

# INVERSORES

## PEA3488 – Eletrônica de Potência II – Notas de Aula

Prof. Lourenço Matakas Jr. / Prof. Wilson Komatsu<sup>1</sup>

Versão 0.9 - Outubro/2017

**Introdução:** Inversor é a designação genérica de conversores estáticos que transformam tensão (ou corrente) contínua em tensão (ou corrente) alternada. Tais conversores têm aplicação generalizada na indústria, como por exemplo em acionamentos de motores CA, alimentação ininterrupta de cargas sensíveis como computadores (*No-breaks*) etc.

### 1 – Conversor CC-CA tipo fonte de tensão, monofásico

Um inversor monofásico do tipo fonte de tensão (que fornece tensão controlada em sua saída) pode ser implementado com duas chaves eletrônicas e uma fonte de tensão CC dividida ao meio, como na figura 1.1. este tipo de conversor também é chamado de meia-ponte (*half-bridge*).

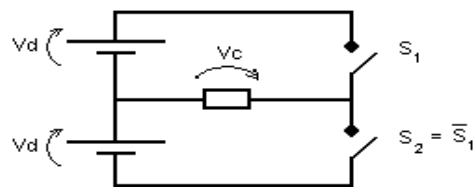


Fig 1.1: Inversor fonte de tensão, monofásico, tipo meia-ponte (*half-bridge*).

As chaves  $S_1$  e  $S_2$  operam de modo complementar, ou seja se  $S_1$  está ligada,  $S_2$  está desligada e vice-versa. O acionamento simultâneo de  $S_1$  e  $S_2$  provoca curto circuito na fonte CC e por isso deve ser evitado. Formas de onda típicas são mostradas na figura 1.2.

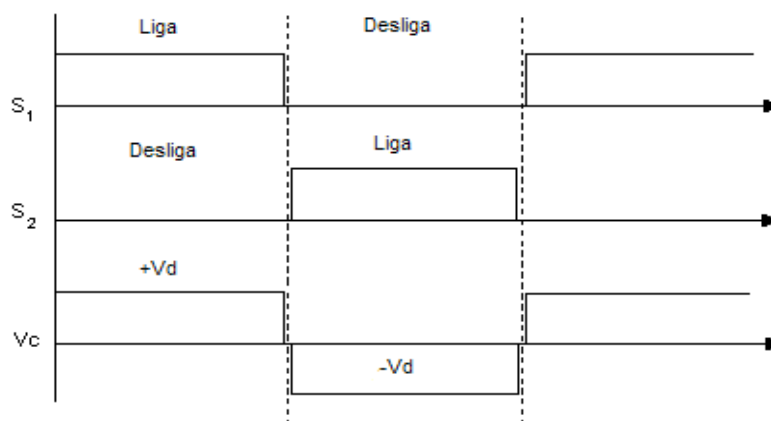


Fig 1.2: Formas de onda típicas de um inversor fonte de tensão monofásico.

<sup>1</sup> Agradecimentos aos alunos Carlos Sérgio da Rocha e Rodrigo Fernandes Goes pelo trabalho de digitação e elaboração das figuras.

Note-se na figura 1.2 um intervalo de tempo em que nem  $S_1$  nem  $S_2$  conduzem. Este tempo é o tempo morto (*dead time*) e destina-se justamente a evitar curto-circuito da fonte por condução simultânea das chaves.

Se a tensão média de saída for nula ( $\langle v_c \rangle = 0$ ), cargas do tipo transformador podem ser ligadas. Caso  $\langle v_c \rangle \neq 0$  as cargas como transformadores irão saturar devido à imposição de corrente média não nula de magnetização.

## 2 – Implementação das chaves

Em um conversor do tipo fonte de tensão, as chaves devem ser bidirecionais em corrente (ou seja, devem ter capacidade de condução de corrente em ambos os sentidos, sendo em que um dos sentidos esta condução é controlada e no outro não é), podendo ser implementadas pela associação antiparalela de um transistor e um diodo como mostrado abaixo:

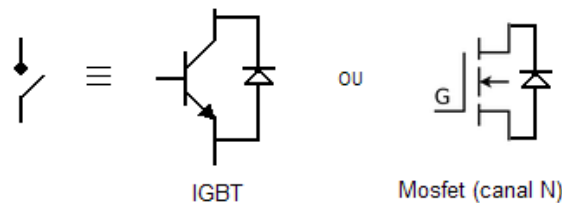


Fig 2.1: Implementação de chaves eletrônicas para inversores do tipo fonte de tensão.

A presença dos diodos em antiparalelo é indispensável, pois eles provêm o caminho de circulação para as correntes de carga, que podem estar defasadas da tensão de carga.

## 3 – Inversor operando com forma de saída quadrada

**Exemplo:** *No-Break* para computador<sup>2</sup>. A maioria das fontes para computadores pessoais (PCs) utiliza retificador com filtro capacitivo na entrada de sua fonte chaveada, cujo circuito e formas de onda são mostrados na figura 3.1.

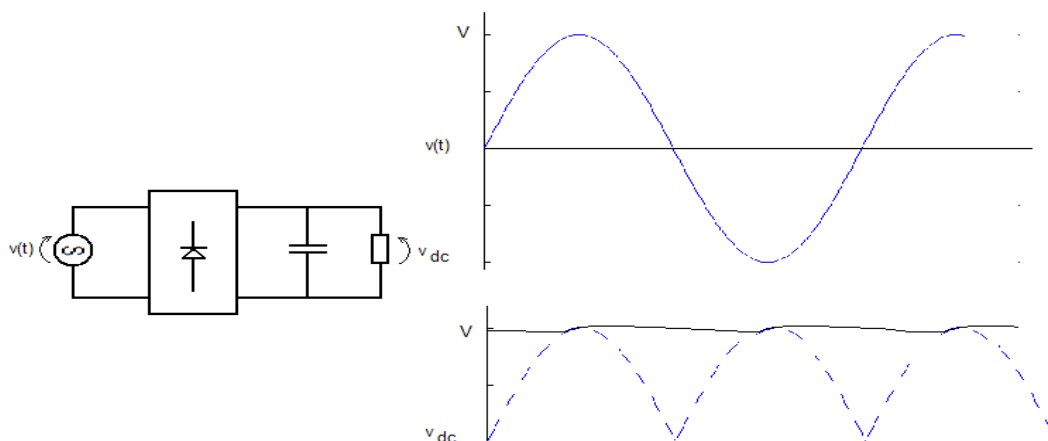


Fig 3.1: Circuito de retificador com filtro capacitivo e formas de onda de tensão de entrada e de saída.

<sup>2</sup> A palavra *No-Break* é aparentemente uma invenção brasileira. O nome correto em inglês é *Uninterrupted Power Supply* (UPS).

A tensão de saída  $v_{DC}(t)$ , que será aplicada à fonte chaveada tem amplitude aproximadamente igual ao valor de pico da tensão da rede que tem amplitude “V”. Como com tal tipo de filtro não importa a forma de onda da tensão mas sim seu valor de pico, os inversores para sistemas *No-Break* mais simples geram uma forma de onda quadrada com amplitude V. Assim um computador normalmente alimentado com tensão senoidal de 110 V eficazes ( $V=110\sqrt{2}\approx 155V$ ), opera sem problema quando alimentado por esta tensão quadrada de amplitude 155V. O circuito básico deste *No-Break* é mostrado abaixo:

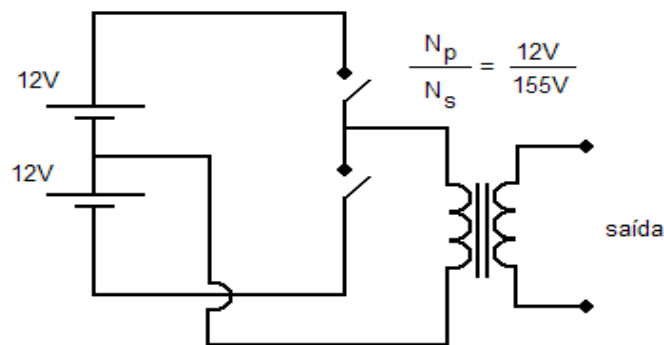


Fig 3.2: Esquema elétrico básico de um inversor (*No-Break*) para alimentação de carga CA do tipo computador pessoal (PC) ou outras cargas com retificador e filtro capacitivo na entrada.

