

Conversores Estáticos para Aplicações em Sistemas Monofásicos

Katia Viviane Diniz de Almeida

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil.



Biblioteca Setorial do CDSA. Fevereiro de 2021.

Sumé - PB

Conversores Estáticos para Aplicações em Sistemas Monofásicos

Katia Viviane Diniz de Almeida

Katia Viviane Diniz de Almeida
Aluna

Cursino Brandão Jacobina
Orientador

Campina Grande, PB.

Março de 2007

Agradecimentos

Agradeço a Deus por tudo, pois a ele devemos a vida.

Aos meus pais, Valdeci e Terezinha, pelo amor, carinho e dedicação que sempre tiveram por mim, e por todo apoio e suporte que sempre me deram para que eu, hoje, pudesse estar apresentando este trabalho.

Ao professor Cursino Brandão Jacobina pela sua valiosa orientação, discutindo problemas e soluções, esclarecendo dúvidas e traçando os rumos deste projeto. Aos professores e alunos que fazem parte do LEIAM, que diretamente ou indiretamente contribuíram para realização desse trabalho.

E, aos verdadeiros amigos, que sempre nos apoiam tanto nos momentos bons quanto nos momentos difíceis da vida.

Lista de Figuras

2.1	Inversor monofásico de dois níveis em ponte completa	10
2.2	Inversor monofásico de dois níveis em meia ponte.	10
2.3	Inversor monofásico de três níveis em ponte completa	16
2.4	Inversor monofásico de três níveis em meia ponte.	16
2.5	Distorção harmônica ponderada em função do fator de distribuição de roda livre	22
2.6	Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude para a configuração em meia ponte	23
2.7	Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude para a configuração em ponte completa	23
2.8	Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude	24
3.1	Conversor CA/CA de três níveis em ponte completa.	26
3.2	Conversor CA/CA de três níveis em meia ponte.	26
3.3	Conversor CA/CA de três níveis usando três braços.	27
3.4	Diagrama de blocos de controle do conversor	34
3.5	Tensão e Corrente da fonte (Método <i>O</i>).	35
3.6	Corrente da fonte (Método <i>O</i>).	36
3.7	Tensão no barramento CC (Método <i>O</i>).	36
3.8	Tensão e Corrente da fonte (Método <i>A</i>).	37
3.9	Corrente da fonte (Método <i>A</i>).	37
3.10	Tensão no barramento CC (Método <i>A</i>).	38

Lista de Tabelas

2.1	Estado das chaves inversor de dois níveis.	11
2.2	Estado das chaves inversor de três níveis.	17

Conteúdo

1	Introdução Geral	6
2	Conversores CC/CA	9
2.1	Conversores CC/CA de Dois Níveis	9
2.1.1	Introdução	9
2.1.2	Modelo do Conversor	11
2.1.3	Estratégia PWM	12
2.2	Conversores CC/CA de Três Níveis	15
2.2.1	Introdução	15
2.2.2	Modelo do Conversor	17
2.2.3	Estratégia PWM	18
2.3	Distorção Harmônica	21
2.4	Resultados de Simulações	21
2.5	Conclusões	24
3	Conversores CA/CC/CA	25
3.1	Introdução	25
3.2	Conversor CA/CA Monofásico de Três Níveis Usando Três Braços	27
3.2.1	Modelo do Conversor	27
3.2.2	Estratégia PWM	28
3.3	Sistema de Controle	31
3.3.1	Controladores	31
3.3.2	Ação de Controle	34

3.3.3	Resultados de Simulações	35
3.3.4	Conclusões	37
4	Conclusões Gerais	39

Capítulo 1

Introdução Geral

A abundância energética do planeta tem contribuído com a evolução do homem, porém, a grande maioria das fontes de energia é não renovável. Em torno de 87% da energia consumida no planeta é proveniente de combustíveis fósseis (principalmente carvão, petróleo e gás natural), 6% provém de instalações nucleares e apenas 7% provêm de fontes renováveis (principalmente hídrica e eólica). Ultimamente dois sérios problemas relacionados às fontes não renováveis têm tomado destaque: a extinção destas e a poluição que causam.

A solução para tais problemas inicia-se pela implementação de leis governamentais que regulem a emissão de poluentes e a conservação da energia; e pela progressiva substituição dos combustíveis fósseis por fontes renováveis [1].

As fontes renováveis de energia e ambientalmente corretas (eólica, solar e células combustíveis) necessitam de condicionamento das grandezas envolvidas no processo de conversão, enquanto grande parte dos equipamentos conectados aos sistemas elétricos, desde pequenos aparelhos eletrônicos a grandes sistemas de acionamento de motores, pode operar com maior eficiência com o auxílio da eletrônica de potência.

A cada dia é crescente a quantidade de energia elétrica processada através dos conversores estáticos. Estes dispositivos tornam-se cada vez mais populares e são destinados às aplicações diversas dentro dos ambientes industriais, residenciais, comerciais, aeroespaciais e militares. Seu nicho de aplicação alcança desde aplicações

em baixa tensão a aplicações em alta tensão, aplicações da indústria química (tais como refinamento de metais); sistemas de iluminação; sistemas de aquecimento e refrigeração; condicionadores de linha a estado sólido para filtragem de harmônicas e sistemas estáticos de compensação conectados a rede; transmissão em alta tensão CC (HVDC); fontes ininterruptas (UPS) em baixa e média tensão; e a mais vasta aplicação encontra-se no acionamento de máquinas que inclui desde periféricos de computadores e robótica a sistemas de bombeamento, esteiras e levitação magnética. De um modo geral os conversores estáticos podem ser classificados em: conversores de dois níveis e conversores multiníveis.

Nos conversores convencionais de dois níveis, eleva-se a frequência de comutação com o intuito de reduzir o conteúdo harmônico e melhorar as formas de onda da tensão de saída. Entretanto, quanto maior for a frequência de comutação, maiores serão as perdas por comutação das chaves, sendo essas perdas, tanto mais significativas quanto maior for a tensão e a potência do sistema elétrico em questão [2].

Os conversores multiníveis foram inicialmente apresentados com o intuito de reduzir os harmônicos de tensão na saída de conversores fonte de tensão (VSI). Todavia, o princípio do conversor multinível oferece muitas vantagens sobre os conversores de dois níveis dentre elas: sínteses de níveis de tensões elevadas usando dispositivos semicondutores com tensão nominal baixa; aumento do número de níveis de tensão os quais conduzem a uma melhor forma de onda e reduz a distorção harmônica total da tensão; reduz o estresse de tensão do semicondutor (dv/dt) o qual contribui para a redução dos problemas causados pela interferência eletromagnética.

A primeira estrutura de conversor multinível registrada foi a do tipo em cascata com conversores trifásicos em ponte completa alimentados por fontes CC separadas, e conectados em série para sintetizar as tensões ca de saída na forma de degraus. Esta estrutura surgiu em 1975, mas seu uso só se deu a partir da segunda metade dos anos 90. Nabae percebeu que em uma estrutura multinível a tensão de barramento CC poderia ser elevada além dos valores nominais de um dispositivo de potência através do uso de uma malha de grampeamento de tensão consistindo de diodos [3]. As vantagens de redução de harmônicos de uma estrutura com mais de três níveis

foi estudada por Bhagwat e Stefanovic [4]. A elevação dos níveis kVA além dos limites de um dispositivo individual foi, também, examinado por Carpita e Teconi [5] em que o conceito do uso de diodos para limitar o esforço de tensão no dispositivo foi estendido a um número ilimitado de níveis. Meynard e Foch propuseram uma estrutura multi-nível onde o grampeamento da tensão no dispositivo em estado de bloqueio foi obtido com o uso de grampeamento de capacitores no lugar de diodos [6].

