

CAPÍTULO 9 - TEORIA BÁSICA DOS INVERSORES DE TENSÃO

9.1 - INTRODUÇÃO

Os inversores de tensão são conversores estáticos destinados a controlar o fluxo de energia elétrica entre uma Fonte de Tensão Contínua e uma Carga em Corrente Alternada monofásica ou polifásica, com controle dos níveis do valor eficaz da tensão e da frequência, dependendo da aplicação.

As principais aplicações dos inversores de tensão são as seguintes:

- (a) acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada;
- (b) sistemas de alimentação ininterrupta, em tensão alternada, a partir de bateria;
- (c) aquecimento indutivo;
- (d) fontes chaveadas.

9.2 - ESTRUTURAS BÁSICAS

(a) Inversor monofásico em ponte

A estrutura do inversor monofásico em ponte, alimentando carga resistiva está representada na figura 9.1. Os interruptores são comandados no fechamento e na abertura.

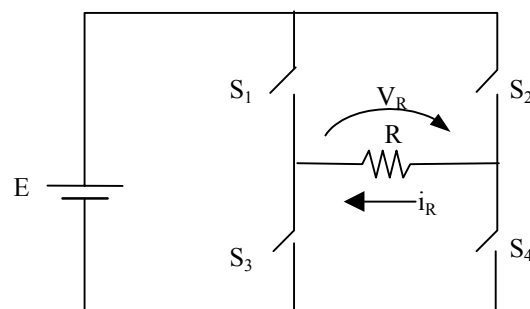


Fig. 9.1 - Inversor monofásico em ponte com carga resistiva

Onde:

$S_{1,2,3,4}$ – Interruptores Genéricos

R - Resistência de carga

E - Fonte de alimentação

As formas de onda correspondentes estão representadas na figura 9.2.

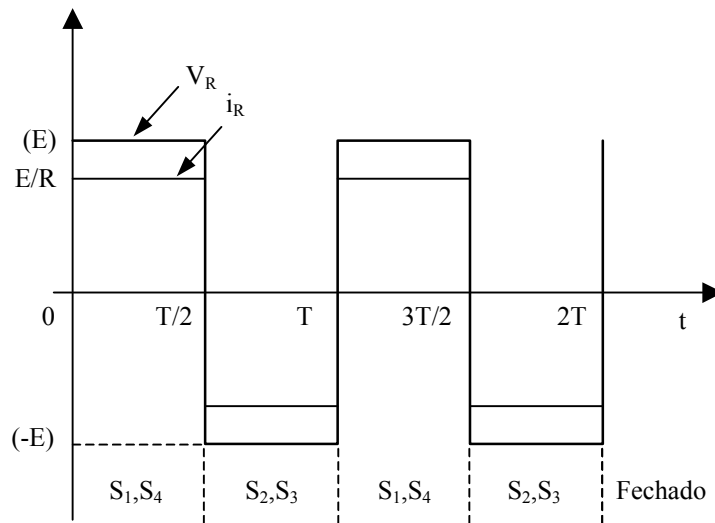


Fig. 9.2 - Tensão e corrente de carga para o circuito da figura 9.1.

Quando $S_{1,4}$ conduzem, a tensão de carga é igual a E .

Quando $S_{2,3}$ conduzem, a tensão na carga torna-se igual a $-E$.

Se a carga for indutiva, devem ser adicionados os diodos de roda livre $D_{1,2,3,4}$, como está representado na figura 9.3, onde também aparecem as 4 etapas de funcionamento da estrutura.

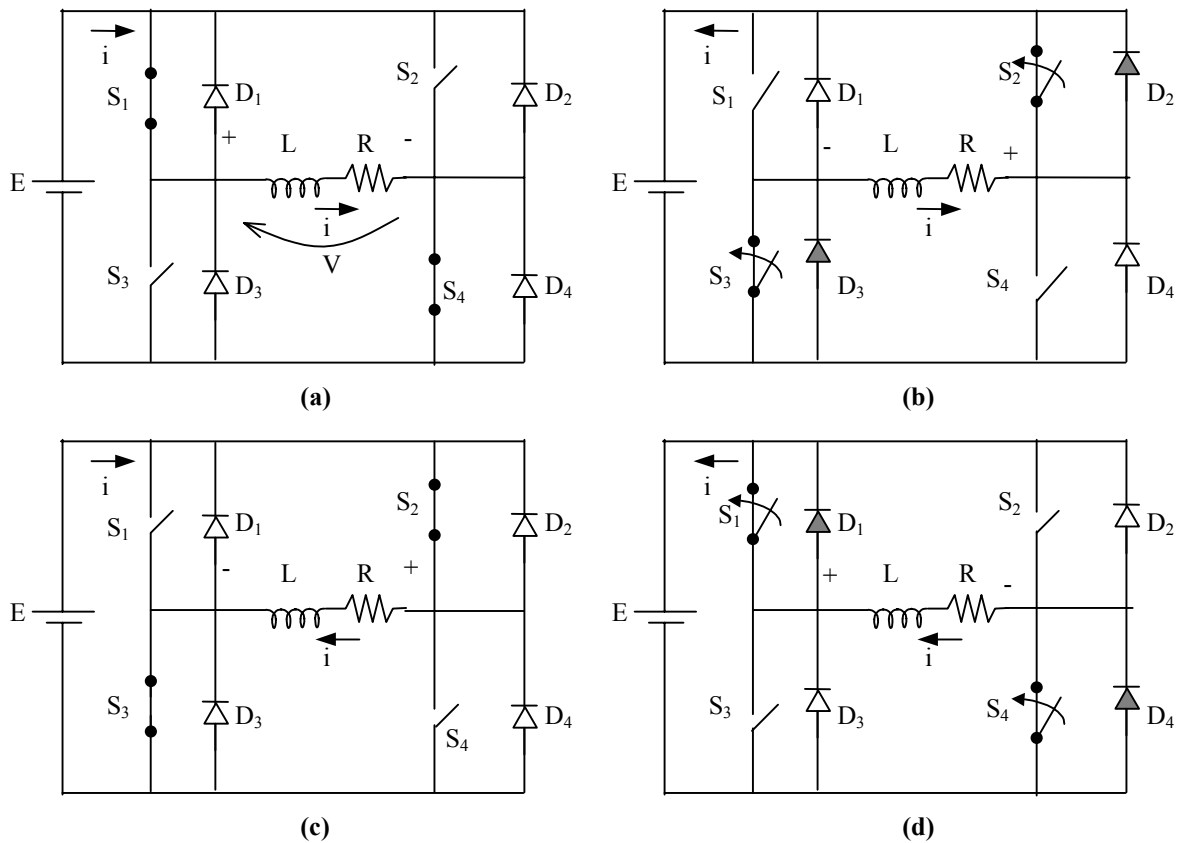


Fig. 9.3 - Etapas de funcionamento para carga indutiva

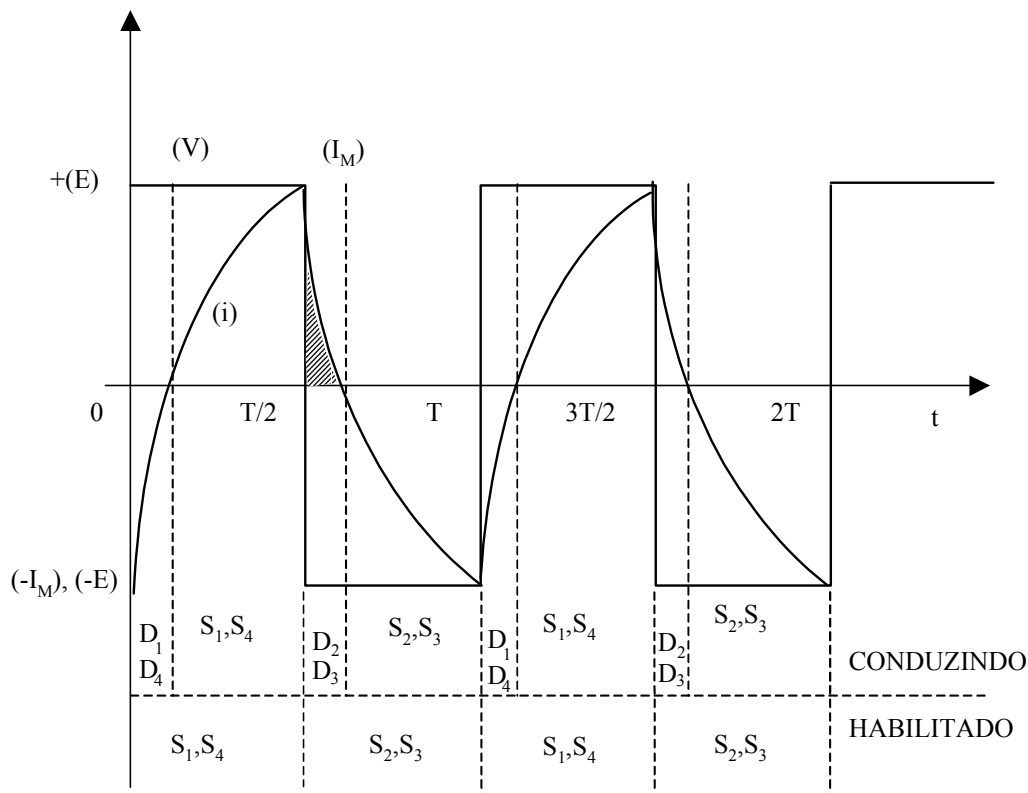


Fig. 9.4 - Formas de onda para o circuito da figura 9.3

Para o circuito funcionar corretamente, é necessário que a fonte E seja reversível em corrente, para os casos em que a carga é indutiva.