**Importante!** Não se pode ligar uma lâmpada incandescente na saída deste inversor, pois o valor eficaz da tensão quadrada é igual à sua amplitude, no caso 155V, e como a potência na lâmpada é dada por  $P_{nominal} = \frac{V_{ef}^2}{R}$ , a tensão de  $V_{ef} = 110\sqrt{2}$  V resultará em

$$P' = \frac{(V_{ef}\sqrt{2})^2}{R} = 2 \frac{(V_{ef})^2}{R} = 2P_{nominal}, \text{ danificando a lâmpada.}$$

A solução é modificar a forma de onda gerada para se diminuir seu valor eficaz sem no entanto se modificar o valor de pico.

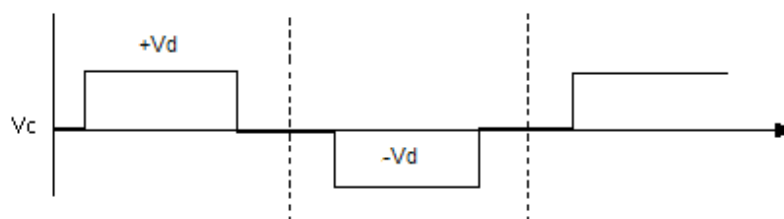


Fig 3.3: Modificação da forma de onda gerada pelo *No-Break* para se alterar (diminuir) o valor eficaz da tensão sintetizada.<sup>3</sup>

Com a modificação da forma de onda aplicada para uma forma como a da figura 3.3, o valor eficaz da tensão sintetizada se torna igual à da tensão senoidal original. No entanto, dependendo do esquema elétrico empregado, pode não ser possível se obter tensão zero na forma gerada (no caso do circuito meia-ponte da figura 1.1, a tensão pode ficar somente em +Vd ou -Vd).

<sup>3</sup> O circuito da figura 3.2 não consegue reproduzir diretamente a forma de onda da figura 3.3, exigindo modificações ou o uso de outro circuito, por exemplo o inversor monofásico em ponte completa.

#### 4 – Modulação em largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*)

O inversor da figura 1.1 fornece apenas dois níveis discretos de tensão ( $+V_d$  e  $-V_d$ ).

As chaves  $S_1$  e  $S_2$  podem ser controladas de modo a se obter a tensão  $v_c(t)$  mostrada na figura 3.4, com  $t_1$  e  $t_2$  variáveis.

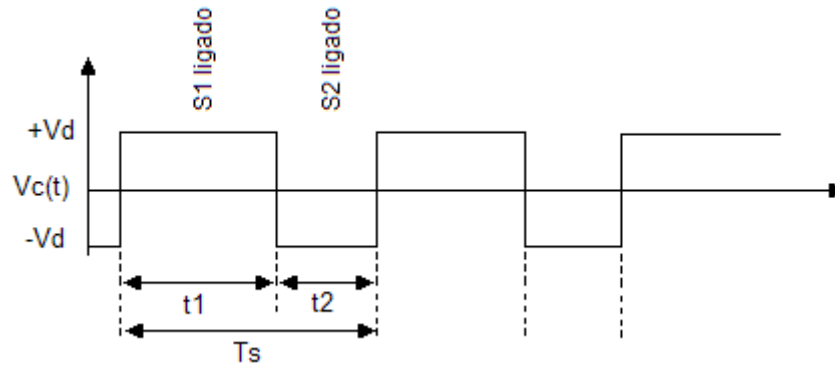


Fig 3.4: Tensão de saída do inversor da figura 1.1.

Consegue-se assim variar a média local (dentro de um intervalo  $T_s$ ) da tensão  $v_c(t)$  alterando-se a relação entre  $t_1$  e  $t_2$ .

A média local de  $v_c(t)$ , denominada por  $\widehat{V}_c(t)$  pode ser calculada por:

$$\widehat{V}_c = \frac{V_d \cdot t_1 - V_d \cdot t_2}{T_s} \quad (4.1) \quad \text{mas como} \quad \left. \begin{array}{l} t_2 = T_s - t_1 \\ D = \frac{t_1}{T_s} \end{array} \right\} \text{então:}$$

$$\widehat{V}_c = \frac{V_d \cdot t_1 - V_d \cdot (T_s - t_1)}{T_s} = \frac{2V_d \cdot t_1 - V_d \cdot T_s}{T_s} = V_d \cdot \left( 2 \frac{t_1}{T_s} - 1 \right) = V_d \cdot (2D - 1) \quad (4.2)$$

Verificando a validade da equação 4.2:

- Se  $D=0,5$  temos  $t_1 = t_2$  logo  $A_1$  (área correspondente a  $S_1$  ligado) =  $A_2$  ( $S_2$  ligado) então  $\widehat{V}_c(t) = 0$  ;
- Pela fórmula:  $\widehat{V}_c = V_d \cdot (2 \cdot 0,5 - 1) = 0$  .

#### 5 – Como se obter o sinal PWM

O sinal  $S_1$  pode ser obtido pelo método da portadora triangular<sup>4</sup>, conforme mostrado na figura 5.1.

A tensão desejada na saída do inversor ( $V_{ref}$ ) é comparada com um sinal triangular de amplitude ( $V_d$ ), resultando no sinal  $S_1$  que acionará a chave superior.

As formas de onda típicas são mostradas na figura 5.2.

4 Também conhecido como *Natural Sampling*.

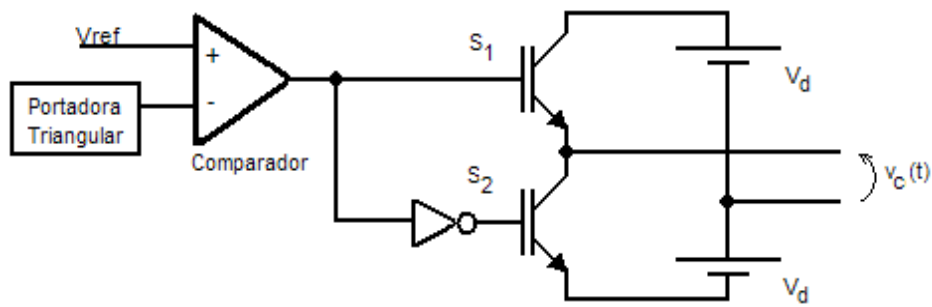


fig 5.1: Método de obtenção de sinal PWM por portadora triangular.

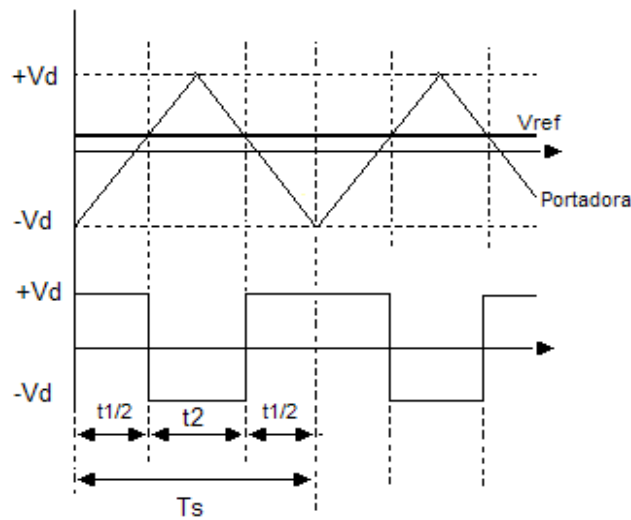


Fig 5.2: Formas de onda típicas da modulação PWM por portadora triangular

Observando a figura 5.2, conclui-se que:  $V_{ref} = -V_d \Rightarrow T_1 = 0$   
 $V_{ref} = +V_d \Rightarrow T_1 = T_s$

A relação entre  $T_1$  e  $V_{ref}$  é mostrada no gráfico:

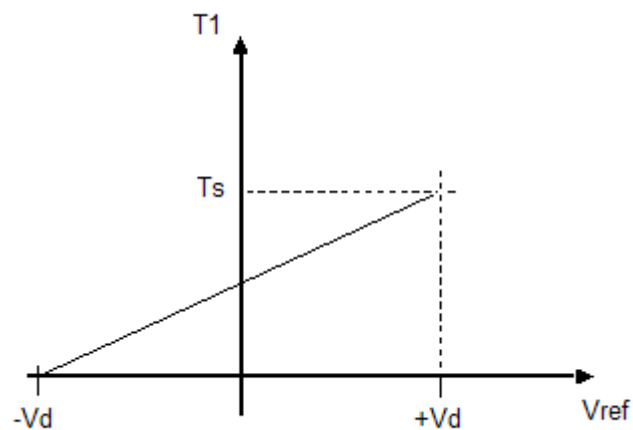


Fig 5.3: Relação entre  $T_1$  e  $V_{ref}$

Ou seja:

$$T_1 = \frac{T_s}{2} \cdot \left( 1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right)$$

$$D = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right)$$

Substituindo o *duty-cycle* “D”, na equação da média local da tensão na saída do inversor (equação 4.2) obtém-se:

$$\hat{V}_c = V_d \cdot (2D - 1) = V_d \cdot \left\{ 2 \cdot \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right) \right] - 1 \right\} = V_{ref} \Rightarrow \hat{v}_c = V_{ref}$$

Ou seja, a média local  $\hat{V}_c(t)$  é igual à tensão desejada  $V_{ref}$ . Isto é válido desde que a tensão de referência  $V_{ref}$  esteja entre  $+V_d$  e  $-V_d$ , caso contrário pode ocorrer a chamada “sobremodulação”, ficando a saída do inversor em  $+V_d$  ou  $-V_d$ , abaixo do valor da referência. A frequência da portadora triangular também deve ser bem maior que a da tensão de referência  $V_{ref}$ . Esta última imposição é melhor explicada observando-se o espectro da tensão  $v_c(t)$  na saída do inversor.

## 6 – Espectro da tensão $v_c(t)$

Se for injetada uma tensão  $v_{ref} = V \cdot \cos(\omega t)$  no modulador PWM com portadora triangular, obtém-se  $v_c(t)$  com o espectro da figura 6.1:

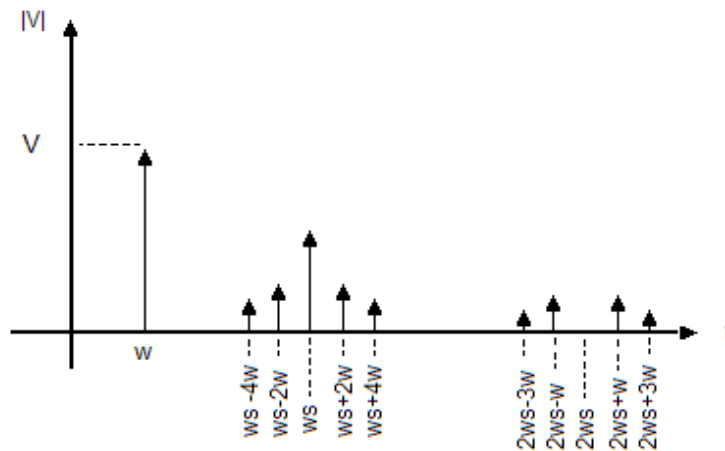


Fig 6.1: Espectro da tensão  $v_c(t)$  com modulação com portadora triangular.

Resultados relevantes:

- Se  $V_{ref}$  tiver amplitude  $V$ , a componente fundamental de  $v_c(t)$  terá a mesma amplitude  $V$  (pode ser demonstrado que a fase também se mantém);
- O processo de modulação gera harmônicas de alta frequência, que aparecem em grupos centrados nos múltiplos da frequência de chaveamento  $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi \frac{1}{T_s}$  ;
- A presença dos grupos de harmônicas nos múltiplos da frequência de chaveamento, mostrada na figura 6.1, impõe que a frequência de chaveamento

seja bem maior que a da referência para se evitar que as raias das harmônicas venham a se sobrepor à própria frequência de referência.

### 7 – Calculando a corrente na saída do inversor para carga R-L

A tensão  $v_c(t)$  pode ser escrita como uma série de Fourier:

$$v_c(t) = V \cos(\omega t) + \sum V_k \cdot \cos(k\omega t + \theta_k) \quad (\text{fundamental} + \text{harmônicas})$$

Pode-se substituir a fonte de tensão  $v_c(t)$  por uma associação série de fontes senoidais em série.

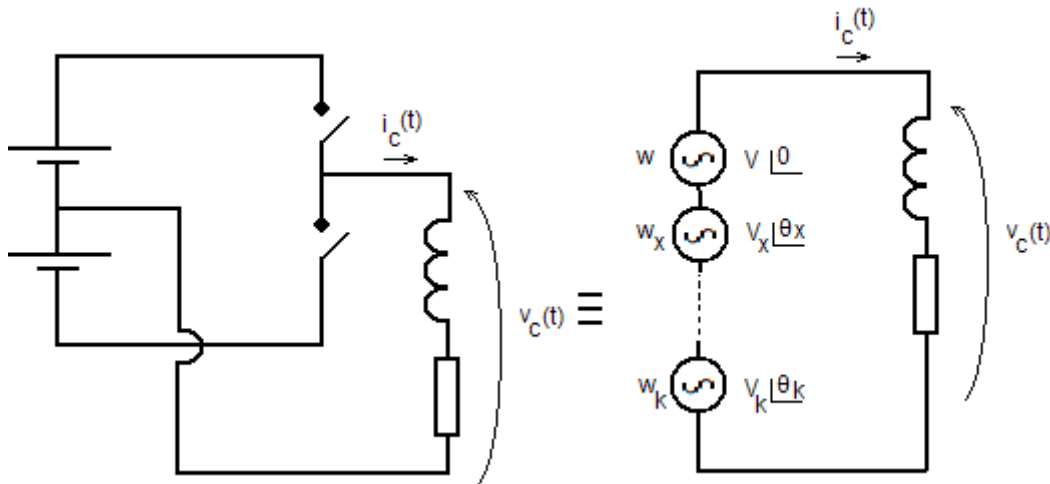


Fig 7.1: Modelagem da tensão de saída  $v_c(t)$  como uma associação série de fontes de tensão.

Como o circuito equivalente é linear, pode-se aplicar o teorema da superposição, se calculando-se  $k$  circuitos, um para cada frequência, obtendo a corrente para cada uma delas. A corrente  $i_c(t)$  pode ser obtida somando-se os diversos componentes acima calculados, ou seja:

- $I = \frac{V \angle 0}{R + j\omega L}$  (para a fundamental)
- $I_k = \frac{V_k \angle \theta_k}{R + jk\omega L}$  (para as demais frequências)

Fica claro que a amplitude dos componentes do espectro de  $i_c(t)$  decresce com a ordem do harmônico ( $k$ ), pois  $V_k$  é decrescente com  $k$  e  $(k\omega L)$  cresce com  $k$ .

## 8 – O inversor trifásico:

Considerando-se o inversor meia ponte como uma fonte de tensão:

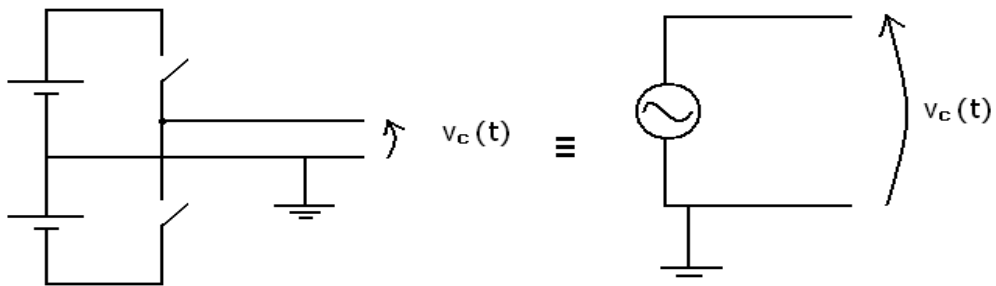


Fig. 8.1: Modelagem do inversor meia-ponte como uma fonte de tensão.