Neste trabalho são apresentadas estruturas de conversores estáticos de dois níveis e três níveis para aplicações em sistemas monofásicos. No capítulo dois é feita uma comparação de desempenho entre as topologias de conversores CC/CA de dois níveis e três níveis. No capítulo três é apresentada uma topologia de conversor CA/CA de três níveis utilizando três braços. Para validar as análises apresentadas no texto, resultados de simulações são apresentados e avaliados.

Capítulo 2

Conversores CC/CA

2.1 Conversores CC/CA de Dois Níveis

2.1.1 Introdução

O conversor *CC/CA* monofásico de dois níveis, Fig. 2.1, possui quatro chaves controladas dispostas em arranjos denominados de braço, cada braço é constituído de duas chaves e dois diodos em antiparalelo. Essa topologia é denominada de inversor de dois níveis em ponte completa.

A configuração meia ponte, ilustrada na Fig. 2.2, é uma solução interessante para redução de componente do conversor. Se comparada à configuração ponte completa, a configuração meia ponte utiliza apenas metade do número das chaves, entretanto, a tensão do barramento CC é o dobro da utilizada na configuração ponte completa e uma corrente alternada passa a circular através dos capacitores o que reduz a vida útil destes além de provocar ondulação nas tensões individuais de cada capacitor que compõe o banco.

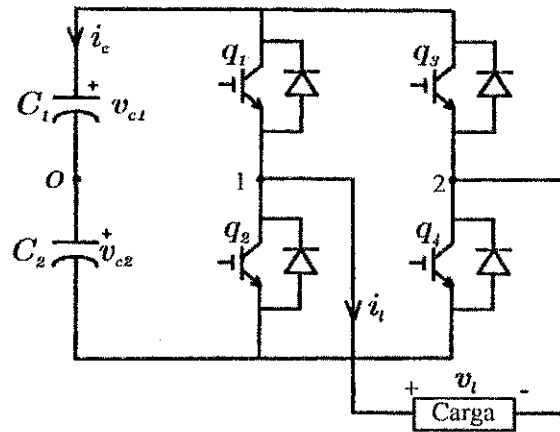


Figura 2.1: Inversor monofásico de dois níveis em ponte completa .

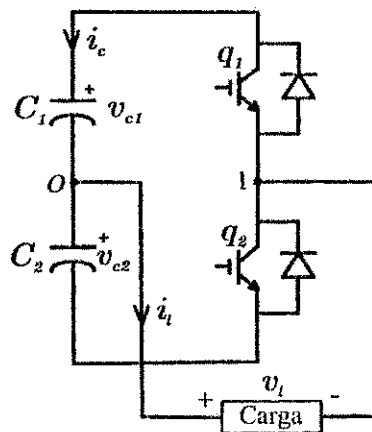


Figura 2.2: Inversor monofásico de dois níveis em meia ponte.

2.1.2 Modelo do Conversor

Configuração em Ponte Completa

As equações para tensões e para correntes que caracterizam a operação do inversor em ponte completa alimentando uma carga RL são

$$v_l = v_{12} = v_{1O} - v_{2O} \quad (2.1)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l}{l_l} \quad (2.3)$$

As tensões de pólo dependem do estado das chaves e podem ser expressas através das seguintes equações :

$$v_{1O} = \left(k - \frac{1}{2} \right) E \quad (2.4)$$

$$v_{2O} = \left(k - \frac{1}{2} \right) E \quad (2.5)$$

k representa os possíveis estados de chaveamento para as chaves de um mesmo braço, e E é a tensão total no barramento CC. A partir das expressões 2.4 e 2.5, obtém-se a tabela (2.1) com os possíveis estados de chaveamento e seus respectivos valores de tensão de pólo. Onde $k = 1$ quando a chave superior do braço (q_i) estiver em condução, onde i é um número ímpar; e $k = 0$ para o caso contrário.

Tabela 2.1: Estado das chaves inversor de dois níveis.

Estado das chaves (k)	q_i	q_{i+1}	v_0
1	1	0	$\frac{E}{2}$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$

Como pode ser observado a tensão de pólo pode assumir apenas dois valores. Devido à esse fato esses conversores são classificados como conversores de dois níveis.

Configuração em Meia Ponte

As equações para tensões e para correntes que caracterizam a operação do inversor em meia ponte alimentando uma carga RL são

$$v_l = v_{lO} \quad (2.6)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l}{l_l} \quad (2.8)$$

A tensão de pólo, depende do estado das chaves e pode ser expressa através da seguinte equação :

$$v_{lO} = \left(k - \frac{1}{2} \right) E \quad (2.9)$$

Com $k \in \{0, 1\}$.

2.1.3 Estratégia PWM

Configuração em Ponte Completa

Considerando que v_1^* e v_2^* , sejam as tensões desejadas no inversor, as tensões de pólo de referência podem ser expressas por

$$v_{1O}^* = v_1^* + v_\mu^* \quad (2.10)$$

$$v_{2O}^* = v_2^* + v_\mu^* \quad (2.11)$$

O problema a ser resolvido é como determinar v_{1O}^* e v_{2O}^* , uma vez que as tensões desejadas v_1^* e v_2^* foram especificadas. A seguir dois métodos são propostos para resolver esse problema.

Método O

Um controle independente de v_{1O}^* e v_{2O}^* pode ser obtido especificando $v_\mu^* = 0$. Neste caso, das equações 2.10 e 2.11 obtém-se

$$v_{1O}^* = v_1^* \quad (2.12)$$

$$v_{2O}^* = v_2^* \quad (2.13)$$

Conseqüentemente, as tensões de fase v_1^* e v_2^* serão controlados eficazmente se as seguintes desigualdades forem satisfeitas:

$$|v_1^*| \leq E/2 \quad (2.14)$$

e

$$|v_2^*| \leq E/2 \quad (2.15)$$

As durações dos pulsos τ_1 e τ_2 durante os quais as chaves q_1 e q_2 devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada são:

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{1O}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (2.16)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{2O}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (2.17)$$

Método A

É possível expressar a tensão v_μ em função do fator μ , fator de distribuição da roda livre. Esta expressão é dada por:

$$v_{\mu}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (2.18)$$

onde $v_{\max}^* = \max \mathcal{V}$ e $v_{\min}^* = \min \mathcal{V}$ e $\mathcal{V} = \{v_1^*, v_2^*\}$

O fator μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = \frac{v_{O\min}^* + \frac{E}{2}}{E + (v_{O\min} - v_{O\max})} \quad (2.19)$$

onde $v_{O\max}^* = \max \mathcal{V}_O$ e $v_{O\min}^* = \min \mathcal{V}_O$ e $\mathcal{V}_O = \{v_{1O}^*, v_{2O}^*\}$

Neste caso o algoritmo proposto é:

- 1 Escolher o valor do fator μ e cacule v_{μ}^* através da equação 2.18.
- 2 Determinar v_{1O}^* e v_{2O}^* a partir das equações 2.10 e 2.11.
- 3 Calcular τ_1 e τ_2 usando as equações 2.16 e 2.17.