(b) Inversor monofásico com ponto médio

O circuito com ponto médio está representado na figura 9.5. Emprega apenas um braço, sendo desse modo mais simples de ser comandado que o inversor em ponte.

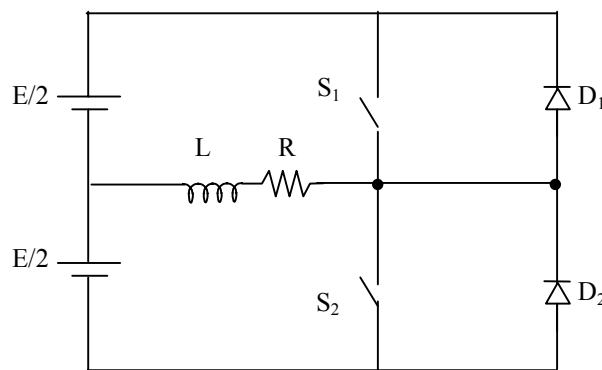


Fig. 9.5 - Inversor monofásico com ponto médio

O funcionamento deste circuito é semelhante ao apresentado na figura 9.3. Entretanto, a forma de onda quadrada da tensão na carga terá amplitude $E/2$.

(c) Inversor Monofásico com ponto médio a capacitor

Para potências baixas e frequências elevadas, pode ser empregada a estrutura representada na figura 9.6, em substituição à estrutura representada na figura 9.5. O ponto médio é obtido por meio de um divisor capacitivo, que é muito mais fácil de ser obtido.

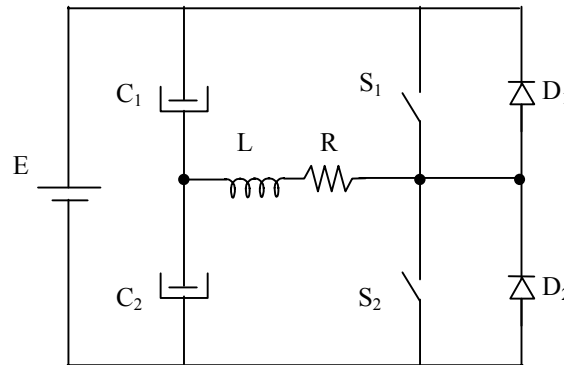


Fig. 9.6 - Inversor monofásico com ponto médio a capacitor

$C_{1,2}$ - para altas frequências são realizáveis em dimensões (Volumes).

(d) Inversor "Push-Pull"

A estrutura do inversor "Push-Pull" está representada na figura 9.7.

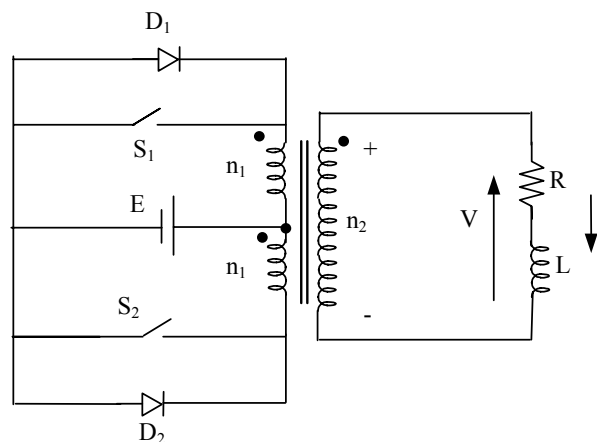


Fig. 9.7 - Inversor "Push-Pull"

Este circuito, um dos primeiros empregados industrialmente, é bem adaptado à baixas frequências e baixas potências, e apresenta as seguintes características:

- emprega um transformador com ponto médio no primário
- emprega apenas uma fonte CC
- emprega apenas dois interruptores
- a carga é isolada da fonte
- a fonte e os interruptores estão ligados na mesma massa

As etapas de funcionamento do inversor "Push Pull" estão representadas na figura 9.8.

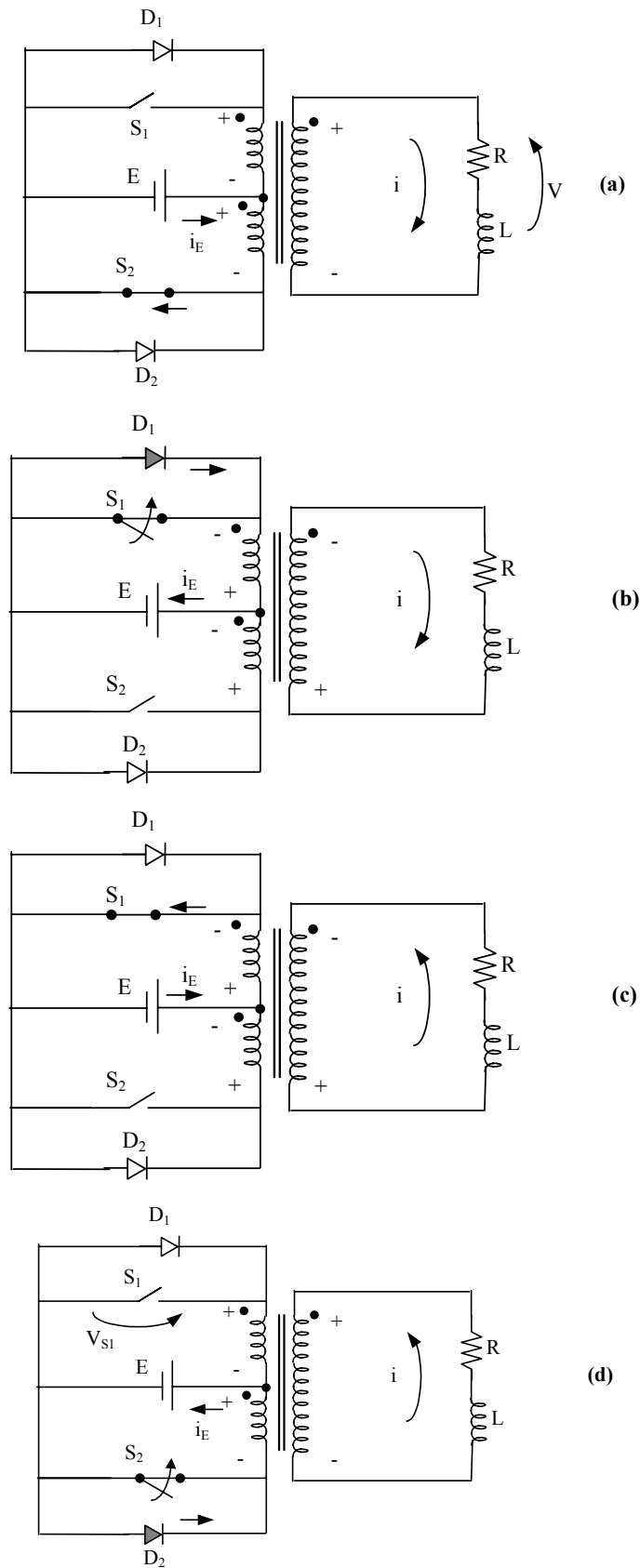


Fig. 9.8 - Etapas de funcionamento do inversor "Push-Pull"

As formas de onda das principais grandezas considerando o transformador ideal e com relação de transformação unitária, estão representadas na figura 9.9.

