(t) = \text{zero} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= v_1(t) \times i_1(t) + v_2(t) \times \\ &\times i_2(t) = \text{zero} \end{aligned} \quad (15)$$

onde:

$$p(t) = \text{potência instantânea total};$$

$$p_1(t) = \text{potência instantânea na porta } 1-1';$$

$$p_2(t) = \text{potência Instantânea na porta } 2-2';$$

$$v_1(t) = \text{tensão Instantânea na porta } 1-1';$$

$$v_2(t) = \text{tensão instantânea na porta } 2-2';$$

$$i_1(t) = \text{corrente instantânea na porta } 1-1';$$

$$i_2(t) = \text{corrente instantânea na porta } 2-2'.$$

Mostra-se, facilmente, que a potência $p(t)$ é nula para todo o tempo "t" para qualquer girador ideal (*lossless gyrator*). Nos giradores práticos, no entanto, sempre ocorrem perdas internas.

Vejamos agora a demonstração da propriedade de não-energeticidade dos giradores ideais. Um par de equações que definem o girador ideal é dado por:

$$i_1(t) = G \times v_2(t) \quad (16)$$

$$i_2(t) = -G \times v_1(t) \quad (17)$$

onde "G" é a chamada condutância de giração (parâmetro característico deste dispositivo). A constante G é uma condutância sendo, portanto, expressa em siemens (simbolizada pela letra S maiúscula) ou mhos (M).

O girador também pode ser definido a partir de sua matriz y (matriz de admitâncias). Temos, portanto:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

onde a matriz mais à esquerda é a matriz corrente e a matriz mais à direita é a matriz tensão. A matriz $[y]$, para um quadripólo (o nosso caso) é dada por:

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{zero} & G \\ -G & \text{zero} \end{bmatrix}$$

ou seja:

$y_{11} = \text{zero}$ (admitância curto-circuitada de entrada);

$y_{12} = G$ (admitância curto-circuitada de transferência reversa);

$y_{21} = -G$ (admitância curto-circuitada de transferência direta);

$y_{22} = \text{zero}$ (admitância curto-circuitada de saída).

Inicialmente, explicitamos $v_1(t)$ a partir da equação 17.

$$v_1(t) = \frac{-i_2(t)}{G}$$

Calculando o somatório das potências instantâneas nas duas portas do girador temos:

$$p(t) = v_1(t) \times i_1(t) + v_2(t) \times i_2(t)$$

$$p(t) = \frac{-i_2(t)}{G} \times G \times v_2(t) + v_2(t) \times i_2(t)$$

$$p(t) = -i_2(t) \times v_2(t) + v_2(t) \times i_2(t)$$

$$p(t) = \text{zero para todo o tempo "t"} \quad (18)$$

Desta forma, o girador ideal é um dispositivo não-energético.

A propriedade de giração é também facilmente verificada. Manuseando o par de equações 16 e 17 chegamos à expressão 19. Lembrar que na porta de saída de um quadripólo genérico, as referências tensão-corrente não são referências associadas.

$$Z_{in} = \frac{1}{Z_{out} \times G^2} \quad (19)$$

Se $Z_{out} = 1/sC$ (capacitor C) então Z_{in} será um indutor escalado pelo recíproco do fator G ao quadrado.

Algumas vezes o par de equações 16 e 17 faz uso da chamada resistência de giração (simbolizada pela letra k minúscula). Nesse caso, a relação entre G e k é dada por:

$$G = \frac{1}{k} \quad (20)$$

onde k é medido em ohms.

Se não quisermos especificar se estamos atuando com uma condutância de giração ($= G$) ou com uma resistência de giração ($= k$) poderemos utilizar a expressão genérica “relação de giro” (simbolizada pela letra grega alpha minúscula).

Genericamente falando, um girador possui duas relações de giro (ditas α_1 e α_2). α_1 é a relação de giro da porta 1 para a porta 2. Já α_2 é a relação de giro da porta 2 para a porta 1.

Em termos de condutâncias de giração podemos escrever (para o caso mais geral):

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{zero} & G_1 \\ -G_2 & \text{zero} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

onde:

G_1 é a condutância de giração da porta 1 para a porta 2;

G_2 é a condutância de giração da porta 2 para a porta 1.

Na maior parte dos casos de interesse prático teremos $G_1 = G_2 = G$.