Configuração em Meia Ponte

Para a configuração em meia ponte, a tensão desejada no inversor v_1^* pode ser expressa por

$$v_1^* = v_{1O}^* \quad (2.20)$$

Como $|v_{1O}^*| \leq \frac{E}{2}$ tem-se que

$$|v_1^*| \leq \frac{E}{2} \quad (2.21)$$

No caso do conversor em meia ponte $v_{\mu}^* = 0$. Utiliza-se o método O, descrito anteriormente, para calcular a duração do pulso τ_1 durante o qual a chave q_1 deve se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada v_1^* .

Índice de Modulação em Amplitude

A tensão na carga v_l , para a configuração em meia ponte, pode ser expressa por

$$v_l = m_a \frac{E}{2} \quad (2.22)$$

Para a configuração em ponte completa, a tensão na carga é dada por

$$v_l = m_a E \quad (2.23)$$

onde, E é a tensão no barramento CC e m_a é definido como índice de modulação em amplitude ou, simplesmente índice de modulação. Normalmente $m_a < 1$, utilizando-se, geralmente, um valor máximo de 0,9 com a finalidade de evitar pulsos muito estreitos que não respeitariam o tempo de resposta das chaves.

2.2 Conversores CC/CA de Três Níveis

2.2.1 Introdução

O inversor multinível em ponte completa possui dois braços, cada braço é composto por quatro chaves e seus respectivos diodos em anti-paralelo e dois diodos grampeadores ligados a derivação central do barramento CC. O inversor em ponte completa é ilustrado na Fig. 2.3. Já o sistema inversor em meia ponte possui apenas um braço, composto por quatro chaves e seus respectivos diodos em anti-paralelo e dois diodos grampeadores ligados a derivação central do barramento CC, Fig. 2.4.

O inversor em ponte completa em comparação com o inversor em meia ponte, desloca a conexão da carga, que era feita no ponto intermediário do banco de capacitores para o segundo braço. Evitando que essa ligação provoque desbalanceamento nas tensões dos capacitores. No entanto o número de chaves utilizadas é bem maior, podendo se tornar um limitador econômico no uso de inversores monofásicos multiníveis em ponte completa.

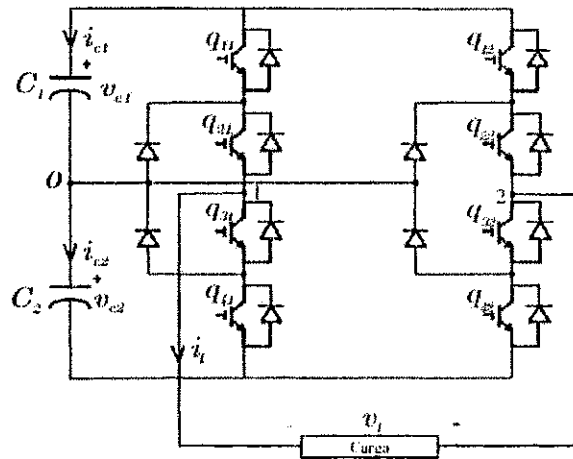


Figura 2.3: Inversor monofásico de três níveis em ponte completa .

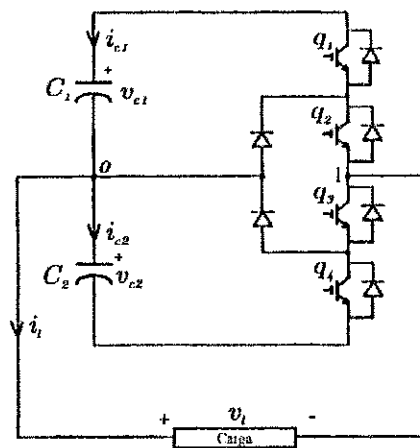


Figura 2.4: Inversor monofásico de três níveis em meia ponte.

2.2.2 Modelo do Conversor

Configuração em Ponte Completa

As equações para tensões e para correntes que caracterizam a operação do inversor em ponte completa alimentando uma carga RL são

$$v_l = v_{12} = v_{10} - v_{20} \quad (2.24)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} \quad (2.25)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l}{l_l} \quad (2.26)$$

As tensões de pólo dependem do estado das chaves de potência e podem ser expressas em termos da variável k como

$$v_{10} = \left(\frac{k-1}{2} \right) E \quad (2.27)$$

$$v_{20} = \left(\frac{k-1}{2} \right) E \quad (2.28)$$

Com $k \in \{0, 1, 2\}$.

A tabela (2.2) mostra os possíveis estados de chaveamento (k) para as chaves do conversor e seus respectivos valores de tensão de pólo.

Tabela 2.2: Estado das chaves inversor de três níveis.

Estado das chaves(k)	q_{1x}	q_{2x}	q_{3x}	q_{4x}	v_{x0}
2	1	1	0	0	$\frac{E}{2}$
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$

Com $x \in \{1, 2\}$.

A tensão de pólo pode assumir três valores; $\frac{E}{2}$, $-\frac{E}{2}$ ou 0, sendo esse inversor classificado como inversor de três níveis.

Configuração em Meia Ponte

As equações para tensões e para correntes que caracterizam a operação do inversor em meia ponte alimentando uma carga RL são

$$v_l = v_{10} \quad (2.29)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} \quad (2.30)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l}{l_l} \quad (2.31)$$

A tensão de pólo V_{10} depende do estado das chaves de potência e pode ser expressa em termos da variável k como

$$v_{10} = \left(\frac{k-1}{2} \right) E \quad (2.32)$$

Com $k \in \{0, 1, 2\}$.

2.2.3 Estratégia PWM

Configuração em Ponte Completa

As tensões desejadas no inversor são v_1^* e v_2^* , as tensões de pólo de referência podem ser expressas em função das tensões desejadas, obtendo-se

$$v_{1O}^* = v_1^* + v_\mu^* \quad (2.33)$$

$$v_{2O}^* = v_2^* + v_\mu^* \quad (2.34)$$

É necessário determinar v_{1O}^* e v_{2O}^* , considerando que as tensões desejadas v_1^* e v_2^* foram especificadas. A seguir são descritos os métodos utilizados.

Método O

Assim como no caso do conversor de dois níveis, pode-se obter um controle independente de v_{1O}^* e v_{2O}^* especificando $v_{\mu}^* = 0$. Neste caso, das equações 2.33 e 2.34 obtém-se

$$v_{1O}^* = v_1^* \quad (2.35)$$

$$v_{2O}^* = v_2^* \quad (2.36)$$

As tensões de fase v_1^* e v_2^* serão controlados com eficiência se as seguintes desigualdades forem satisfeitas:

$$|v_1^*| \leq E/2 \quad (2.37)$$

e

$$|v_2^*| \leq E/2 \quad (2.38)$$

As durações dos pulsos τ_{1x} e τ_{2x} durante os quais as chaves q_{1x} e q_{2x} , com $x \in \{1, 2\}$, devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada são

$$\tau_{1x} = 2 \frac{v_{10}^*}{E} T \quad (2.39)$$

$$\tau_{2x} = T \quad (2.40)$$

Para $v_x^* \geq 0$.

$$\tau_{2x} = \left(\frac{2v_{10}^* + E}{E} \right) T \quad (2.41)$$

$$\tau_{1x} = 0 \quad (2.42)$$

Para $v_x^* < 0$.