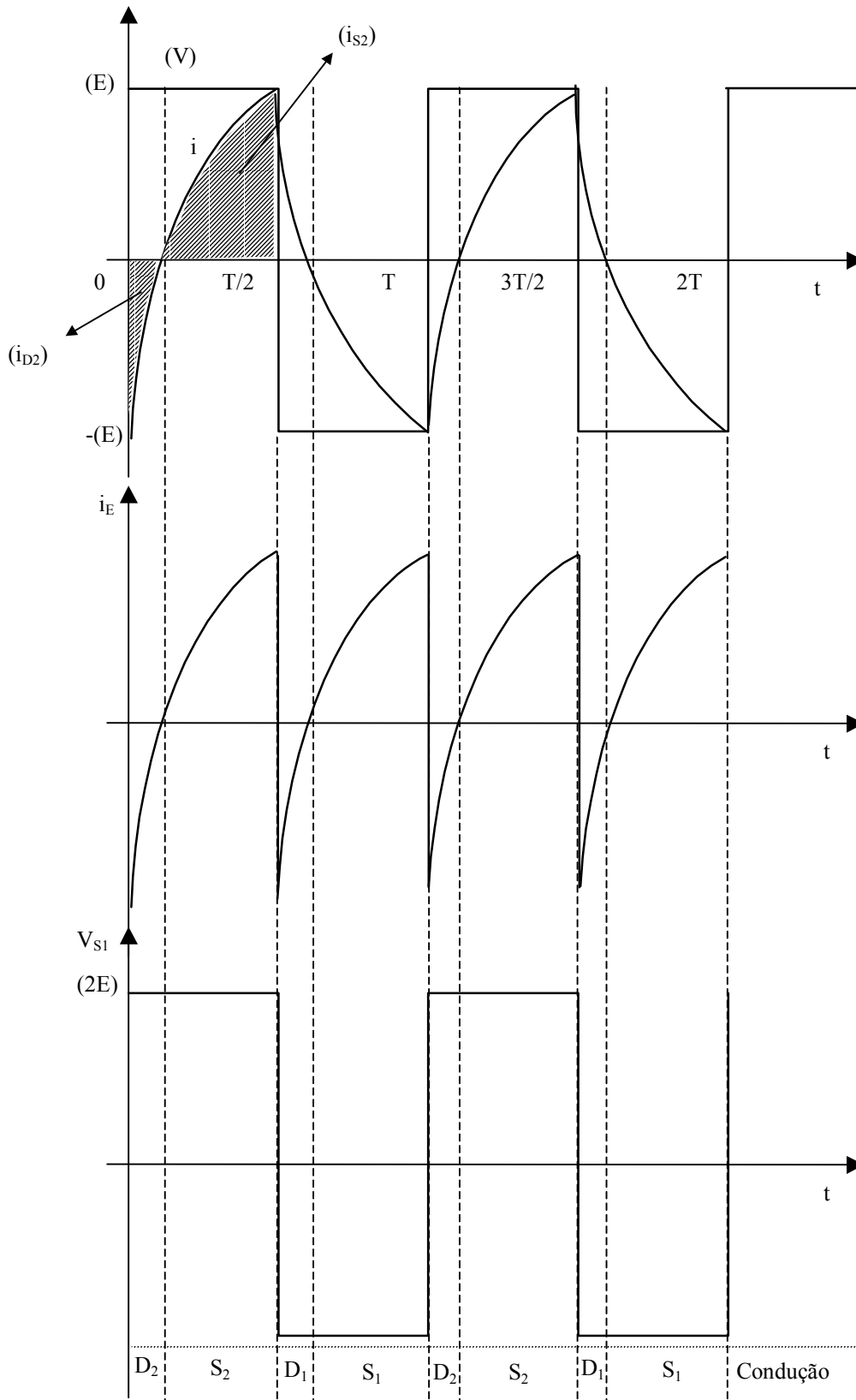


Fig. 9.9 - Formas de onda para o inversor "Push-Pull"

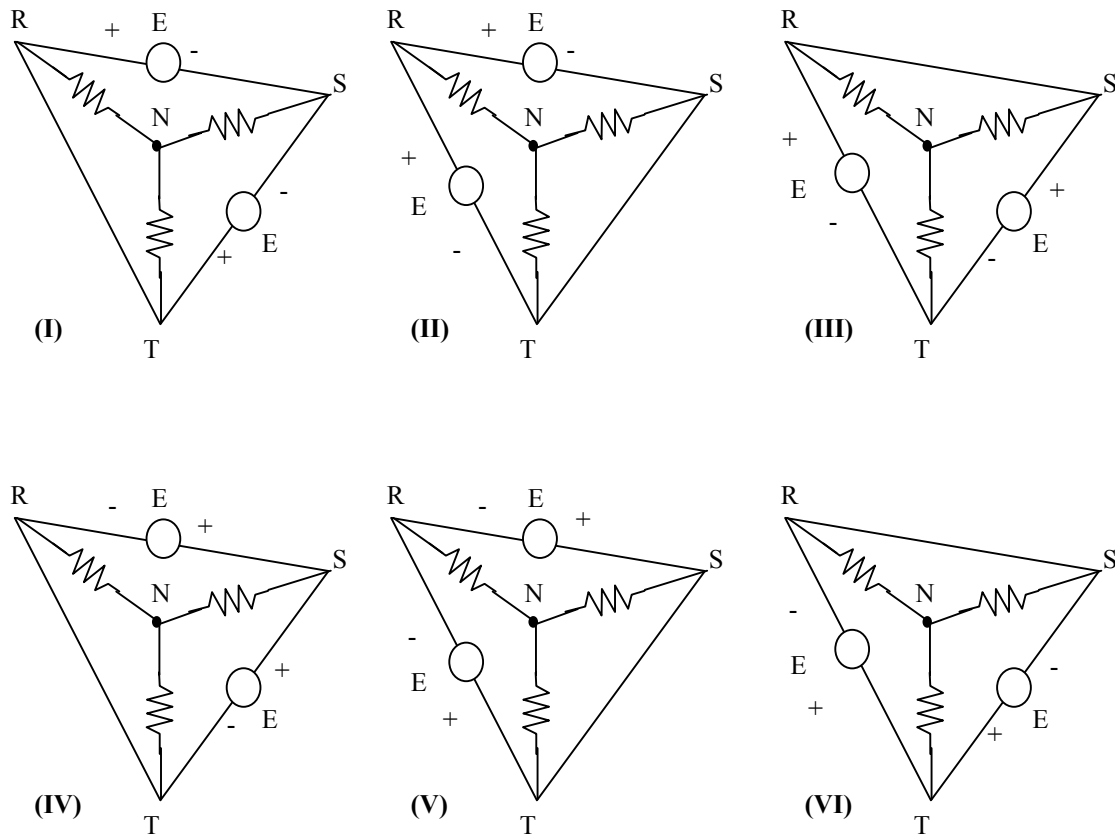


Fig. 9.12 - Tensões de carga para cada etapa de funcionamento

Sejam as tensões de linha:

$$V_{RS} = V_{RO} - V_{SO} \quad (9.1)$$

$$V_{ST} = V_{SO} - V_{TO} \quad (9.2)$$

$$V_{TR} = V_{TO} - V_{RO} \quad (9.3)$$

Sejam as relações seguintes:

$$V_{RO} = V_{RN} + V_{NO} \quad (9.4)$$

$$V_{SO} = V_{SN} + V_{NO} \quad (9.5)$$

$$V_{TO} = V_{TN} + V_{NO} \quad (9.6)$$

Assim:

$$V_{RO} + V_{SO} + V_{TO} = V_{RN} + V_{SN} + V_{TN} + 3V_{NO} \quad (9.7)$$

Para um sistema trifásico balanceado vale a relação (9.8).

$$V_{RN} + V_{SN} + V_{TN} = 0 \quad (9.8)$$

Assim:

$$V_{NO} = \frac{V_{RO} + V_{SO} + V_{TO}}{3} \quad (9.9)$$

Levando-se a expressão (9.9) nas expressões 9.4, 9.5 e 9.6 obtém-se as tensões de fase da carga, representadas pelas relações 9.10, 9.11 e 9.12.

$$V_{RN} = \frac{2}{3} V_{RO} - \frac{V_{SO} + V_{TO}}{3} \quad (9.10)$$

$$V_{SN} = \frac{2}{3} V_{SO} - \frac{V_{TO} + V_{RO}}{3} \quad (9.11)$$

$$V_{TN} = \frac{2}{3} V_{TO} - \frac{V_{RO} + V_{SO}}{3} \quad (9.12)$$

A construção gráfica das tensões está representada na figura 9.13, para o inversor trifásico com comando auto-sequencial, ou, comando 180° .