Os giradores tanto podem simular indutores aterrados (*grounded*) ou flutuantes (*floating*). Para simular indutores flutuantes, são empregados

dois giradores conectados costa-a-costa (*back-to-back*). Isto duplica o número de amplificadores operacionais usados.

A primeira curiosidade acerca dos giradores reside no fato deles só poderem ser implementados por meio de circuitos ativos e, no entanto, serem dispositivos não-energéticos (conforme já foi previamente demonstrado).

Não deixa também de ser curioso o fato de um determinado circuito poder “transformar” um capacitor em um indutor.

Um girador de Riordan simula um indutor aterrado utilizando dois amplificadores operacionais e alguns componentes passivos (capacitores e resistores). O indutor simulado recebe o nome particular de “indutor ativo RC” ou “indutor sintético RC”. Trata-se de uma rede RC com retroalimentação (*feedback*). Este circuito também permite realizar indutores flutuantes (com dois circuitos dispostos na configuração *back-to-back* ou costa-a-costa). Contudo, os giradores não se prestam muito bem na realização de indutores flutuantes.

Também é possível simular indutores com apenas um único amplificador operacional (girador de Orchard e Wilson).

A simulação de bobinas é muito útil para a geração de circuitos equivalentes de redes passivas (filtros passivos com um grande número de indutores, por exemplo). Infelizmente os indutores simulados somente podem ser operados em baixas frequências (no máximo da ordem de dezenas de kHz). Isto limita sobremaneira o seu campo de aplicação.

A figura 17 mostra o símbolo de circuito de um girador. Na porta 2–2' conectamos o capacitor C. O indutor será lido na porta 1–1'. É interessante observar que, nesse caso, a porta de saída (porta 2–2') funciona realmente como se fosse porta de entrada (a excitação, que é o capacitor, é inserida nos terminais 2–2'). A resposta do circuito (o

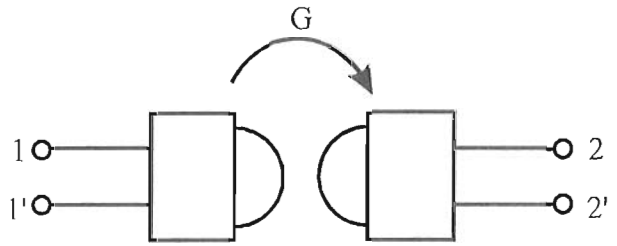


FIGURA 17: Representação Simbólica do Girador (Por Condutância)

Indutor simulado) aparecerá na porta de entrada (entre os terminais 1–1'). Trata-se, obviamente, tão-somente de uma questão de nomenclatura, sem maior relevância prática.

A figura 18 mostra o símbolo de circuito de um girador genérico (com relações de giro α_1 e α_2).

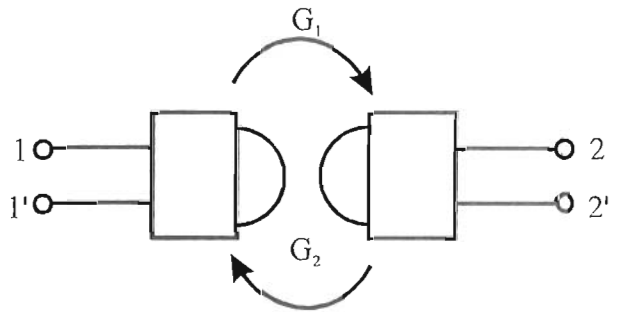


FIGURA 18: Representação Simbólica de um Girador Genérico

A palavra girador era usada antigamente para designar os dispositivos giromagnéticos em geral. Atualmente, este uso está abandonado pela maior parte dos autores. Já no *Glossário de Termos Técnicos de Telecomunicações Emissão Preliminar 1978* (editado pela TELEBRÁS) esta observação havia sido feita no verbete “girador”.

Outro dispositivo pouco conhecido é o chamado “Resistor Negativo Dependente da Frequência” (RNDF ou FDNR, *Frequency-*

Dependent Negative Resistor). O FDNR é realizado por meio de um circuito ativo RC (FDNR de Bruton, por exemplo). Trata-se de uma rede de uma porta sendo, portanto, um bipólo (dois pólos ou dois terminais).