Método A

Expressando-se a tensão v_μ em função do fator μ , fator de distribuição da roda livre, obtém-se

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (2.43)$$

onde $v_{\max}^* = \max \mathcal{V}$ e $v_{\min}^* = \min \mathcal{V}$ e $\mathcal{V} = \{v_1^*, v_2^*\}$

O fator μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = \frac{v_{O\min}^* + \frac{E}{2}}{E + (v_{O\min}^* - v_{O\max}^*)} \quad (2.44)$$

onde $v_{O\max}^* = \max \mathcal{V}_O$ e $v_{O\min}^* = \min \mathcal{V}_O$ e $\mathcal{V}_O = \{v_{1O}^*, v_{2O}^*\}$

O algoritmo proposto é:

- 1 Escolher o valor do fator μ e calcule v_μ^* através da equação 2.43.
- 2 Determinar v_{1O}^* e v_{2O}^* a partir das equações 2.33 e 2.34.
- 3 Calcular τ_{1x} e τ_{2x} .

Configuração em Meia Ponte

Para a configuração em meia ponte, a tensão desejada no inversor v_1^* pode ser expressa por

$$v_1^* = v_{1O}^* \quad (2.45)$$

Como $|v_{1O}^*| \leq \frac{E}{2}$ tem-se que

$$|v_1^*| \leq \frac{E}{2} \quad (2.46)$$

No caso do conversor em meia ponte $v_\mu^* = 0$. Utiliza-se o método O, descrito anteriormente, para calcular a duração do pulso τ_1 durante o qual a chave q_1 deve se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada v_1^* .

Índice de Modulação em Amplitude

A tensão na carga v_t , para a configuração em meia ponte, pode ser expressa por

$$v_t = m_a \frac{E}{2} \quad (2.47)$$

Para a configuração em ponte completa, a tensão na carga é dada por

$$v_t = m_a E \quad (2.48)$$

onde, E é a tensão no barramento CC e m_a é definido como índice de modulação em amplitude ou, simplesmente índice de modulação. Normalmente $m_a < 1$, utilizando-se, geralmente, um valor máximo de 0,9 com a finalidade de evitar pulsos muito estreitos que não respeitariam o tempo de resposta das chaves.

2.3 Distorção Harmônica

É interesse do projeto de um inversor que o mesmo tenha corrente na carga senoidal com uma quantidade mínima de conteúdo harmônico, resultando na redução da magnitude da indutância de filtro.

A distorção harmônica ponderada (*Weighed Total Harmonic Distortion - WTHD*) é calculada utilizando-se a seguinte expressão

$$WTHD = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \quad (2.49)$$

2.4 Resultados de Simulações

Nesta seção, são apresentados resultados de simulações digitais para os inversores monofásicos de dois e três níveis. As simulações foram feitas a partir da linguagem C^{++} e os resultados foram visualizados utilizando o programa MATLAB[®].

As simulações utilizaram as equações dinâmicas dos sistemas, calculadas a cada passo de cálculo de $10 \mu s$. Nas simulações também foi utilizado um período de 100

μs referente ao tempo de amostragem das variáveis, objetivando simular o caso real, além de se utilizar uma frequência de chaveamento de 10 kHz . A tensão utilizada no barramento CC foi de 100 V para as configurações em ponte completa e 200 V para as configurações em meia ponte. Para simular a carga foi utilizado uma resistência de $15\ \Omega$ e uma indutância de 50 mH .

A Fig. 2.5 ilustra a curva da distorção harmônica da tensão na carga em função do fator de distribuição da roda livre (μ) para os inversores com configuração em ponte completa. Observa-se que o conversor de três níveis apresenta taxa de distorção harmônica inferior ao conversor de dois níveis.

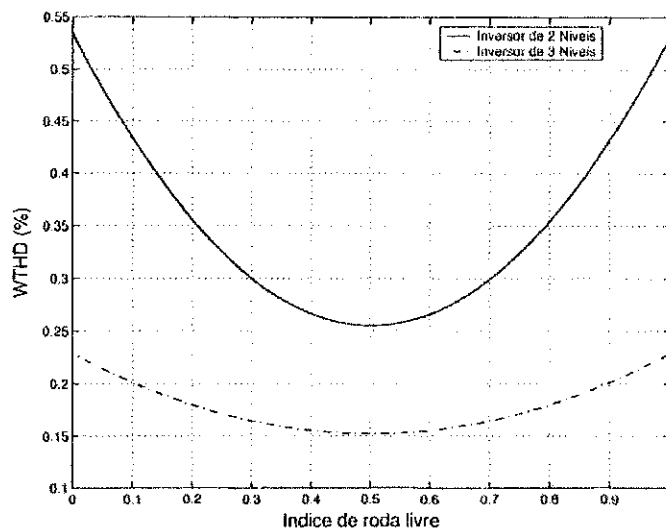


Figura 2.5: Distorção harmônica ponderada em função do fator de distribuição de roda livre

As curvas da distorção harmônica da tensão na carga em função do índice de modulação em amplitude, para os inversores monofásicos em meia ponte e ponte completa de dois e três níveis, são ilustradas respectivamente nas figuras 2.6 e 2.7. As configurações em meia ponte apresentam valores elevados de distorção harmônica para baixos valores de m_a , para valores de m_a próximos da unidade os valores de distorção harmônica para as configurações em meia ponte são mais próximos dos valores obtidos para as configurações em ponte completa.

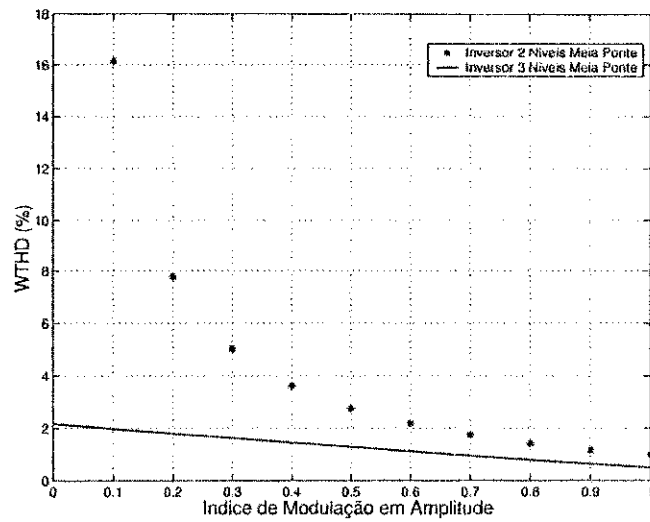


Figura 2.6: Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude para a configuração em meia ponte

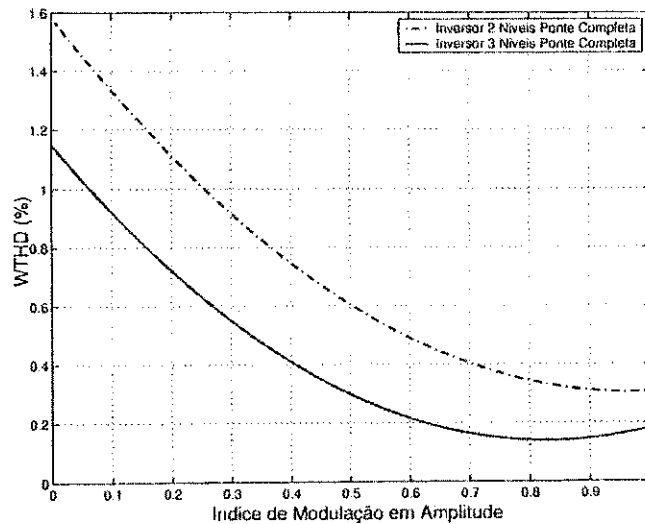


Figura 2.7: Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude para a configuração em ponte completa

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas estruturas de inversores monofásicos CC/CA e a estratégia PWM utilizada para determinar a largura dos pulsos durante os quais as chaves do conversor devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada.