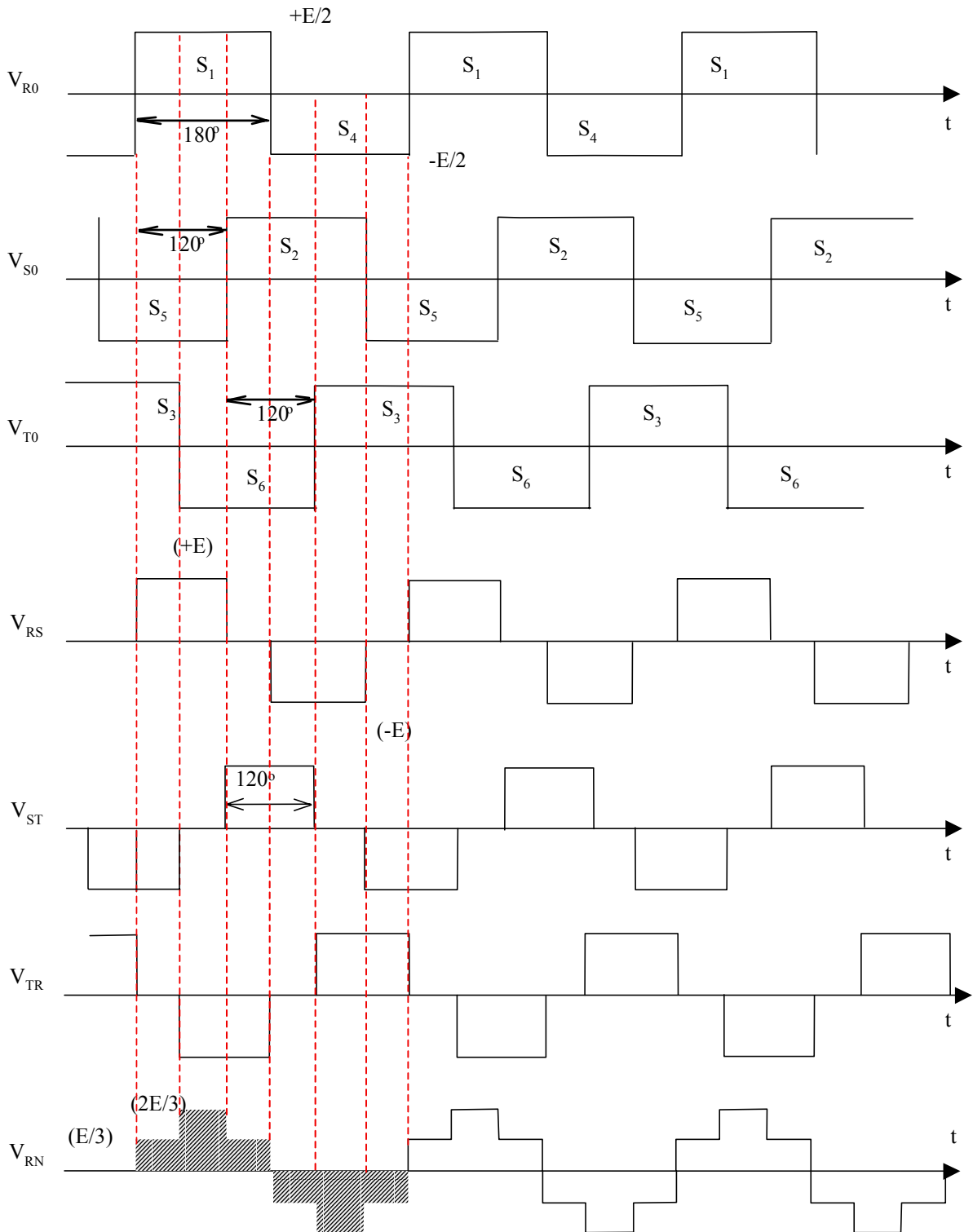


Fig. 9.13 - Tensões em um inversor trifásico

Obs: As tensões V_{SN} e V_{TN} são iguais a V_{RN} , porém defasadas de 120° e 240° respectivamente.

Seja as tensões V_{RO} , V_{SO} e V_{TO} desenvolvidas em série Fourier, representadas pelas expressões 9.13, 9.14 e 9.15.

$$V_{RO} = \frac{4 E}{\pi 2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (9.13)$$

$$V_{SO} = \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 120^\circ) + \dots \right] \quad (9.14)$$

$$V_{TO} = \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 120^\circ) + \dots \right] \quad (9.15)$$

Substituindo-se as expressões 9.13, 9.14 e 9.15 nas expressões 9.1, 9.2 e 9.3, obtém-se as tensões de linha desenvolvidas em série de Fourier e representadas pelas expressões 9.17, 9.18 e 9.19.

$$V_{RS} = V_{RO} - V_{SO} = \frac{4 E}{\pi 2} \left\{ \left[\cos \omega t - \cos(\omega t - 120^\circ) \right] + \frac{1}{3} \left[\cos 3\omega t - \cos 3(\omega t - 120^\circ) \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \left[\cos 5\omega t - \cos 5(\omega t - 120^\circ) \right] + \dots \right\} \quad (9.16)$$

Assim:

$$V_{RS} = \sqrt{3} \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 30^\circ) + \dots \right] \quad (9.17)$$

Do mesmo modo, são obtidas as demais tensões de linha:

$$V_{ST} = \sqrt{3} \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - 90^\circ) + \dots \right] \quad (9.18)$$

$$V_{TR} = \sqrt{3} \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 150^\circ) + \dots \right] \quad (9.19)$$

Constata-se que na carga não aparecem as harmônicas de ordem 3 ou os seus múltiplos.

Levando-se as expressões 9.13, 9.14, 9.15 nas expressões 9.10, 9.11 e 9.12, obtém-se as expressões 9.20, 9.21 e 9.22 que representam as tensões de fase desenvolvidas em série de Fourier.

$$V_{RN} = \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right] \quad (9.20)$$

$$V_{SN} = \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - 120^\circ) + \dots \right] \quad (9.21)$$

$$V_{TN} = \frac{4 E}{\pi 2} \left[\cos(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 120^\circ) + \dots \right] \quad (9.22)$$

9.3 - REVERSIBILIDADE DOS INVERSORES DE TENSÃO

Seja o inversor monofásico em ponte, alimentando uma carga ativa com características tais que a sua corrente seja senoidal pura, como está representado na figura 9.14, com as grandezas representadas em função do tempo na figura 9.15.