Pode-se obter uma fonte trifásica com:

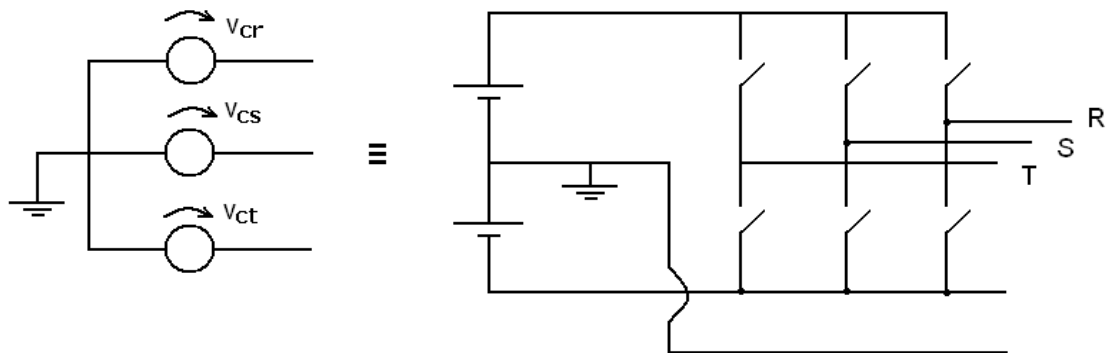


Fig. 8.2: Obtenção de uma fonte trifásica com três inversores meia-ponte.

Em cargas trifásicas a 3 fios, o fio terra pode ser eliminado.

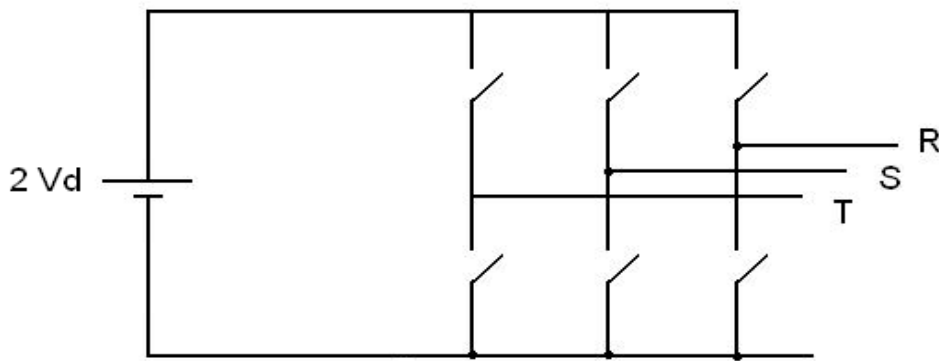


Fig. 8.3: Obtenção de uma fonte trifásica a três fios (sem fio de neutro) com três inversores meia-ponte.



A fonte trifásica composta por três meia-pontes (*half-bridge*) e alimentando uma carga trifásica equilibrada fica:

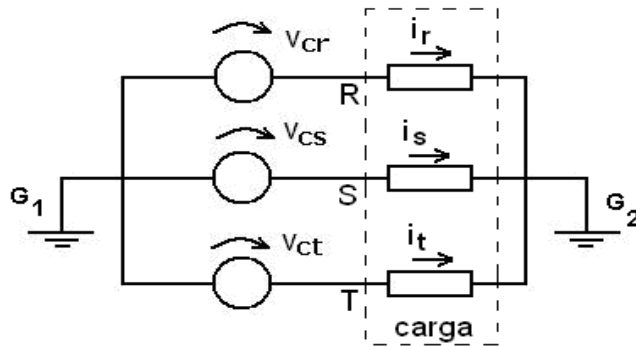


Fig. 8.4: Alimentação de uma carga trifásica equilibrada com a fonte trifásica da figura 8.2.

Note-se:

- $G_1$  e  $G_2$  não estão interconectados.
- A carga equilibrada, considerada genérica, não deve ser modelada como uma impedância  $Z$ , pois  $Z$  é definida por uma frequência  $j\omega$ , e as fontes  $v_{cr}(t)$ ,  $v_{cs}(t)$  e  $v_{ct}(t)$  aplicam uma tensão com espectro de harmônicas, conforme visto no item 6.

O item 1 mostra que o conversor meia ponte gera uma tensão de saída  $v_c(t)$  com valores  $+V_d$  ou  $-V_d$ , mas não zero. Logo, a soma das tensões dos geradores equivalentes não é nula.

$$v_{cr}(t) + v_{cs}(t) + v_{ct}(t) \neq 0 \quad (8.1)$$

Isto aparentemente impõe dificuldades no cálculo das correntes  $i_r(t)$ ,  $i_s(t)$  e  $i_t(t)$  na carga. Definindo-se a sequência zero instantânea:

$$v_0(t) = \frac{v_{cr}(t) + v_{cs}(t) + v_{ct}(t)}{3} \quad (8.2)$$

e subtraindo-se esta tensão a cada fonte de tensão equivalente:

$$v_{cr}(t) = v_0(t) + \overline{v_{cr}}(t) \quad (8.3a)$$

$$v_{cs}(t) = v_0(t) + \overline{v_{cs}}(t) \quad (8.3b)$$

$$v_{ct}(t) = v_0(t) + \overline{v_{ct}}(t) \quad (8.3c)$$

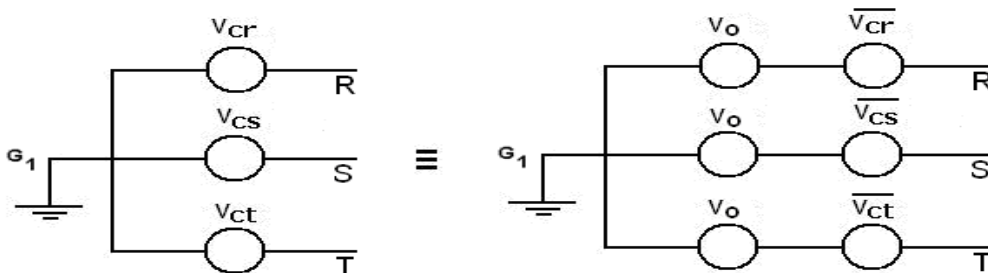


Fig. 8.5: Modelagem da fonte trifásica com a subtração da tensão de sequência zero instantânea  $v_0(t)$  das tensões de fase e obtenção das tensões equivalentes de fase.

Verifica-se que:

$$\overline{v_{cr}}(t) + \overline{v_{cs}}(t) + \overline{v_{ct}}(t) = 0 \quad (8.4)$$

Como  $v_o(t)$  em cada ramo da fonte trifásica equivalente é igual ao outro, e a carga trifásica é equilibrada, pode-se aplicar o teorema do deslocamento de fontes<sup>5</sup>:

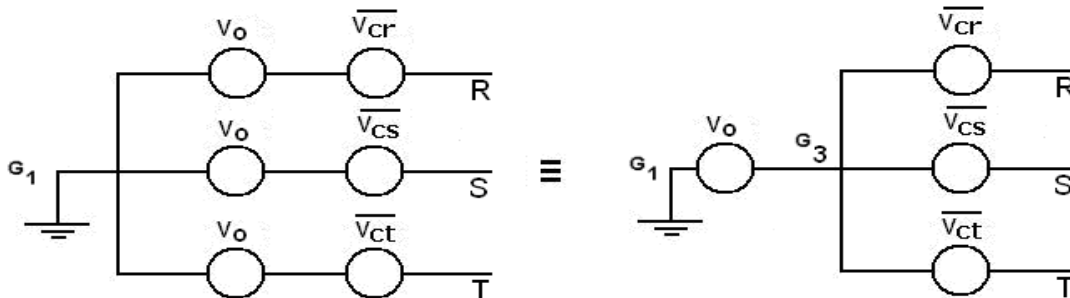


Fig. 8.6: Modelagem da fonte trifásica com a aplicação do teorema do deslocamento de fontes para deslocar a tensão de sequência zero instantânea  $v_o(t)$  em relação às tensões de fase equivalentes.