A partir da análise das curvas obtidas da distorção harmônica ponderada da tensão na carga em função do fator de distribuição de roda livre, observa-se que a menor taxa de distorção harmônica é obtida fazendo-se $\mu = 0,5$.

Comparando os valores obtidos da distorção harmônica da tensão na carga em função do índice de modulação em amplitude, Fig.2.8, observa-se que o inversor em meia ponte de três níveis apresenta maior distorção harmônica da tensão na carga quando comparado com o inversor em ponte completa de dois níveis. Em relação ao inversor em ponte completa de dois níveis, o conversor em meia ponte de três níveis utiliza o mesmo número de chaves, necessita de dois diodos grampeadores e opera com o dobro da tensão no barramento CC, tornando-se inviável a sua utilização.

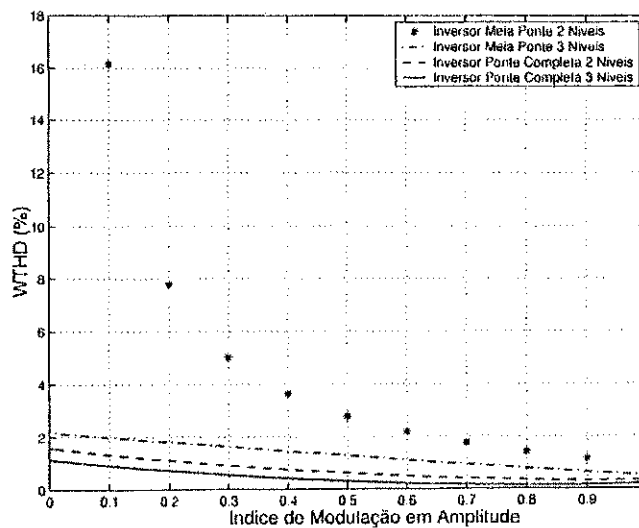


Figura 2.8: Distorção harmônica ponderada em função do índice de modulação em amplitude

Capítulo 3

Conversores CA/CC/CA

3.1 Introdução

A estrutura típica destes conversores emprega dois estágios na conversão da potência. No primeiro estágio a tensão da rede de alimentação é retificada criando um barramento CC. No segundo estágio um inversor converte a tensão CC em tensão com amplitude e frequência quaisquer, obedecendo as limitações práticas de operação.

A conversão CA/CA usando conversores com barramento CC é comumente realizada com a configuração ponte completa (Fig.3.1). Essa configuração apresenta elevado número de chaves, principalmente quando o conversor de três níveis é usado. A configuração meia ponte é uma solução interessante para a redução de componentes no sistema de conversão (Fig. 3.2). Se comparada à configuração em ponte completa, a configuração em meia ponte utiliza apenas metade do número de chaves, entretanto a tensão do barramento CC é o dobro daquela da configuração em ponte completa e uma corrente alternada passa a circular através dos capacitores reduzindo sua vida útil.

Neste capítulo é apresentada uma configuração de conversão CA/CA monofásica de três níveis utilizando três braços, [7]. Os dois lados do conversor opera em ponte completa compartilhando um braço. Essa configuração permite fluxo bidirecional de

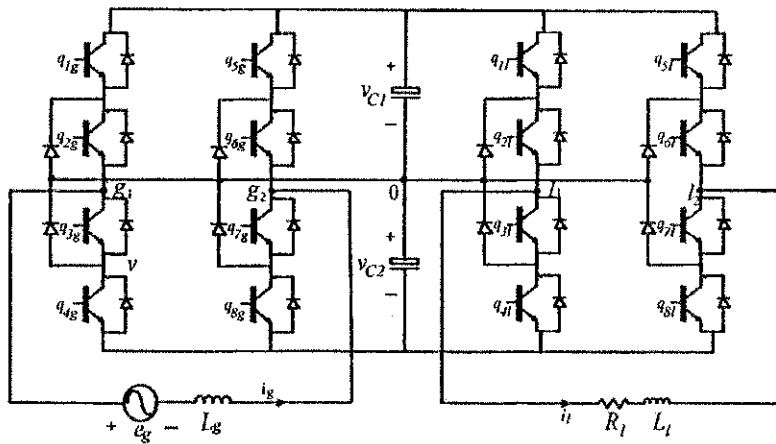


Figura 3.1: Conversor CA/CA de três níveis em ponte completa.

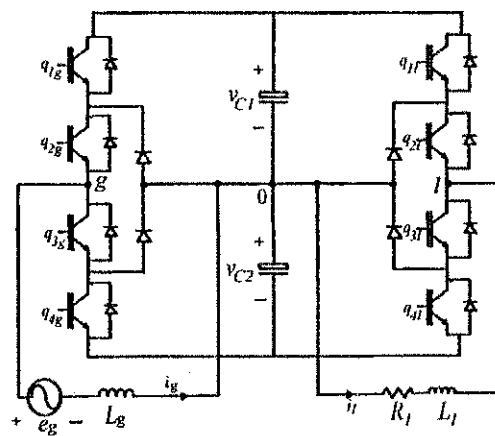


Figura 3.2: Conversor CA/CA de três níveis em meia ponte.

potência e pode realizar controle do fator de potência na entrada.

3.2 Conversor CA/CA Monofásico de Três Níveis Usando Três Braços

O sistema conversor possui três braços, compostos por quatro chaves controladas e seus respectivos diodos em anti-paralelo e dois diodos grampeadores ligados a derivação central do barramento CC. O braço constituído por q_{1s} , q_{2s} , q_{3s} e q_{4s} é compartilhado entre o retificador e o inversor, Fig. 3.3.

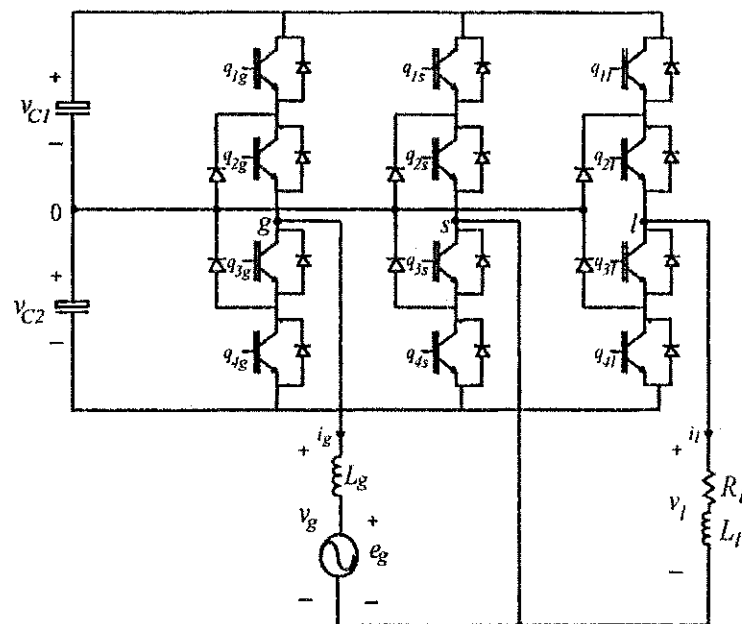


Figura 3.3: Conversor CA/CA de três níveis usando três braços.