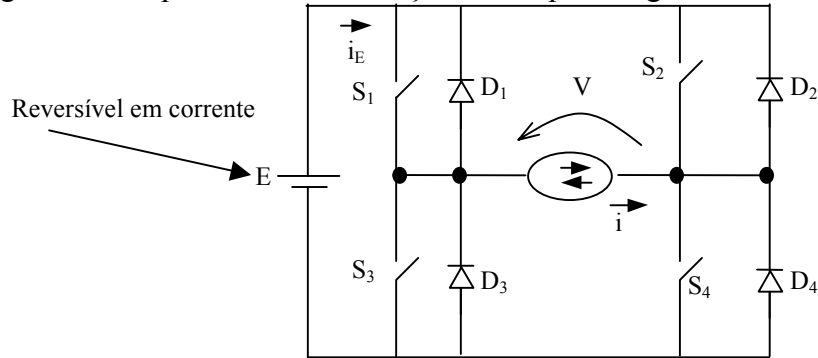


Fig. 9.14 - Inversor monofásico em ponte

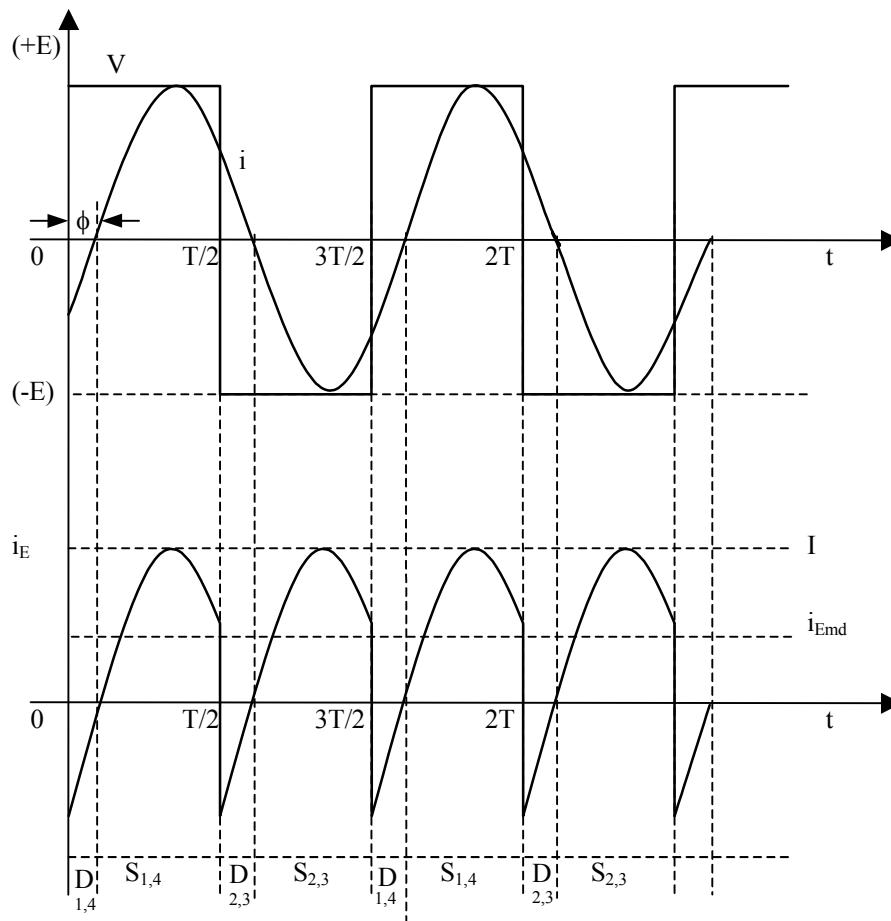


Fig. 9.15 - Formas de onda para o circuito da figura 9.14

A potência média entregue pela fonte E é dada pela expressão (9.23).

$$P = E \cdot i_{Emed} \tag{9.23}$$

Mas,

$$i_{\text{Emed}} = \frac{2}{\pi} I \cos \phi \quad (9.24)$$

Onde: I = Amplitude de i.

Assim:

$$P = \frac{2E}{\pi} \cdot I \cdot \cos \phi \quad (9.25)$$

Para : $0 \leq \phi < \frac{\pi}{2}$, P é maior do que zero e o fluxo de potência se dá da fonte E para a carga.

Para : $\phi = \frac{\pi}{2}$ não há transferência de potência ativa entre a fonte e a carga.

Para : $\frac{\pi}{2} < \phi \leq \pi$, P é menor do que zero e o fluxo de potência se dá da carga para a fonte E. A corrente média na fonte E torna-se negativa.

Para um ângulo ϕ igual a π , os tempos de condução dos interruptores $S_{1,2,3,4}$ são nulos. Apenas os diodos de regeneração $D_{1,2,3,4}$ conduzem.

A propriedade de reversibilidade dos inversores de tensão é muito importante no acionamento das máquinas de corrente alternada pelo fato de permitir a frenagem, com a inversão do sentido da corrente na fonte E.

9.4 – CONTROLE DA TENSÃO NOS INVERSORES

(a) Introdução

Normalmente, quando se emprega um inversor, deseja-se controlar ou regular a tensão de carga.

No primeiro caso, pode-se citar a título de exemplo a alimentação de uma máquina de corrente alternada, onde ao se variar a frequência deve-se também variar a tensão (valor eficaz), para manter constante o fluxo no entreferro.

No segundo caso, pode-se citar a alimentação de cargas críticas a partir de baterias. Tanto a variação da tensão da bateria quanto as impedâncias internas da bateria e do próprio inversor alteram a tensão de saída, exigindo a regulação.

Os métodos empregados para esse fim podem ser agrupados do seguinte modo:

- Controle da tensão na entrada do inversor;
- Controle da tensão dentro do inversor, por modulação ou por defasagem;
- Controle da tensão na saída do inversor.

O controle da tensão na saída é raramente empregado, por ser mais complicado e por gerar normalmente muitas harmônicas na carga.

O controle na entrada é muito comum e para isto são empregados dois métodos, dependendo do tipo de fonte. Quando se trata de uma bateria, emprega-se um conversor CC-CC e quando se trata da rede alternada comercial, emprega-se um retificador controlado.

(b) Controle Interno ao Inversor

(b1) Controle da tensão por defasagem

Seja a estrutura do inversor em ponte representada na figura 9.16.

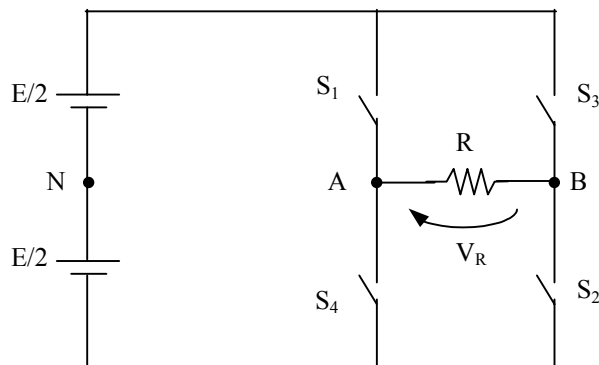


Fig. 9.16 – Inversor em ponte

Sendo que,

$$V_R = V_A - V_B \quad (9.26)$$

Assim,

$$V_R = (V_A - V_N) - (V_B - V_N) \quad (9.27)$$

Sejam as tensões representadas na figura 9.17.

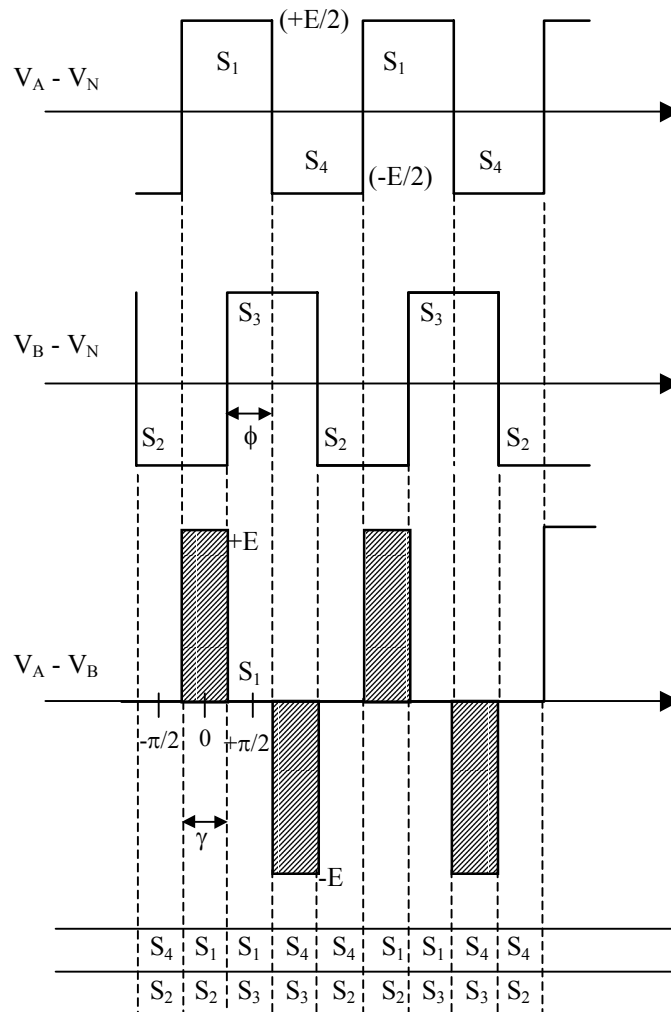


Fig. 9.17 – Tensões no inversor monofásico controlado por defasagem.

Seja a expressão (9.28).

$$\gamma = 180^\circ - \phi \tag{9.28}$$

Quando ϕ é igual a zero, γ é igual a π e a tensão de carga torna-se máxima. Quando ϕ é igual a 180° , γ é igual a zero e a tensão de carga é nula. Desse modo o ângulo ϕ controla a tensão de carga (controle por defasagem).