E a carga trifásica continua enxergando a mesma fonte trifásica equivalente original. O circuito com a carga fica como na figura 8.7:

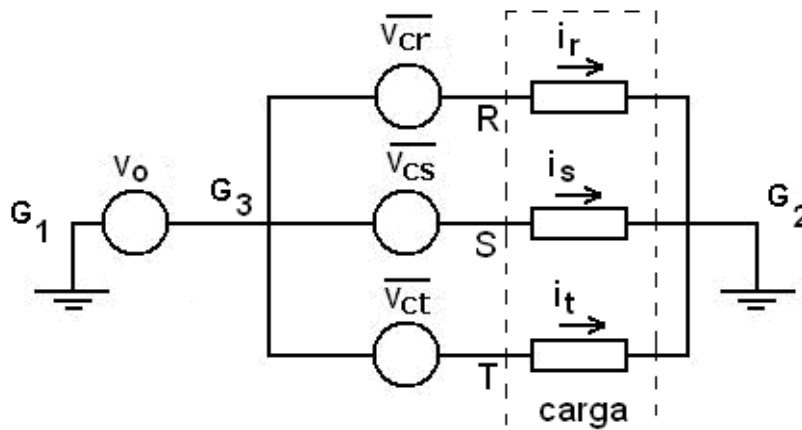


Fig. 8.7: Fonte trifásica equivalente com a tensão de sequência zero instantânea  $v_o(t)$  deslocada em relação às tensões de fase equivalentes e presença de carga trifásica equilibrada

Como  $G_1$  e  $G_2$  não estão conectados, não há circulação de corrente entre estes dois pontos. Logo,  $v_o(t)$  não impõe corrente na carga trifásica<sup>6</sup>!

Quem impõe corrente na carga trifásica?

Para se verificar isso, deve-se obter a tensão instantânea entre os pontos  $G_2$  e  $G_3$ . Supondo-se, sem perda de generalidade, que a carga trifásica é composta por resistências  $R$  (figura 8.8).

5 Também conhecido como teorema ou transformação de Blakesley.

6 A sequência zero instantânea  $v_o(t)$  não impõe corrente na carga!

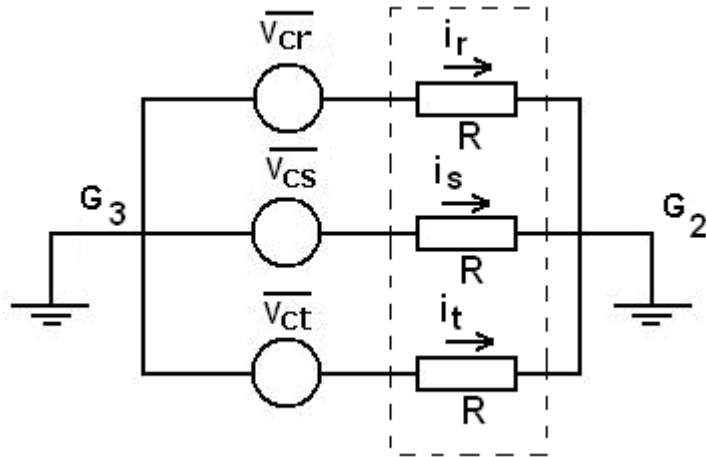


Fig. 8.8: Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga equilibrada resistiva. Qual o potencial entre os pontos  $G_2$  e  $G_3$ ?

A tensão  $v_{G_2G_3}(t)$  pode ser equacionada nos três ramos:

$$v_{G_2G_3} = \overline{v_{cr}} - i_r \cdot R \quad (8.5a)$$

$$v_{G_2G_3} = \overline{v_{cs}} - i_s \cdot R \quad (8.5b)$$

$$v_{G_2G_3} = \overline{v_{ct}} - i_t \cdot R \quad (8.5c)$$

$$3v_{G_2G_3} = \overline{v_{cr}} + \overline{v_{cs}} + \overline{v_{ct}} - R(i_r + i_s + i_t) \quad (8.6)$$

$$\text{Mas como foi visto: } \overline{v_{cr}}(t) + \overline{v_{cs}}(t) + \overline{v_{ct}}(t) = 0 \quad (8.4)$$

$$\text{Logo: } i_r + i_s + i_t = 0 \quad (8.7) \text{ (soma das correntes no nó } G_2)$$

$$\text{Com isso conclui-se que } v_{G_2G_3}(t) = 0 \quad (8.8)!$$

Ou seja, não há diferença de potencial entre os pontos  $G_2$  e  $G_3$ . Para efeito de cálculo (das correntes de ramo, por ex.) pode-se interligar  $G_2$  e  $G_3$ :

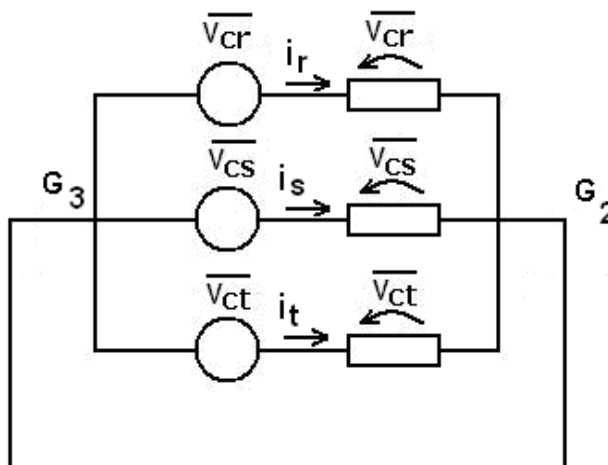


Fig. 8.9: Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga equilibrada resistiva, com pontos  $G_2$  e  $G_3$  interligados. Não há corrente entre estes dois pontos pois eles têm o mesmo potencial.

Verifica-se que as tensões sobre as cargas em cada fase, que impõem correntes, são as tensões equivalentes  $\bar{v}_{cr}(t), \bar{v}_{cs}(t), \bar{v}_{ct}(t)$  <sup>7</sup>!

As tensões equivalentes  $\bar{v}_{cr}(t), \bar{v}_{cs}(t), \bar{v}_{ct}(t)$  podem ser expressas em forma matricial a partir das tensões  $v_{cr}(t), v_{cs}(t)$  e  $v_{ct}(t)$ :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_{cr} \\ \bar{v}_{cs} \\ \bar{v}_{ct} \end{bmatrix}}_{\bar{v}_{cx}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{v_{cx}} \cdot \begin{bmatrix} v_{cr} \\ v_{cs} \\ v_{ct} \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{v_0} \cdot \begin{bmatrix} v_{cr} \\ v_{cs} \\ v_{ct} \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{cr} \\ \bar{v}_{cs} \\ \bar{v}_{ct} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cr} \\ v_{cs} \\ v_{ct} \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

Esta forma matricial é conveniente para aplicação em simulações por computador (MATLAB, etc.).

---

7 São as tensões  $\bar{v}_{cr}(t), \bar{v}_{cs}(t), \bar{v}_{ct}(t)$  que impõem corrente na carga trifásica!

**Exemplo 1:** Para o conversor trifásico abaixo, as chaves são moduladas em PWM com portadora triangular idêntica para as três fases, conforme mostrado na figura a seguir:

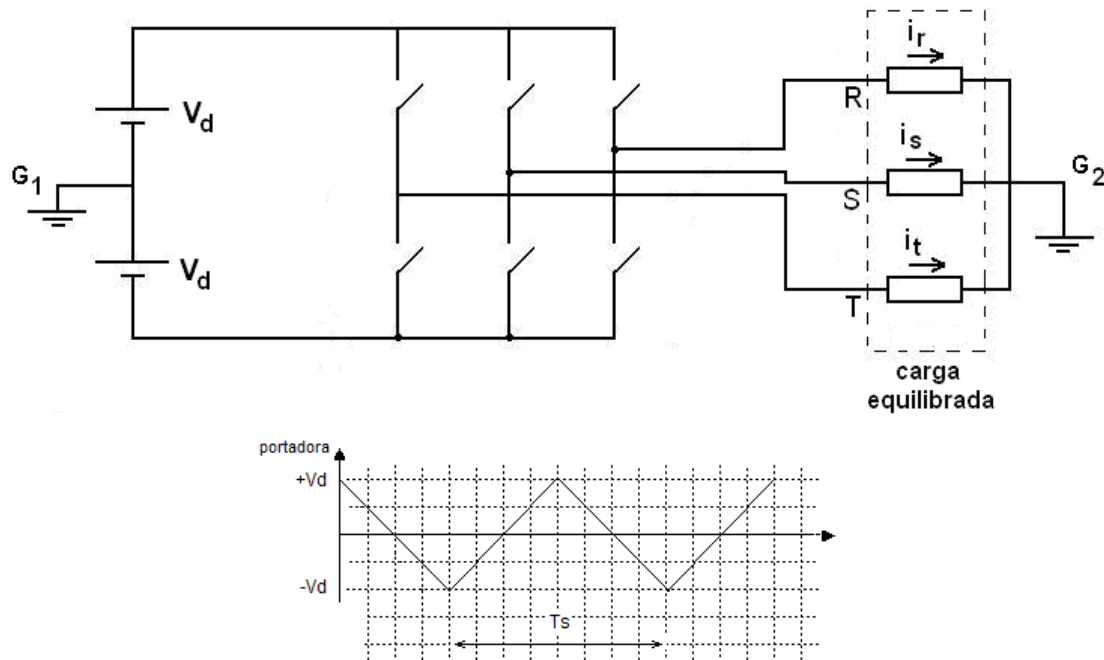


Fig. E1.1: Conversor trifásico a três braços com modulação PWM triangular alimentando carga equilibrada.

Cada fase tem um sinal modulante, considerado constante, durante os dois ciclos da portadora neste exemplo, a fim de se facilitar o desenho (e na prática o sinal modulante tem frequência muito menor que a da portadora). Neste exemplo, adotam-se:

$$v_{r \text{ ref}} = + \frac{V_d}{2} \quad v_{s \text{ ref}} = 0 \quad v_{t \text{ ref}} = - \frac{V_d}{2}$$

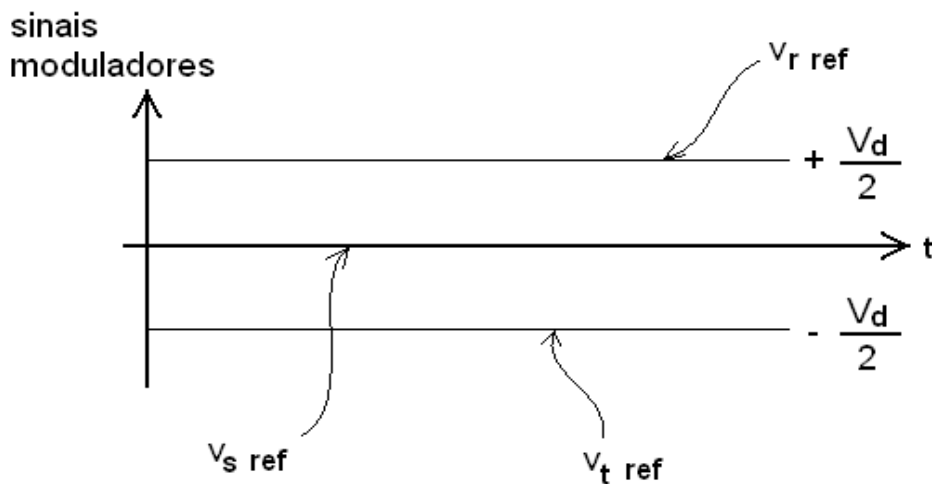


Fig. E1.2: Sinais moduladores adotados no Exemplo 1.

Os cruzamentos entre a portadora triangular e os sinais moduladores determinam as tensões  $V_{RG1}$ ,  $V_{SG1}$  e  $V_{TG1}$  na saída do inversor:

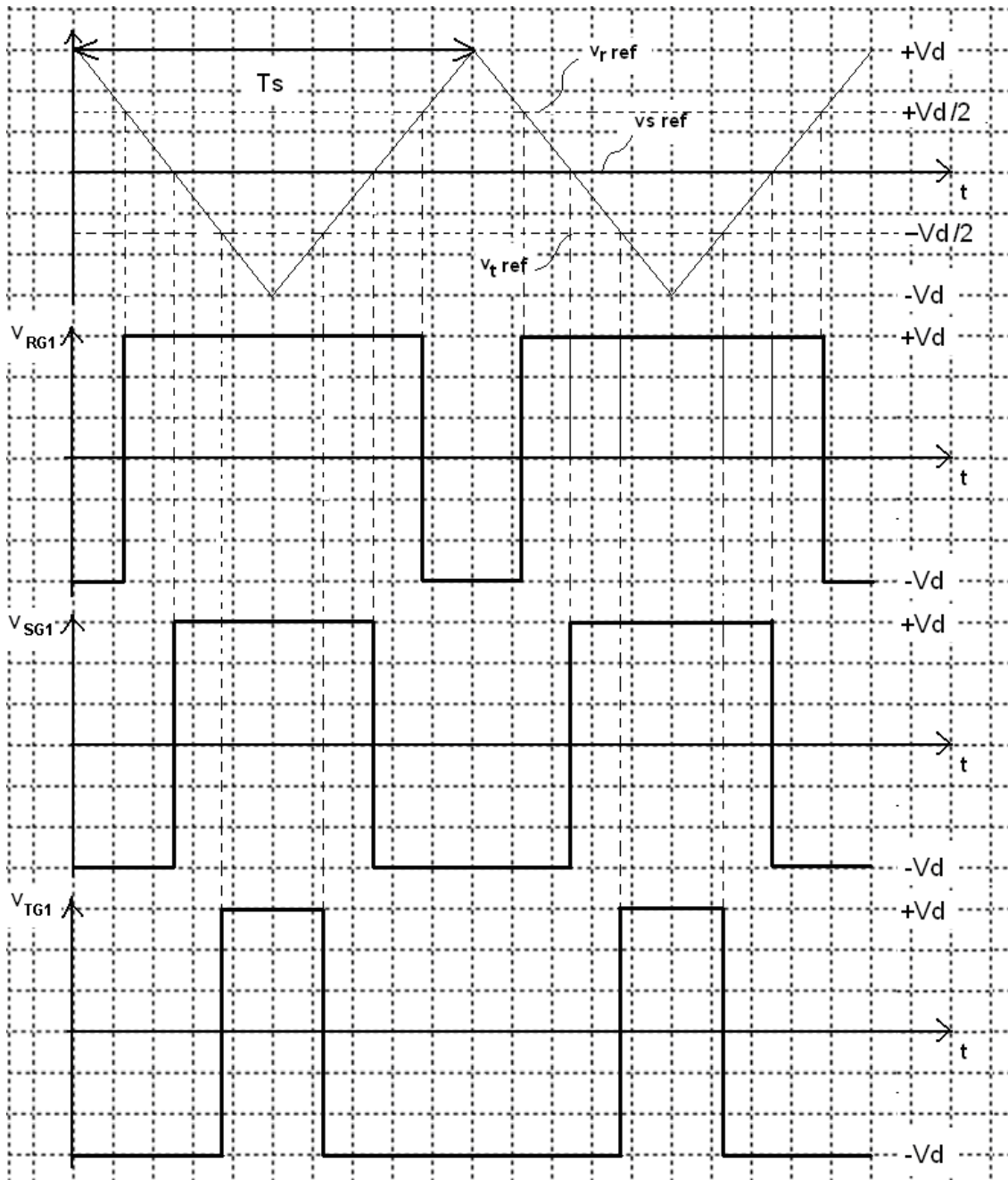


Fig. E1.3: Tensões  $V_{RG1}$ ,  $V_{SG1}$  e  $V_{TG1}$  na saída do inversor.