3.2.1 Modelo do Conversor

As tensões v_g e v_l podem ser expressas em função das tensões de pólo

$$v_g = v_{gO} - v_{sO} \quad (3.1)$$

$$v_l = v_{lO} - v_{sO} \quad (3.2)$$

As tensões de pólo dependem do estado das chaves de potência e podem ser expressas em termos da variável k como

$$v_{x0} = \left(\frac{k-1}{2} \right) E \quad (3.3)$$

Com $x \in \{g, s, l\}$ e $k \in \{0, 1, 2\}$.

A corrente no braço compartilhado é dada por

$$i_s = i_g + i_l \quad (3.4)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{v_g - e_g}{l_g} \quad (3.5)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l}{l_l} \quad (3.6)$$

As correntes nos capacitores podem ser escritas em função do estado das chaves obtendo-se

$$i_{c1} = -q_{g1} i_g + q_{s1} i_s - q_{l1} i_l \quad (3.7)$$

$$i_{c2} = q_{g4} i_g - q_{s4} i_s + q_{l4} i_l \quad (3.8)$$

3.2.2 Estratégia PWM

Considerando que v_g^* e v_l^* , sejam as tensões desejadas no conversor, as tensões de pólo de referência podem ser expressas por

$$v_{gO}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (3.9)$$

$$v_{lO}^* = v_l^* + v_\mu^* \quad (3.10)$$

$$v_{sO}^* = v_{\mu}^* \quad (3.11)$$

O problema a ser resolvido é como determinar v_{gO}^* , v_{lO}^* e v_{sO}^* , uma vez que as tensões desejadas v_g^* e v_l^* foram especificadas. A seguir dois métodos são propostos para resolver esse problema.

Método O

Um controle independente de v_{gO}^* e v_{lO}^* pode ser obtido especificando $v_{sO}^* = v_{\mu}^* = 0$. Neste caso, das equações 3.9 e 3.10 obtém-se

$$v_{gO}^* = v_g^* \quad (3.12)$$

$$v_{lO}^* = v_l^* \quad (3.13)$$

Conseqüentemente, as tensões de fase v_g^* e v_l^* serão controlados eficazmente se as seguintes desigualdades forem satisfeitas:

$$|v_g^*| \leq E/2 \quad (3.14)$$

e

$$|v_l^*| \leq E/2 \quad (3.15)$$

As durações dos pulsos τ_{1x} e τ_{2x} durante os quais as chaves q_{1x} e q_{2x} , com $x \in \{g, l, s\}$, devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada são

$$\tau_{1x} = 2 \frac{v_{10}^*}{E} T \quad (3.16)$$

$$\tau_{2x} = T \quad (3.17)$$

Para $v_x^* \geq 0$.

$$\tau_{2x} = \left(\frac{2v_{10}^* + E}{E} \right) T \quad (3.18)$$

$$\tau_{1x} = 0 \quad (3.19)$$

Para $v_x^* < 0$.

Método A

É possível expressar a tensão v_μ em função do fator μ , fator de distribuição da roda livre. Esta expressão é dada por:

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (3.20)$$

onde $v_{\max}^* = \max \mathcal{V}$ e $v_{\min}^* = \min \mathcal{V}$ e $\mathcal{V} = \{v_g^*, v_i^*, 0\}$

O fator μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = \frac{v_{O\min}^* + \frac{E}{2}}{E + (v_{O\min} - v_{O\max})} \quad (3.21)$$

onde $v_{O\max}^* = \max \mathcal{V}_O$ e $v_{O\min}^* = \min \mathcal{V}_O$ e $\mathcal{V}_O = \{v_{gO}^*, v_{iO}^*, v_{sO}^*\}$

Neste caso o algoritmo proposto é:

- 1 Escolher o valor do fator μ e cacule v_μ^* através da equação 3.20.
- 2 Determinar v_{gO}^* , v_{iO}^* e v_{sO}^* a partir das equações 3.9, 3.10 e 3.11 .
- 3 Calcular τ_{1x} e τ_{2x} .

3.3 Sistema de Controle

3.3.1 Controladores

Controlador PI Padrão

Um controlador proporcional integral (PI) pode ser definido pelas seguintes equações de estado:

$$\frac{dx}{dt} = k_i \xi \quad (3.22)$$

$$u = x + k_p \xi \quad (3.23)$$

No domínio de Laplace essas equações podem ser escritas da seguinte maneira:

$$sX = k_i \xi \quad (3.24)$$

$$U = X + k_p \xi \quad (3.25)$$

Substituindo-se a equação (3.24) na equação (3.25) obtém-se:

$$U = \frac{k_i}{s} \xi + k_p \xi \quad (3.26)$$

$$\frac{U}{\xi} = \frac{k_i + sk_p}{s} \quad (3.27)$$

No domínio de Laplace a função de transferência do controlador resulta em:

$$G_C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.28)$$

Onde k_p é o ganho relativo a parte proporcional e k_i é relativo a parte integral.

Um aspecto importante deste controlador é que ele só garante erro nulo para entradas constantes.

Este é um modelo de controlador contínuo no tempo, como o objetivo de aperfeiçoar a ação de controle, substituí-se por um modelo de estado dinâmico discreto.

Um sistema dinâmico contínuo é dado por:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.29)$$

Genericamente a solução deste sistema no instante t , $x(t)$, a partir de um instante inicial t_o , $x(t_o)$, é dado por:

$$x(t) = e^{A(t-t_o)}x(t_o) + \int_{t_o}^t e^{A(t+\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (3.30)$$

Onde e^{At} é a matriz de transição de estado.

A solução deste sistema em $t+h$, $x(t+h)$, a partir de uma condição inicial em t , $x(t)$ é expresso por:

$$x(t+h) = e^{Ah}x(t) + \int_t^{t+h} e^{A(t+h-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (3.31)$$

Se o intervalo de tempo de integração h for pequeno, de forma que $u(t)$ possa ser considerado constante neste intervalo, e assumindo-se B constante, escreve-se a equação (3.31) da seguinte forma:

$$x(t+h) = Fx(t) + Hu(t) \quad (3.32)$$

Onde $F=e^{Ah}$ e $H=[\int e^{Av}dv]B$.

O modelo dado pela equação (3.32) é denominado de estado dinâmico discreto.

Logo o modelo de estado dinâmico discreto do PI é dado por:

$$x(t+h) = x(t) + hk_i\xi(t) \quad (3.33)$$

$$u(t+h) = x(t+h) + k_p\xi(t+h) \quad (3.34)$$

Controlador PI Modificado

O controlador PI modificado permite a obtenção de erro nulo para frequências não nulas. Suas equações de estado são as seguintes:

$$\frac{dx_a^s}{dt} = 2k_i \xi^s + x_b^s \quad (3.35)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -w_e x_a^s \quad (3.36)$$

$$u^{s*} = x_a^s + k_p \xi^s \quad (3.37)$$

Onde k_i e k_p são os ganhos relativos as partes integral e proporcional do controlador, ξ é o erro de corrente e onde o índice implica que as grandezas representados estão no referencial estacionário.