A tensão de carga, desenvolvida em série de Fourier, é dada pela expressão (9.29).

$$V_{AB} = \sum_{n=1,3,5} \frac{4E}{n\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{n\gamma}{2}\right) \tag{9.29}$$

A componente fundamental e o seu valor eficaz, são dados pelas expressões(9.30) e (9.31).

$$V_{AB1} = \frac{4E}{\pi} \cdot \text{sen} \frac{\gamma}{2} \tag{9.30}$$

$$V_{AB1\text{ef}} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi} \operatorname{sen} \frac{\gamma}{2} \quad (9.31)$$

O valor eficaz da harmônica de ordem n é dado pela expressão (9.32).

$$V_{ABn\text{ef}} = \frac{4E}{\sqrt{2}n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\gamma}{2} \quad (9.32)$$

O valor eficaz da tensão de carga é obtido segundo o procedimento descrito a seguir:

$$V_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot 2 \cdot \int_0^{\gamma} E^2 d\gamma} \quad (9.33)$$

Logo,

$$V_{\text{ef}} = E \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \quad (9.34)$$

O valor eficaz da harmônica de ordem n, tomada percentualmente em relação a E, é dado pela expressão (9.35).

$$\% \frac{V_{ABn\text{ef}}}{E} = \frac{4}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot n} \cdot \operatorname{sen} \frac{n \cdot (180^\circ - \phi)}{2} \cdot 100 \quad (9.35)$$

A expressão (9.35) está representada numericamente na tabela 1.

Seja r o resíduo das harmônicas de tensão (Fator de Distorção), definido pela expressão (9.36).

$$r = \frac{\sqrt{V_{\text{ef}}^2 - V_{AB1\text{ef}}^2}}{V_{\text{ef}}} \quad (9.36)$$

Assim:

$$r = \frac{\sqrt{E^2 \frac{\gamma}{\pi} - \frac{16E^2}{2\pi^2} \operatorname{sen}^2 \left(\frac{\gamma}{2} \right)}}{E \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}}} \quad (9.37)$$

Portanto,

$$r = \sqrt{1 - \frac{8}{\pi \cdot \gamma} \cdot \operatorname{sen}^2 \left(\frac{\gamma}{2} \right)} \quad (9.38)$$

Tabela 1 - Valor eficaz percentual da harmônica de ordem n.

	Valor eficaz das harmônicas em porcentagem de E								
	$\phi/2\pi$	n=1	n=3	n=5	n=7	n=9	n=11	n=13	
$\phi=0$	0.00	90.0	30.0	18.0	12.9	10.0	8.18	6.92	$V_{\text{carga máxima}}$
	0.02	89.8	29.5	17.1	11.6	8.44	6.30	4.74	
	0.04	89.3	27.9	14.6	8.20	4.26	1.53	0.43	
	0.06	88.4	25.3	10.6	3.20	1.25	3.94	5.33	
	0.08	87.2	21.9	5.56	2.41	6.37	7.61	6.87	
	0.10	85.6	17.6	0.00	7.56	9.51	7.78	4.07	
	0.12	83.7	12.8	5.56	11.3	9.69	4.38	1.30	
	0.14	81.4	7.46	10.6	12.8	6.85	1.03	5.85	
$\phi = \pi/3$	0.16	78.9	1.88	14.6	12.0	1.87	5.96	6.71	$r_{\text{mínimo}}$
	0.18	76.0	3.76	17.1	8.80	3.68	8.17	3.34	
	0.20	72.8	9.27	18.0	3.97	8.09	6.62	2.14	
	0.22	69.3	14.5	17.1	1.61	9.98	2.03	6.26	
	0.24	65.6	19.1	14.6	6.89	8.76	3.48	6.44	
	0.26	61.6	23.1	10.6	10.9	4.82	7.40	2.55	
	0.28	57.4	26.3	5.56	12.8	0.63	7.92	2.95	
	0.30	52.9	28.5	0.00	12.2	5.88	4.81	6.58	
	0.32	48.2	29.8	5.56	9.37	9.30	0.51	6.07	
$\phi=2\pi/3$	0.34	43.4	29.9	10.6	4.73	9.82	5.60	1.72	
	0.36	38.3	29.1	14.6	0.81	7.29	8.12	3.71	
	0.38	33.1	27.1	17.1	6.19	2.49	6.91	6.80	
	0.40	27.8	24.3	18.0	10.4	3.09	2.53	5.60	
	0.42	22.4	20.5	17.1	12.6	7.71	3.01	0.87	
	0.44	16.9	16.1	14.6	12.5	9.92	7.17	4.41	
	0.46	11.3	11.0	10.6	9.91	9.05	8.04	6.91	
	0.48	5.65	5.62	5.56	5.47	5.36	5.22	5.05	
$\phi = \pi$	0.50	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	$V_{\text{carga nula}}$

O valor de r é minimizado e assume o valor de 0,297 quando γ iguala-se a 120° , ou seja, quando ϕ iguala-se a 60° e $\phi/2\pi$ iguala-se a 0,16, ponto onde a terceira harmônica praticamente se anula, como está representado na tabela 1.

Na prática trabalha-se com r menor ou igual a 0,45. Assim, o valor eficaz da fundamental varia de 70% a 100% do seu valor máximo.

Na figura 9.18 está representado um circuito, empregando 2 transformadores que permitem o controle da tensão por defasagem.

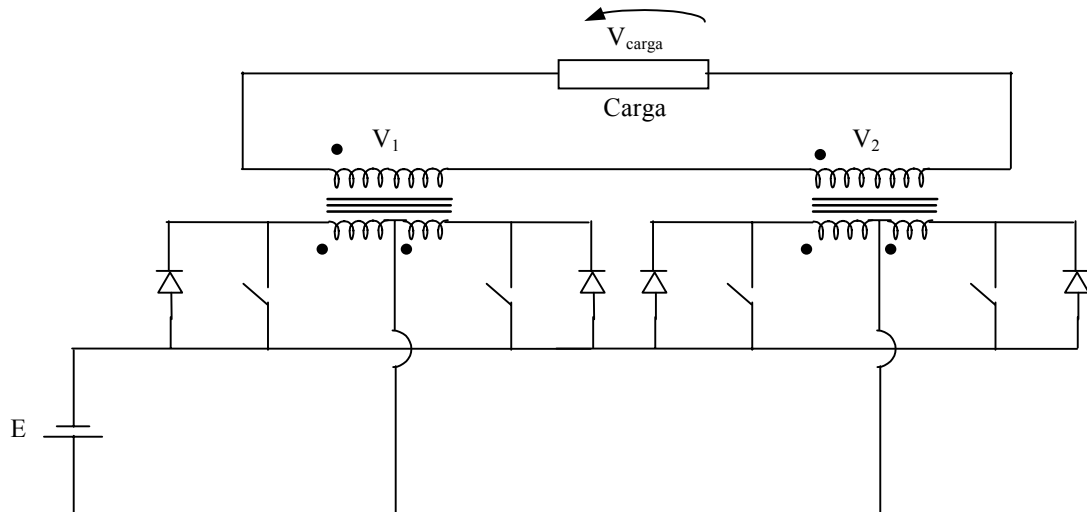


Fig. 9.18 – Controle por defasagem empregando 2 transformadores.

São empregados dois inversores do tipo “Push-Pull” com os enrolamentos secundários associados em série. Continua nesse caso sendo válida a análise feita para o circuito apresentado na figura 9.16.

O método apresentado também é conhecido como “Modulação por largura de um único pulso”.

(b2) Modulação por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si (ou, PWM Linear)

Este método é uma extensão do método anterior e o seu princípio básico está representado na figura 9.19.