A impedância $Z(w)$ do FDNR é dada por:

$$Z(w) = \frac{-K}{w \times w \times C} \quad (\text{ohms}) \quad (21)$$

Note que $Z(w)$ é real negativo (parte reativa nula) e dependente do inverso do quadrado da frequência ($w =$ frequência angular de excitação do circuito, expressa em radianos ou quiloradianos por segundo).

O FDNR é obtido por meio do escalamento de um capacitor fixo C pelo fator de escala K/s (onde K é uma constante real positiva). Assim sendo, no domínio da variável “ s ” ($s =$ sigma + j ômega), temos como válida a tabela número 1 .

Impedância de C	Fator de Escala	Impedância do Novo Elemento
$Z(s) = 1/sC$	$\frac{K}{s}$	$Z(s) = \frac{K}{s^2 \times C}$

TABELA 1: O FDNR

Fazendo $s = jw$ (eixo jw) chegamos à expressão número 21. A figura 19 mostra o símbolo de circuito de um FDNR.

Assim como para o girador, também aqui é possível projetar FDNRs que sejam aterradas (*grounded FDNRs*) ou flutuantes (*floating FDNRs*).

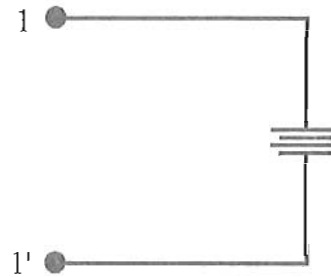


FIGURA 19: Representação Simbólica do FDNR

Existem circuitos integrados (CIs), já disponíveis no mercado eletroeletrônico, que possibilitam a implementação prática de giradores e de FDNRs de acordo com a topologia e com os componentes passivos que forem conectados externamente ao CI.

INDICAÇÕES PARA LEITURA

Os assuntos aqui tratados não são facilmente encontrados nos livros-texto de Circuitos Elétricos a nível de graduação. Dessa forma, será preciso realizar uma busca relativamente grande para se obter razoável quantidade de informações úteis.

Textos sobre Síntese e Filtros costumam tratar de NICs, geradores e FDNRs na parte de circuitos ativos com **op-amps**. Ver as clássicas referências (Daryanani) e (Van Valkenburg).

Periódicos especializados (estrangeiros) são fontes mais ricas em informações. Eu aconselho a revista inglesa *Electronics World + Wireless World* e a revista norte-americana *IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I: Fundamental Theory And Applications*.

O periódico *Electronics Letters* também é indicado para consulta.

A leitura dos dois artigos citados no texto é fundamental para o bom entendimento dos três dispositivos singulares. □

BIBLIOGRAFIA

- CHUA, Leon O., DESOER, Charles A. e KUH, Ernest S. *Linear and Non Linear Circuits*. Singapura, McGraw-Hill Book Company, 1987.
- DARYANANI, Gobind. *Principles of Active Network Synthesis and Design*. Singapura, John Wiley & Sons.
- FAULKENBERRY, Luces M. *An Introduction To Operational Amplifiers with Linear IC Applications*, 2^a ed, EUA, John Wiley & Sons, 1982.
- LAM, Harry Y-F. *Analog and Digital Filters*. EUA, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1979.
- Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications. Seventh Edition. Howard W. Sams & Co., Inc., 1985.
- VAN VALKENBURG, M. E. *Analog Fiiter Design*. Hong-Kong, Holt Saunders International Editions, 1987.

ERRATA

Errata do artigo "Neologismos Tecno-Científicos" publicado na última revista C&T (terceiro trimestre de 1995). Esta errata somente contempla os erros que poderiam redundar em enganos para os leitores.

NA INTRODUÇÃO

- (1) Gestalt e não gestait
- (2) Edelvais e não edelvals

NO GLOSSÁRIO

- (1) Craig Reynolds e não Graig Reynolds (em "Bóide")
- (2) "Dois ou mais sinais de saída" e não "um ou mais sinais de Saída" (em "Espliter")
- (3) Excitão e não Excitação (forma variante de éxciton)
- (4) Terno ordenado e não termo ordenado (em "Hipercomplexo")
- (5) "Medição da variação da aceleração de um corpo" e não "medição da aceleração de um corpo" (em "Jerque")
- (6) Maglev e não Magiev (em "Levmag")
- (7) Pixel e não Pixei
- (8) Ylem e não Yiem