Tem-se ainda que $x_a^s = x_+^s + x_-^s$ e $x_b^s = jw_e(x_+^s - x_-^s)$, sendo x_+^s e x_-^s as variáveis de estado das sequências positiva e negativa.

A função de transferência do deste controlador, no domínio de Laplace, pode ser obtida a partir das equações (3.35) a (3.37) e resulta em:

$$G_{CI} = \frac{k_p \left(s^2 + \frac{k_i}{k_p} s + w_e^2 \right)}{s^2 + w_e^2} \quad (3.38)$$

O equivalente discreto das equações (3.35) a (3.37) é:

$$x_a^s(k) = \cos(w_e h_a) x_a^s(k-1) + \frac{1}{w_e} \sin(w_e h_a) x_b^s(k-1) + 2k_i \frac{1}{w_e} \sin(w_e h_a) \xi^s(k-1) \quad (3.39)$$

$$x_b^s(k) = -w_e \sin(w_e h_a) x_a^s(k-1) + \cos(w_e h_a) x_b^s(k-1) + 2k_i [\cos(w_e h_a) - 1] \xi^s(k-1) \quad (3.40)$$

$$u^{s*}(k) = x_a^s(k) + k_p \xi^s(k) \quad (3.41)$$

Este equivalente discreto é utilizado para realizar o controle utilizando simulação computacional e para a implementar o sistema em malha fechada usando microcomputador.

3.3.2 Ação de Controle

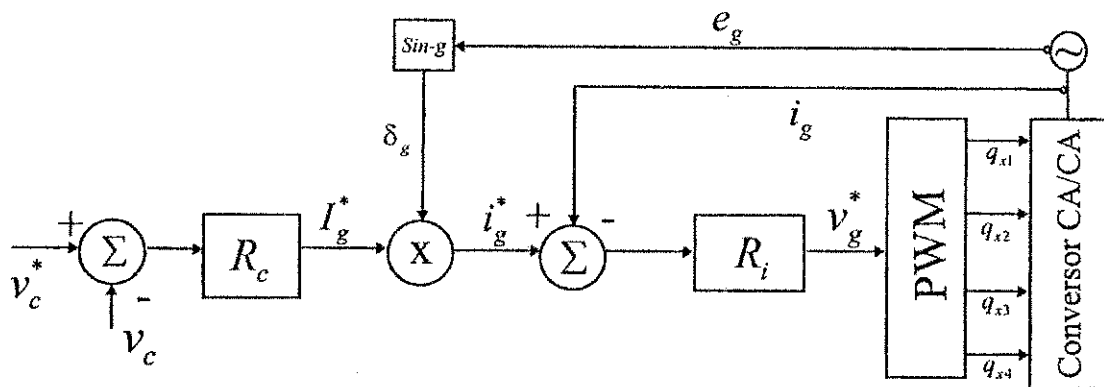


Figura 3.4: Diagrama de blocos de controle do conversor

O objetivo da ação de controle é controlar a corrente da fonte para obter fator de potência próximo da unidade além de controlar a tensão no barramento. Para isto é utilizado um esquema de controle em cascata. Este esquema de controle pode ser visualizado através do diagrama de blocos da figura (3.4).

O controle da tensão do barramento é realizado através da malha externa, utilizando um controlador PI, bloco R_c . Esse controlador define a amplitude da corrente de referência I_g^* .

Para obter fator de potência unitário a fase da corrente de referência é igual à fase da tensão da fonte. Para isso, a tensão na fonte é medida através de um sensor, e passa por um bloco que detecta a fase, $\sin - g$. Com essa fase e com a amplitude da corrente de referência I_g^* é formada a corrente de referência, i_g^* . Essa corrente é, por sua vez, subtraída da corrente real da fonte i_g , para gerar o erro para o controlador de corrente, PI modificado (bloco R_i). O controlador de corrente fornece a tensão de referência para o PWM, v_g^* . Essa tensão define os estados das chaves do conversor.

3.3.3 Resultados de Simulações

Nesta seção, são apresentados resultados de simulação digital para o conversor CA/CA de três níveis empregando a estratégia de controle proposta.

As simulações foram feitas a partir da linguagem C++ e os resultados foram visualizados utilizando o programa MATLAB[®]. As simulações utilizaram as equações dinâmicas dos sistemas, calculadas a cada passo de cálculo de $10 \mu s$. Nas simulações também foi utilizado um período de $100 \mu s$ referente ao tempo de amostragem das variáveis, objetivando simular o caso real, além de se utilizar uma frequência de chaveamento de $10 kHz$. A tensão da fonte e_g foi de $100 V$ e a tensão de referência para o barramento CC foi de $250 V$. Para simular a reatância X_g foi utilizado uma resistência de $1,5 \Omega$ e uma indutância de $6,6 mH$, para a carga foi utilizado uma resistência de 15Ω e uma indutância de $50 mH$.

Os resultados de simulações obtidos utilizando o método O estão ilustrados nas Fig. 3.5, 3.6 e 3.7. A Fig. 3.5 ilustra a corrente e a tensão da fonte, observa-se que a corrente apresenta forma senoidal e está praticamente em fase com a tensão da fonte e_g , obtendo-se fator de potência próximo da unidade.

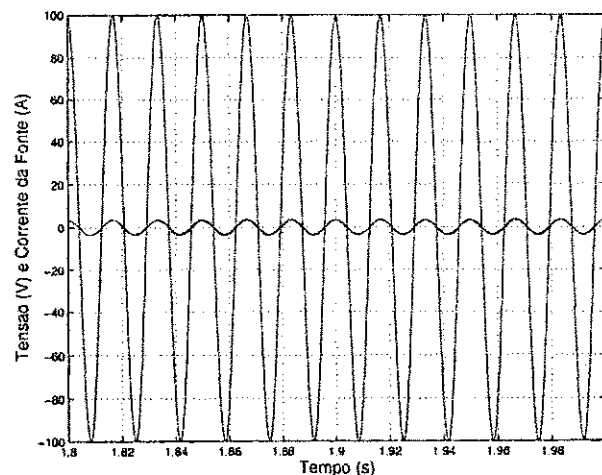


Figura 3.5: Tensão e Corrente da fonte (Método O).

A tensão no barramento CC é ilustrada na Fig. 3.7, observa-se que a tensão é controlada em torno do valor de referência $v_c^* = 250V$.

Os resultados de simulações, obtidos utilizando o método A para um fator de

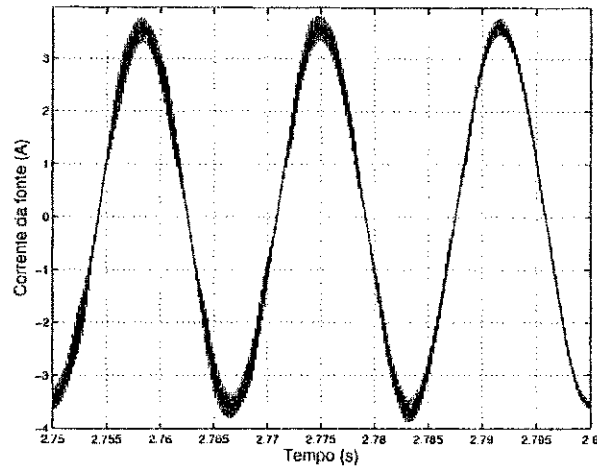


Figura 3.6: Corrente da fonte (Método *O*).