O número de pulsos (N) dependerá da frequência do sinal de referência dente de serra, para um dado T especificado. Sendo N um número inteiro e definido pela expressão (9.39).

$$N = \frac{T}{2T_p} \quad (9.39)$$

A largura dos pulsos (γ) depende do valor da tensão V_1 em relação a V_2 , segundo a expressão (9.40).

$$\gamma = \frac{\pi}{N} \left(1 - \frac{V_1}{V_2} \right) \quad (9.40)$$

Para : $0 \leq V_1 \leq V_2$

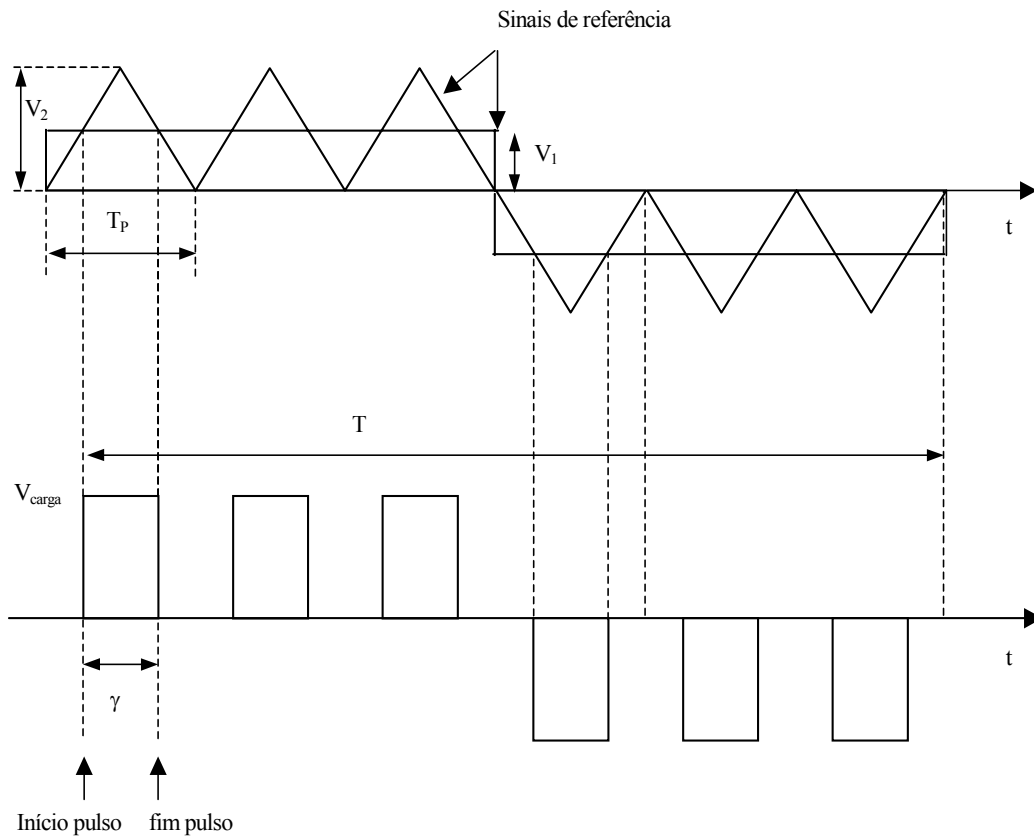


Fig. 9.19 – Geração dos sinais de comando para um inversor PWM linear.

Na Tabela 2 apresentam-se os valores eficazes das harmônicas de ordem n , em percentagem de E , para a tensão V_{AB} (V_{carga}).

Tabela 2 - Valores eficazes das harmônicas de ordem n , em percentagem da tensão E .

V_1/V_2	$n=1$	$n=3$	$n=5$	$n=7$	$n=9$	$n=11$
0.0	90.0	30.0	18.0	12.9	10.0	8.16
0.1	81.3	27.8	17.8	14.6	18.2	0.85
0.2	72.4	25.4	17.1	15.6	25.0	9.77
0.3	63.6	22.7	16.1	15.9	29.7	17.5
0.4	54.6	19.9	14.6	15.4	32.1	23.2
0.5	45.6	16.8	12.7	14.1	32.0	26.2
0.6	36.5	13.6	10.6	12.2	29.3	26.0
0.7	27.4	10.3	8.19	9.72	24.3	22.8
0.8	18.3	6.93	5.58	6.75	17.4	16.9
0.9	9.17	3.47	2.83	3.45	9.05	8.99
0.98	1.85	0.68	0.58	0.68	1.85	1.85

Onde : $T/T_p = 10$ e $N = 5$ (pulsos durante $\frac{1}{2}$ ciclo)

Comparando-se as tabelas 1 e 2, constata-se que as harmônicas são consideravelmente atenuadas quando o valor eficaz da fundamental torna-se inferior a 60% da tensão de entrada, para um número de pulsos múltiplo. Quanto maior o número de pulsos por período, mais fácil será a filtragem das harmônicas da tensão de carga, como está mostrado na figura 9.20.

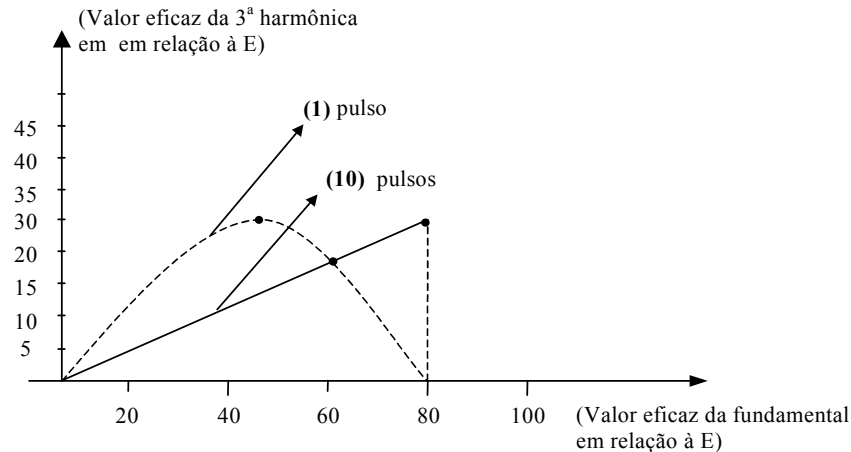


Fig. 9.20 – Valor da 3ª harmônica para valores diferentes de N.

(b3) Modulação senoidal (ou, PWM senoidal)

É possível reduzir significativamente o conteúdo harmônico da tensão gerada por um inversor, utilizando-se uma modulação senoidal (PWM senoidal) ao invés da modulação linear (PWM linear). O princípio desse tipo de modulação está representado na figura 9.21. A frequência da fundamental é definida por uma senóide. Os sinais de comando dos interruptores são estabelecidos por comparação dessa senóide com uma onda triangular.

A variação da amplitude da onda senoidal propicia a variação da largura dos pulsos da tensão de carga.

Segundo a figura 9.21, os dois sinais são sincronizados de modo que a relação entre as duas frequências seja um número inteiro N par (Número de Pulsos), representado pela expressão (9.41).

$$N = \frac{T}{T_p} \quad (9.41)$$

Nas tabelas seguintes são apresentados os valores eficazes das harmônicas, em porcentagem da tensão de alimentação do inversor, para vários valores de N e de a , definido pela expressão (9.42).

$$a = \frac{V_1}{V_2} \quad (9.42)$$

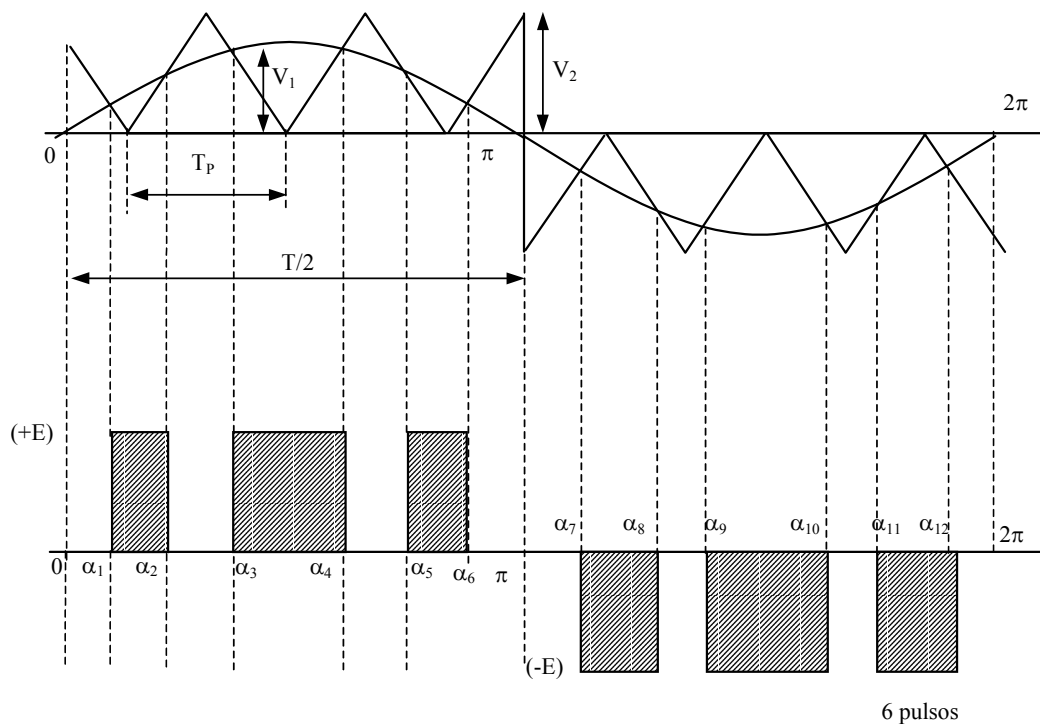


Fig. 9.21 - Modulação senoidal de 3 níveis (+E, 0, -E), ou, PWM senoidal de 3 níveis (com 6 pulsos).