Nota-se que nestes dois períodos da portadora ( $2T_s$ ) o valor médio local é igual ao valor dos sinais moduladores:

$$\hat{v}_{RG1}(t) = +\frac{V_d}{2}$$

$$\hat{v}_{SG1}(t) = 0$$

$$\hat{v}_{TG1}(t) = -\frac{V_d}{2}$$

Desenha-se a forma de onda da sequência zero instantânea:

$$v_0(t) = \frac{v_{RG1}(t) + v_{SG1}(t) + v_{TG1}(t)}{3} \quad (8.2)$$

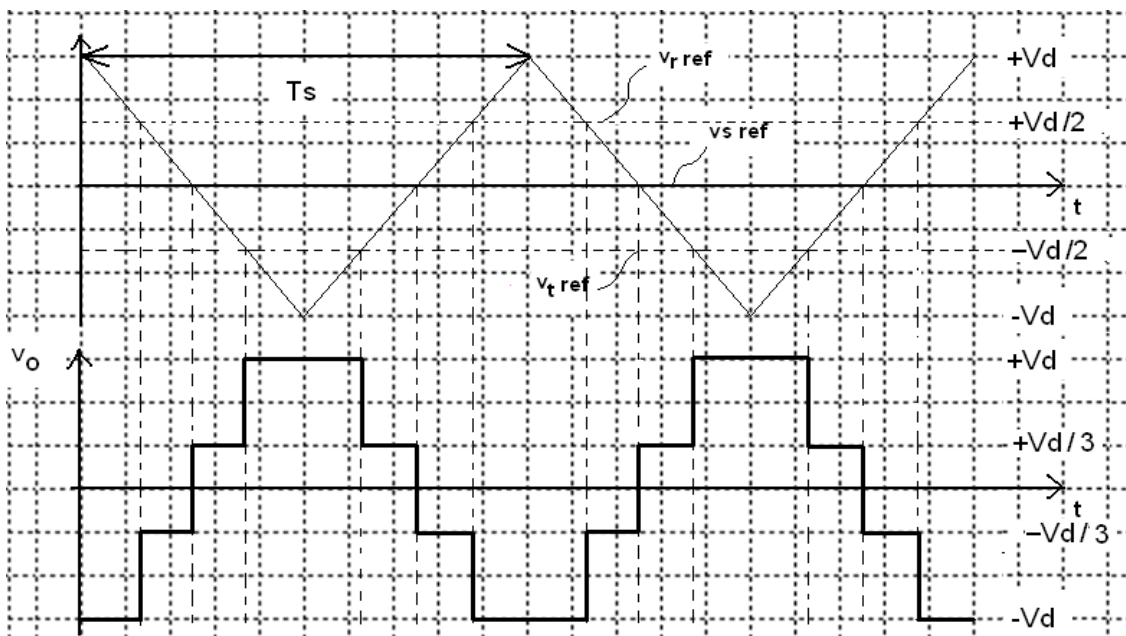


Fig. E1.4: Tensão de sequência zero instantânea  $v_0(t)$ .

E, como esperado, a média local da sequência zero instantânea é nula:

$$\hat{V}_0(t) = 0$$

A fonte trifásica equivalente pode ser equacionada:

$$\overline{v}_{RG1}(t) = v_{RG1}(t) + v_0(t)$$

$$\overline{v}_{SG1}(t) = v_{SG1}(t) + v_0(t)$$

$$\overline{v}_{TG1}(t) = v_{TG1}(t) + v_0(t)$$

E as formas de onda das tensões equivalentes de fase podem ser desenhadas, tomando-se a portadora e  $v_o(t)$  como referências:

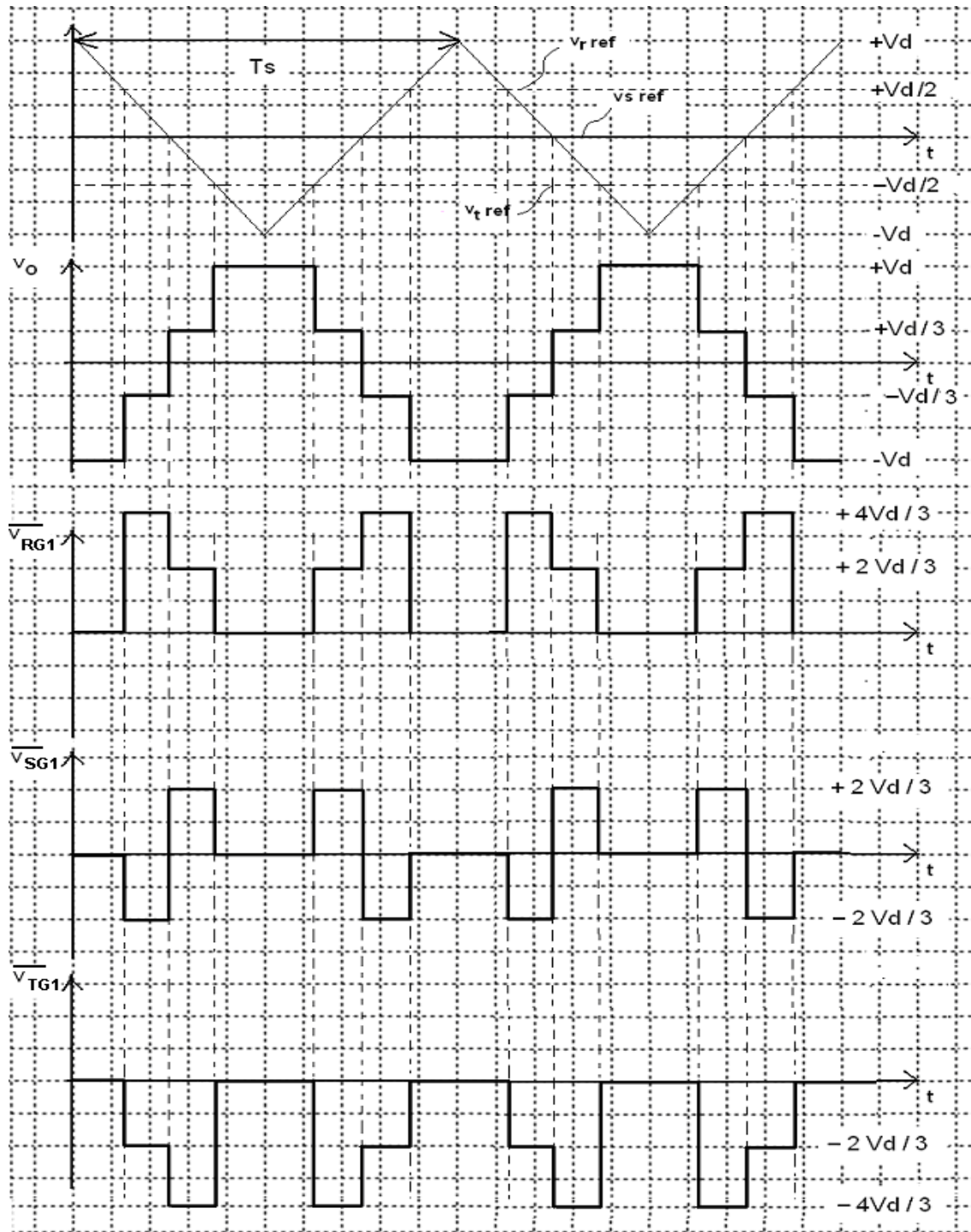


Fig. E1.5: Tensão de sequência zero instantânea  $v_o(t)$  e tensões de fase equivalentes.

O valor médio local das tensões equivalentes continua igual ao dos sinais moduladores (verifique!):



$$\hat{V}_{RG1}(t) = +\frac{V_d}{2}$$

$$\hat{V}_{SG1}(t) = 0$$

$$\hat{V}_{TG1}(t) = -\frac{V_d}{2}$$

Demonstra-se graficamente que a subtração da sequência zero instantânea  $v_0(t)$  das tensões de fase não altera o valor médio local nas novas tensões equivalentes.

Por fim, pode-se desenhar uma tensão de linha, por ex.  $v_{RS}(t)$ , em conjunto com  $\bar{v}_{RS}(t)$  :

$$v_{RS}(t) = v_{RG1}(t) - v_{SG1}(t)$$

$$\bar{v}_{RS}(t) = \bar{v}_{RG1}(t) - \bar{v}_{SG1}(t)$$

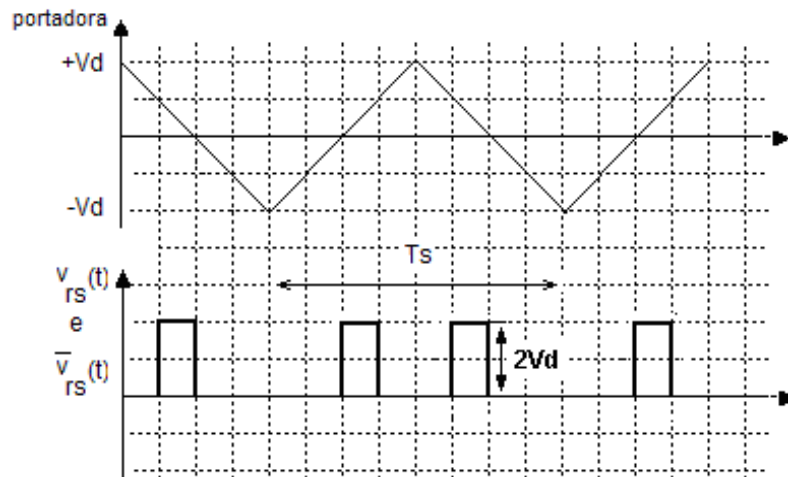


Fig. E1.6: Tensão de linha obtida através das tensões de fase e das tensões de fase equivalentes.