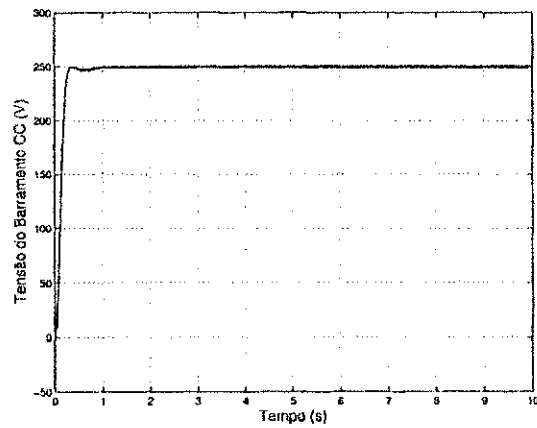


Figura 3.7: Tensão no barramento CC (Método *O*).

distribuição da roda livre $\mu = 0,5$, estão ilustrados nas Fig. 3.8, 3.9 e 3.10. A Fig. 3.8 ilustra a corrente e a tensão da fonte, observa-se que a corrente apresenta menos distorção que a obtida empregando-se o método *A*.

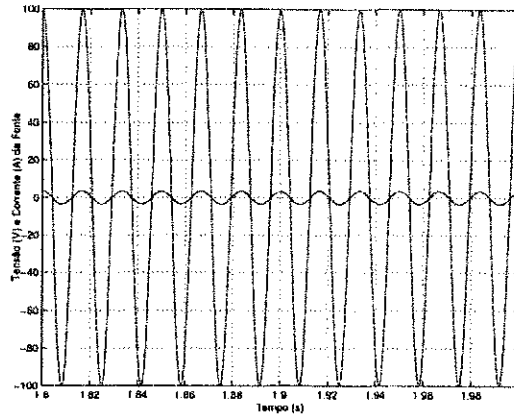


Figura 3.8: Tensão e Corrente da fonte (Método *A*).

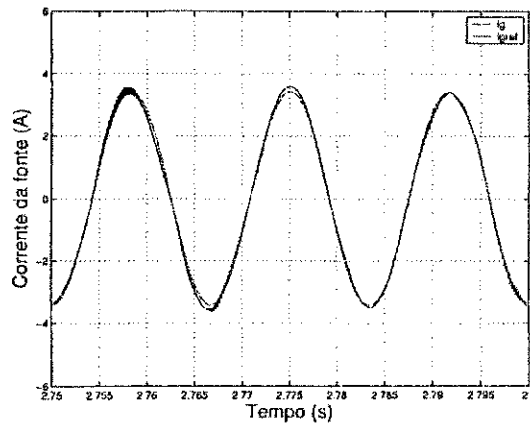


Figura 3.9: Corrente da fonte (Método *A*).

A tensão no barramento CC é ilustrada na Fig. 3.10, assim como os resultados obtidos utilizando o método *O*, a tensão é controlada em torno do valor de referência $v_c^* = 250V$.

3.3.4 Conclusões

A topologia de conversor CA/CA apresentada neste capítulo permite a operação do conversor com os dois lados operando em ponte completa, compartilhando um

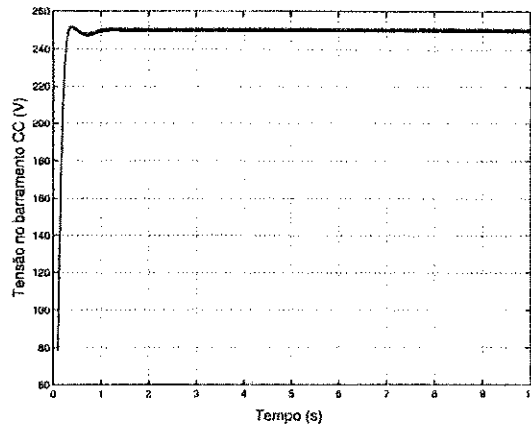


Figura 3.10: Tensão no barramento CC (Método A).

braço entre si. Os resultados de simulação mostram que a estratégia de controle aplicada possibilita o controle da corrente da fonte, obtendo-se fator de potência próximo da unidade, e o controle da tensão no barramento CC em torno do nível desejado. Para o método A utilizando $\mu = 0,5$ obtém-se menor distorção na corrente da fonte i_g .

Capítulo 4

Conclusões Gerais

Neste trabalho foram apresentadas estruturas de conversores estáticos de dois níveis e três níveis para aplicações em sistemas monofásicos.

No capítulo dois é feita uma comparação entre as topologias de conversores CC/CA de dois níveis e três níveis. Empregando-se a mesma topologia, ponte completa ou meia ponte, os inversores multiníveis possibilitam a geração de uma tensão de saída mais próxima da tensão senoidal, pois possuem mais níveis para a composição da componente de frequência fundamental, diminuindo as componentes harmônicas, além de possibilitar a utilização das chaves em níveis maiores tensão, evitando-se o uso de transformadores ou de várias chaves em série. Comparando as topologias de inversores de dois níveis em ponte completa e inversores de três níveis em meia ponte, que utilizam o mesmo número de chaves, observa-se que o inversor de dois níveis possui menor distorção harmônica de tensão na carga e utiliza uma menor tensão no barramento CC. Isso se deve ao fato do conversor em meia ponte ter um dos terminais da carga ligado ao ponto intermediário do barramento CC.

No capítulo 3 foi apresentada uma topologia de conversor CA/CA de três níveis utilizando três braços, com os dois lados do conversor operando em ponte completa. Foi aplicada uma estratégia de controle objetivando controlar a corrente da fonte para obter fator de potência próximo da unidade, além de controlar a tensão no barramento CC. Foram apresentados resultados de simulações, mostrando que o modelo

é consistente e que a estratégia de controle escolhida é satisfatória. Comparando os resultados obtidos empregando o método O e o método A , obtém-se menor distorção na corrente da fonte i_g utilizando o método A com um fator de distribuição da roda livre $\mu = 0,5$.

Referências Bibliográficas

- [1] B. Bose; Energy, environment, and advances in power electronics. IEE Trans. Power Electron; vol. 15, pp. 668-701, July 2000.
- [2] Oliveira Júnior, A. S. de (2005). Estratégia generalizada de modulação por largura de pulso para inversores multiníveis, PhD thesis, Universidade Federal de Campina Grande.
- [3] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H.; "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter". IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [4] Bhagwat, P. and Stefanovic, V. (1983). Generalized structure of a multilevel pwm inverter, IEEE Trans. Ind. Appl. IA-19(6): 1057-1069.
- [5] Carpita, M. and Teconi, S. (1991). A novel multilevel structure for voltage source inverter, Proc. of EPE'91 pp. 90-94.
- [6] Meynard, T.; Foch, H.. "Multilevel Conversion: High Voltage Chopper and Voltage Source Inverters". IEEE-PESC, pp. 397-403, 1992.
- [7] Jacobina, C. B.; Gomes, Y. C., Freitas, I. S. de Freitas, Silva, E. R. C. da. "Tree-Level Three-Leg Converter for Single-Phase to Single-Phase Applications".