Nas tabelas 3, 4 e 5 apresentam-se os valores eficazes das harmônicas de tensão em porcentagem de E, para diferentes números de pulsos.

Tabela 3 ($T/T_p = 4$) - Quatro pulsos.

Valor eficaz das harmônicas : $(V_{nef}/E).100$							
a	n=1	n=3	n=5	n=7	n=9	n=11	n=13
0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.1	0.93	9.97	9.46	8.99	8.40	7.69	6.88
0.2	16.6	15.9	14.4	12.4	9.97	7.32	4.64
0.3	23.2	21.1	17.4	12.5	7.18	2.26	1.65
0.4	29.6	25.4	17.9	9.19	1.25	4.24	6.48
0.5	33.9	27.5	16.9	5.54	3.19	7.27	6.60
0.6	40.0	29.5	13.4	1.02	8.41	7.66	2.01
0.7	44.0	30.0	10.0	5.36	9.91	5.05	2.41
0.8	47.9	29.8	6.01	9.03	9.44	0.95	5.85
0.9	51.6	29.0	1.63	11.6	7.08	3.44	6.92
0.98	53.4	28.3	0.62	12.4	5.33	5.33	6.38

Tabela 4 ($T/T_p = 6$) - Seis pulsos.

Valor eficaz das harmônicas : $(V_{nef}/E).100$							
a	n=1	n=3	n=5	n=7	n=9	n=11	n=13
0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.1	6.98	0.29	7.20	6.57	0.84	7.20	5.98
0.2	14.7	0.60	14.7	13.1	1.60	13.1	10.2
0.3	21.2	0.25	19.9	18.0	0.59	14.4	11.4
0.4	27.8	0.45	23.9	21.5	0.88	12.7	9.08
0.5	34.3	1.46	26.7	23.4	2.17	8.47	3.59
0.6	40.8	2.74	28.1	23.1	2.72	3.07	3.48
0.7	48.8	5.52	27.2	20.4	2.22	2.73	10.9
0.8	55.4	7.28	25.7	15.6	0.32	5.67	13.7
0.9	60.8	10.4	22.5	10.8	3.59	5.06	12.6
0.98	66.3	13.6	18.7	5.12	7.86	2.74	8.82

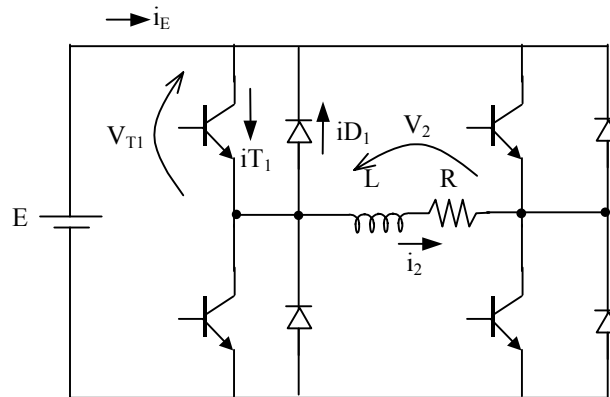
Tabela 5 ($T/T_p = 10$) - Dez pulsos.

Valor eficaz das harmônicas : $(V_{nef}/E).100$							
a	n=1	n=3	n=5	n=7	n=9	n=11	n=13
0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.1	7.26	0.28	0.24	0.88	7.53	6.70	0.43
0.2	13.6	0.54	0.12	0.11	13.7	12.3	1.48
0.3	20.8	0.95	0.18	0.12	19.9	17.4	2.72
0.4	27.5	0.49	0.57	0.02	24.1	21.2	3.63
0.5	34.7	0.98	0.69	0.80	27.7	23.0	5.70
0.6	42.1	0.60	0.35	3.67	27.8	24.7	6.21
0.7	48.9	0.17	0.93	4.90	27.0	23.2	8.57
0.8	55.9	1.31	0.91	8.17	24.9	20.8	9.71
0.9	62.5	1.43	1.57	11.0	20.7	17.5	10.5
0.98	68.5	0.93	1.57	13.4	16.6	12.7	11.9

Portanto, de acordo com a análise dos resultados apresentados nas Tabelas 3, 4 e 5, verifica-se que: Quanto maior o número de pulsos, menores serão os valores eficazes das componentes harmônicas, em consequência, menor o volume necessário para o filtro de saída.

EXERCÍCIOS SOBRE INVERSORES

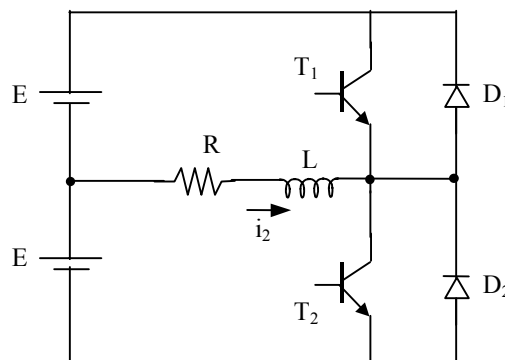
(1) Seja o seguinte Inversor Monofásico em Ponte:



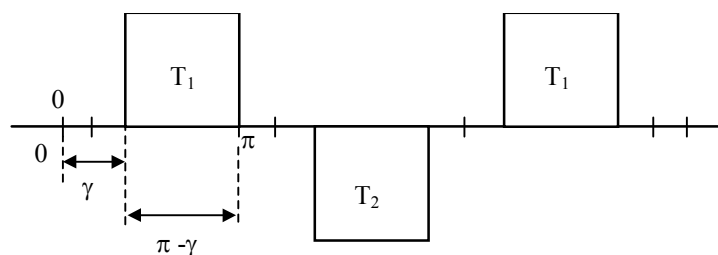
Seja : $E = 100 \text{ V}$; $f = 60 \text{ Hz}$; $R = 10 \Omega$ e $L = 25 \text{ mH}$

- Representar em função do tempo as seguintes grandezas: V_2 , i_2 , i_E , i_{T1} , i_{D1} , V_{T1} .
- Obter a expressão matemática das correntes de carga e da fonte E, em regime permanente.
- Determinar o valor eficaz da corrente de carga e a corrente média na fonte E.
- Determinar os picos de corrente nos componentes (transistor e diodo).
- Encontrar a série de Fourier das seguintes grandezas: V_2 , i_2 e i_E .
- Por que a fonte E deve ser reversível em corrente?

(2) Seja o Inversor de Ponto Médio a seguir:



O comando dos interruptores é realizado do seguinte modo:



Considere γ como variável de controle do valor eficaz da corrente de carga, assumindo valores compreendidos entre zero e π . Observe que, desse modo, a condução na carga pode tornar-se descontínua.

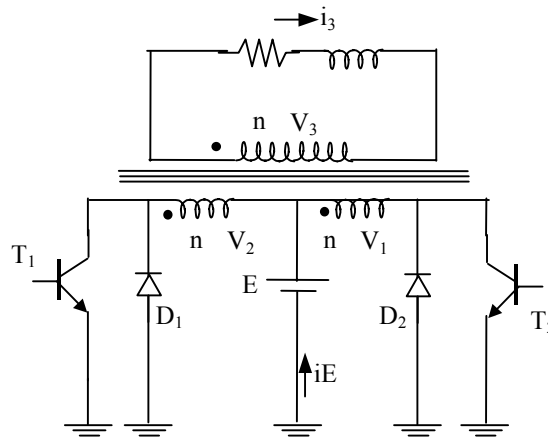
Seja: $E = 100\text{V}$; $R = 10\ \Omega$; $L = 25\ \text{mH}$ e $f = 60\ \text{Hz}$.

Determinar o valor eficaz da tensão e da corrente de carga, em função de γ , para γ variando entre 0 e π .

(3) Seja o inversor "Push-Pull" representado a seguir:

Os transistores T_1 e T_2 são comandados complementarmente.

Considerar o transformador ideal, com relação de transformação unitária.



(a) Representar todas as etapas de funcionamento em regime permanente.

(b) Representar as seguintes grandezas em função do tempo: v_{T1} , v_{T2} , i_{T1} , i_{T2} , i_{D1} , i_{D2} , i_E , V_1 , V_2 , V_3 e i_3 .