Verifica-se que  $\bar{v}_{RS}(t) = v_{RS}(t)$  !

Conclui-se que para a carga trifásica equilibrada, os geradores equivalentes  $\bar{v}_{RG1}(t), \bar{v}_{SG1}(t), \bar{v}_{TG1}(t)$ , bem como as tensões de linha  $\bar{v}_{RS}(t), \bar{v}_{ST}(t), \bar{v}_{TR}(t)$  podem ser usadas para se obter as correntes nesta carga.

A partir da obtenção das tensões equivalentes de fase e tensões de linha, é possível se obter as formas de onda das correntes, dada a carga (por exemplo, carga R ou RL). Tais correntes podem ser calculadas trecho a trecho a partir dos gráficos acima.

**Exemplo 2:** As tensões do conversor trifásico também podem ser representadas em uma tabela.

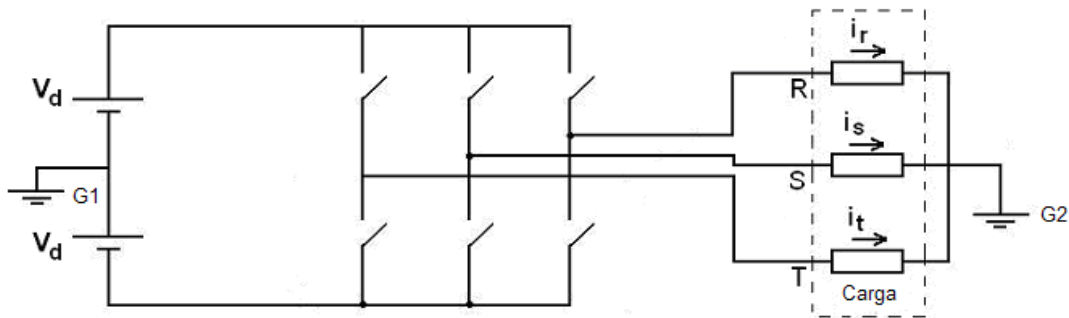


Fig. E2.1: Conversor trifásico a três braços com modulação PWM triangular alimentando carga equilibrada.

Tabela E2.1: Tensões do conversor trifásico.

$V_{rg1}$	$V_{sq1}$	$V_{tg1}$	$V_{rg2}$	$V_{sq2}$	$V_{tg2}$	$V_{rs}$	$V_{st}$	$V_{tr}$	$V_0$
$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	0	0	0	0	0	0	$-V_d$
$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$-(2/3)*V_d$	$-(2/3)*V_d$	$+(4/3)*V_d$	0	$-2*V_d$	$+2*V_d$	$-(1/3)*V_d$
$-V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-(2/3)*V_d$	$+(4/3)*V_d$	$-(2/3)*V_d$	$-2*V_d$	$+2*V_d$	0	$-(1/3)*V_d$
$-V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$-(4/3)*V_d$	$+(2/3)*V_d$	$+(2/3)*V_d$	$-2*V_d$	0	$+2*V_d$	$+(1/3)*V_d$
$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+(4/3)*V_d$	$-(2/3)*V_d$	$-(2/3)*V_d$	$+2*V_d$	0	$-2*V_d$	$-(1/3)*V_d$
$+V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+(2/3)*V_d$	$-(4/3)*V_d$	$+(2/3)*V_d$	$+2*V_d$	$-2*V_d$	0	$+(1/3)*V_d$
$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$+(2/3)*V_d$	$+(2/3)*V_d$	$-(4/3)*V_d$	0	$+2*V_d$	$-2*V_d$	$+(1/3)*V_d$
$+V_d$	$+V_d$	$+V_d$	0	0	0	0	0	0	$-V_d$

Alguns autores colocam o terra  $G_1$  conforme mostrado abaixo:

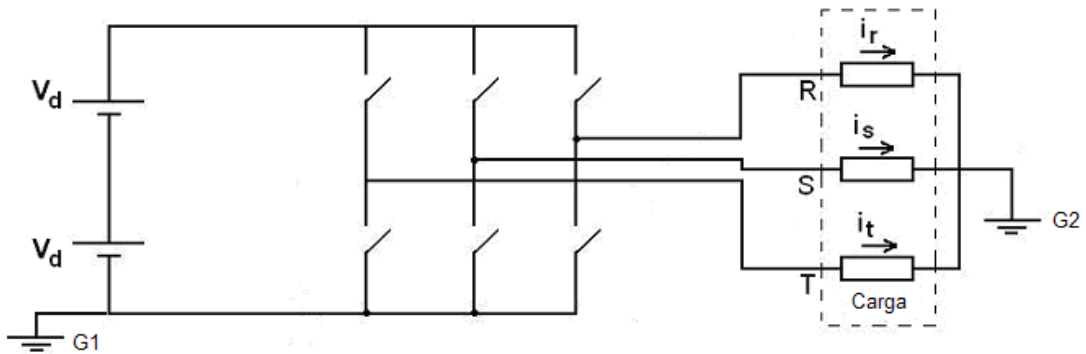


Fig. E2.2: Conversor trifásico a três braços com modulação PWM triangular alimentando carga equilibrada, com terra  $G_1$  deslocado.

A razão é que muitas vezes o ponto entre as duas fontes  $V_d$  não existe ou não é acessível.

Refazendo-se a tabela:

Tabela E2.2: Tensões do conversor trifásico, com terra G1 deslocado.

$V_{rg1}$	$V_{sg1}$	$V_{tg1}$	$V_{rg2}$	$V_{sg2}$	$V_{tg2}$	$V_{rs}$	$V_{st}$	$V_{tr}$	$V_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	+2Vd	$-(2/3)*Vd$	$-(2/3)*Vd$	$+(4/3)*Vd$	0	$-2*Vd$	$+2*Vd$	$+(2/3)*Vd$
0	+2Vd	0	$-(2/3)*Vd$	$+(4/3)*Vd$	$-(2/3)*Vd$	$-2*Vd$	$2*Vd$	0	$+(2/3)*Vd$
0	+2Vd	+2Vd	$-(4/3)*Vd$	$+(2/3)*Vd$	$+(2/3)*Vd$	$-2*Vd$	0	$+2*Vd$	$+(4/3)*Vd$
+2Vd	0	0	$+(4/3)*Vd$	$-(2/3)*Vd$	$-(2/3)*Vd$	$+2*Vd$	0	$-2*Vd$	$+(2/3)*Vd$
+2Vd	0	+2Vd	$+(2/3)*Vd$	$-(4/3)*Vd$	$+(2/3)*Vd$	$+2*Vd$	$-2*Vd$	0	$+(4/3)*Vd$
+2Vd	+2Vd	0	$+(2/3)*Vd$	$+(2/3)*Vd$	$-(4/3)*Vd$	0	$2*Vd$	$-2*Vd$	$+(4/3)*Vd$
+2Vd	+2Vd	+2Vd	0	0	0	0	0	0	+2Vd

Comparando-se as duas tabelas, nota-se que os valores  $v_{rg2}$ ,  $v_{sg2}$ ,  $v_{tg2}$  de fase e os valores  $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ , de linha não se alteraram com o deslocamento de  $G_1$ !

Como o conversor em si não foi alterado, mas apenas o ponto de referência  $G_1$ , as tensões equivalentes (tensões do gerador de fase menos sequência zero instantânea) não se alteram, assim como as tensões de linha.